

# 双 PWM 变换器的系统安全工作区及其应用

邹高域, 赵争鸣, 袁立强, 王雪松

(清华大学 电机系 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室, 北京 100084)

**摘要:** 以实际 55 kW 异步电机变频调速系统中的双 PWM 变换器为例, 综合考虑功率器件特性、主电路结构、控制延迟、系统温度等因素, 定量分析了其系统安全工作区。在得出了系统安全工作区数学模型的基础上, 详细分析了控制延迟、直流母线杂散电感、交流滤波电感以及开关频率等因素对双 PWM 变换器的系统安全工作区边界的影响, 并由此对实际系统的参数和保护进行了合理的设计, 从而在保证系统安全的前提下, 最大限度地提高器件的利用率和系统的持续运行能力。最后, 实际系统的实验结果验证了所描述的系统安全工作区的正确性及其应用的有效性。

**关键词:** 双 PWM 变换器; 数学模型; 系统安全工作区; IGBT; 过温; 故障保护

**中图分类号:** TM 464

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.03.014

## 0 引言

交直交变换器在交流电力拖动系统中得到了广泛的应用。而在牵引、轧钢、矿井、风机发电<sup>[1-2]</sup>等需要快速起制动、频繁正反转的四象限运行场合, 通用变频装置需在直流母线侧加装制动电阻来泄放需要回馈到电网的能量, 造成了较大的浪费。同时由于采用二极管不控整流, 网侧电流谐波会对电网造成污染。因此, 整流侧采用 PWM 整流, 可以调节功率因数接近于 1, 降低电流谐波, 并可实现能量双向流动。灵活可控的拓扑结构更有利于变换器发挥其节能的优势。国外一些企业如 ABB、西门子已有较为成熟的双 PWM 变频装置, 功率等级最高可达 5.2 MW<sup>[3]</sup>。而国内的企业在此方面的技术研发和应用尚处于起步阶段。

双 PWM 变换器的技术热点可以分成两方面, 即控制策略和主电路设计与优化。目前国内外相关研究大多数都集中在前者, 重点在减小母线电压的波动、降低网侧电流谐波、提高变换器在非理想电网中的稳定性等<sup>[4-7]</sup>, 而对后者研究较少。实际上, 与通用变频装置相比, 双 PWM 变频装置的主电路设计和优化有不同的特点。一方面, PWM 整流使直流母线电压可控, 电压较高时有利于使电机获得更好的调速性能, 也便于实现能量往电网侧回馈; 另一方面, 母线电压升高意味着与之相连的开关管及母线电容需要承受较高的耐压。传统器件选型通常是采用余

量估计方法, 没有量化考虑系统中的杂散参数、控制延迟、温度因素对器件开关特性的影响<sup>[8-10]</sup>。器件安全工作区虽然能为器件的安全运行提供设计依据, 但在系统设计好之后无法对其安全运行区域进行定量描述。并且, 一旦变换器运行, 器件的开关特性难以测量, 缺少相应的保护机制, 有可能导致器件失效。变换器系统安全工作区 SSOA (Systematic Safe Operating Area) 的概念的提出和应用试图解决该问题<sup>[11-13]</sup>, 但目前仅用于功率单向流动的变换器, 其数学模型仍需进一步完善和推广。

本文以实际 55 kW 异步电机变频调速系统的双 PWM 变换器为例, 对其系统安全工作区进行详细的分析, 据此对系统进行了合理设计, 提高了系统的安全可靠性和可持续运行能力。

## 1 双 PWM 变换器系统概述

双 PWM 变换器的系统构成如图 1 所示, 共有 6 个接线端子, 其中 R、S、T 为网侧的 3 个交流进线端, U、V、W 为电机侧的 3 个交流出线端。进线侧通过交流电抗器接三相 380 V 电网, 以减少电力电子装置对电网造成的谐波危害。出线侧直接与三相 380 V 异步电机相连, 中间未加滤波器, 以 6RA70 拖动直流电机作为 55 kW 异步电机的负载。电压、电流传感器采样得到直流母线电压、网侧电流和电压以及电机侧电流的信号, 将各路信号反馈给控制电路, 由 DSP 产生 PWM 脉冲实现对 12 个 IGBT 的开关控制, 同时接收故障反馈信号采取相应的保护措施。整流侧采用电压定向矢量控制, 电机侧采用转子磁链定向矢量控制<sup>[14]</sup>。系统中的用电全部由开关电源提供, 开关电源直接从母线上取电, 避免因电网失电造成电源掉电。

收稿日期: 2013-03-12; 修回日期: 2013-12-18

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目 (50737002); 电力系统国家重点实验室自主项目资助项目 (SKLD11M03)

Project supported by the Key Program of National Natural Science Foundation of China (50737002) and the Program of State Key Lab of Power System in Tsinghua University (SKLD11M03)

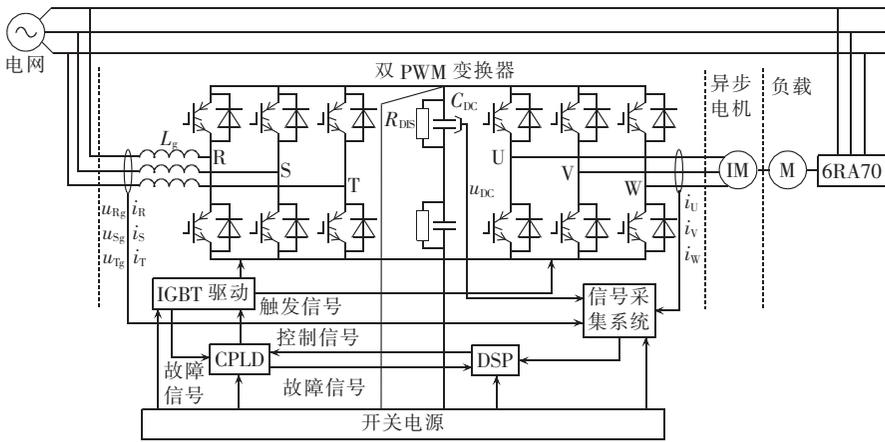


图 1 双 PWM 变频调速系统主电路结构图

Fig.1 Main circuit structure of dual-PWM frequency-variable speed-regulation system

## 2 SSOA 的数学模型与分析

### 2.1 SSOA 的定义

表征器件安全工作区的物理量为集射极电压、集电极电流和器件结温。变换器的 SSOA 概念源于器件的安全工作区。所不同的是,表征变换器安全工作区的参数是在变换器运行过程中能够直接测量的量,如直流母线电压、交流输出电流、散热器温度等。同时,器件的安全工作区在器件生产之后就固定不变<sup>[15]</sup>,仅与器件的个体差异有关。而变换器的 SSOA 随着结构、散热系统、控制系统变化会有很大的不同。此外,变换器的安全工作区考虑了变换器在运行中可能出现的情况和故障,与器件安全工作区相比其更具有实用价值。由于温度与电压、电流的时间常数相差较大,将 SSOA 分为两部分进行考虑,即基于电应力的 SSOA 和基于热效应的 SSOA,最终 SSOA 是这 2 个区域的交集。图 2 为一个 55 kW/380 V 变换器基于电应力的 SSOA 示意图。可以看到,变换器的 SSOA 远小于 IGBT 的安全工作区,而运行区域应不超过 SSOA,其边界主要由过压保护边界和过流保护边界决定。如果直流母线需要为变换器提供辅助开关电源,则左边由欠压保护边界决定。

### 2.2 基于电应力的 SSOA

由器件手册给出的反偏安全工作区和短路安全

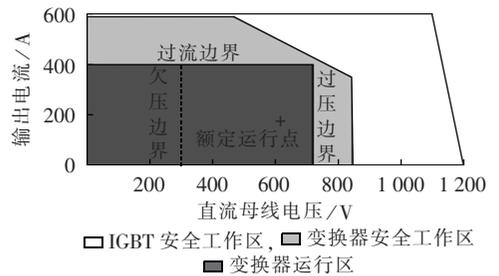


图 2 变换器 SSOA 示意图

Fig.2 Schematic diagram of converter SSOA

工作区<sup>①</sup>,可以得到变换器的 SSOA。根据文献[16]的推导,可以得到电机侧 SSOA 的数学表达式(1)所示,分别对应反偏 SSOA (RBSOA)和短路 SSOA (SCSSOA),则基于电应力的 SSOA 应由 2 个矩阵不等式得到的区域的交集。

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{RB} \begin{bmatrix} i_c(t) \\ u_{DC}(t) \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} I_{RBlim} \\ U_{RBlim} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{SC} \begin{bmatrix} i_c(t) \\ u_{DC}(t) \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} I_{SClim} \\ U_{SClim} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $i_c(t)$  和  $u_{DC}(t)$  分别为  $t$  时刻采样电路检测到有故障发生时的集电极电流和直流母线电压;  $I_{RBlim}$  和  $U_{RBlim}$  分别为 IGBT 对应于反偏 SSOA 的极限电流和极限电压;  $I_{SClim}$  和  $U_{SClim}$  分别为 IGBT 对应于短路 SSOA 的极限电流和极限电压;  $\mathbf{A}_{RB}$  和  $\mathbf{A}_{SC}$  为系数矩阵,如式(2)、(3)所示。

$$\mathbf{A}_{RB} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta t}{L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_{ls}} + \frac{0.8C_{res}}{t_f} \\ \frac{0.8(L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f} & 1 + \frac{0.8\Delta t(L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f(L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_{ls})} + \frac{0.64(L_{DC} + 2L_{sCE})C_{res}}{t_f^2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{A}_{SC} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta t}{L_{DC} + 2L_{sCE} + L_{SC}} + \frac{0.8C_{res}}{t_f} \\ \frac{0.8(L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f} & 1 + \frac{0.8\Delta t(L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f(L_{DC} + 2L_{sCE} + L_{SC})} + \frac{0.64(L_{DC} + 2L_{sCE})C_{res}}{t_f^2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

① Infineon Technologies AG. IGBT-modules FF300R12ME3 datasheet. 2011.

其中,  $L_{sCE}$  为 IGBT 模块内部的引线电感;  $t_f$  为 IGBT 关断过程的下降时间;  $C_{res}$  为 IGBT 的反向传输电容;  $\Delta t$  为管子发生过流故障到开始执行关断动作所需要的时间;  $L_{DC}$  为直流母线电容与 IGBT 直流端接头之间的杂散电感;  $L_{SC}$  为交流输出侧发生相间短路时的等效电感;  $L_{ls}$  为电机的定子漏感。

在双 PWM 变换器中, 其短路 SSOA 的数学表达式与电机侧基本相同。但由于电网侧与电机侧的结构不完全对称, 在推导反偏 SSOA 时, 需要考虑前侧电网的影响。根据图 3 的等效电路可得电网侧的反偏 SSOA 的数学模型如式(4)所示。

$$\mathbf{A}_{RB-g} \begin{bmatrix} i_C(t) \\ u_{DC}(t) \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} I_{RBlim} - \frac{U_{gm} \Delta t}{\frac{2}{3}L_{DC} + L_{sCE} + L_g} \\ U_{RBlim} - \frac{0.8U_{gm} \Delta t (L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f \left( \frac{2}{3}L_{DC} + L_{sCE} + L_g \right)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中,  $U_{gm}$  为电网相电压峰值; 系数矩阵  $\mathbf{A}_{RB-g}$  可由  $\mathbf{A}_{RB}$  得到, 忽略电网电感, 只需将  $L_{ls}$  替换为交流滤波电感  $L_g$  即可。

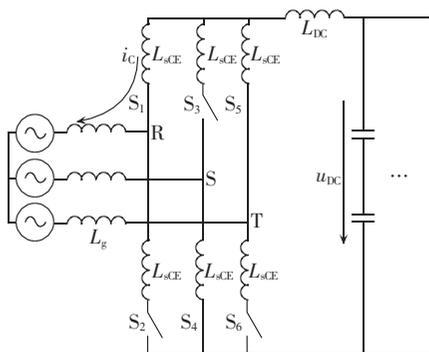


图 3 电网侧反偏 SSOA 推导等效电路  
Fig.3 Equivalent circuit for deducing RBSSOA at grid side

### 2.3 基于热效应的 SSOA

通常开关管的结温无法直接在线测量, 而散热器的温度可以在运行过程中随时监测, 因此可以根据模块的最大工作结温设定 IGBT 处于极限结温运行情况下的安全工作区, 即基于热效应的 SSOA。它主要与模块损耗有关, 因此, 与其相关的因素包括 PWM 方式、开关频率、散热设计等。IGBT 模块热阻的时间常数通常为几百 ms, 远大于系统的开关周期, 而与系统输出电流基波周期相当, 因此可认为系统在一个基波周期内的温升几乎不变, 则在考虑热效应时, 只需计算系统在基波周期内的平均损耗功率即可。在此考虑电机侧输出电流的频率较低时的极限情况, 只计算导通的半个基波周期内的平均损耗, 当采用 SPWM 时, 根据文献[17]得到 IGBT 的通态平均损耗为:

$$P_{Q-on} = U_{CE0} I_C \left( \frac{1}{\pi} + \frac{M_{max} \cos \theta}{4} \right) + r_{CE} I_C^2 \left( \frac{1}{4} + \frac{2M_{max} \cos \theta}{3\pi} \right) \quad (5)$$

其中,  $I_C$  为集电极输出电流的峰值;  $M_{max}$  为最大调制比;  $U_{CE0}$  和  $r_{CE}$  分别为 IGBT 的门槛电压和通态等效电阻;  $\theta$  为输出功率因数角。

IGBT 的瞬态平均损耗经归一化可表示为:

$$P_{Q-sw} = \frac{2}{\pi} (E_{on} + E_{off}) f_{sw} \frac{U_{DC}}{U_{nom}} \frac{I_C}{I_{nom}} \quad (6)$$

其中,  $U_{DC}$  为直流母线电压;  $U_{nom}$  和  $I_{nom}$  分别为电压和电流的标称值;  $f_{sw}$  为开关频率;  $E_{on}$  和  $E_{off}$  分别为 IGBT 对应于  $U_{nom}$ 、 $I_{nom}$  时开通和关断的损耗。

为得到极限损耗, IGBT 的通态饱和压降应为正常工作时的最大值, 即:

$$U_{CE0,max} = U_{CE0} + U_{CE,max} - U_{CE,typ} \quad (7)$$

其中,  $U_{CE,typ}$  和  $U_{CE,max}$  分别为通态饱和压降的典型值和最大值, 可从器件数据手册中得到。

IGBT 在结温允许情况下的最大损耗为:

$$P_{Qmax} = \frac{T_{jmaxQ} - T_h}{R_{th(j-c)Q} + R_{th(c-h)Q}} \quad (8)$$

其中,  $R_{th(j-c)Q}$ 、 $R_{th(c-h)Q}$  为单个 IGBT 结到壳、壳到散热器的热阻;  $P_{Qmax}$  为单个 IGBT 的通态平均损耗  $P_{Q-on}$  与瞬态平均损耗  $P_{Q-sw}$  之和的最大值;  $T_{jmaxQ}$  为 IGBT 在开关模式下最大允许结温;  $T_h$  为散热器温度。

将式(5)、(6)代入式(8), 可以得到考虑温度因素的 SSOA 表达式为:

$$I_{CQ} \leq \frac{\sqrt{B_Q^2 + 4A_Q C_Q} - B_Q}{2A_Q} \quad (9)$$

$$A_Q = r_{CE} \left( \frac{1}{4} + \frac{2M_{max} \cos \theta}{3\pi} \right)$$

$$B_Q = U_{CE0} \left( \frac{1}{4} + \frac{M_{max} \cos \theta}{4} \right) + \frac{2U_{DC} f_{sw} (E_{on} + E_{off})}{\pi U_{nom} I_{nom}}$$

$$C_Q = \frac{T_{jmaxQ} - T_h}{R_{th(j-c)Q} + R_{th(c-h)Q}}$$

同理, 对于反并联二极管有:

$$I_{CD} \leq \frac{\sqrt{B_D^2 + 4A_D C_D} - B_D}{2A_D} \quad (10)$$

$$A_D = r_F \left( \frac{1}{4} - \frac{2M_{max} \cos \theta}{3\pi} \right)$$

$$B_D = U_{F0} \left( \frac{1}{\pi} - \frac{M_{max} \cos \theta}{4} \right) + \frac{2U_{DC} f_{sw} E_{rec}}{\pi U_{nom} I_{nom}}$$

$$C_D = \frac{T_{jmaxD} - T_h}{R_{th(j-c)D} + R_{th(c-h)D}}$$

其中,  $U_{F0}$  和  $r_F$  分别为二极管的门槛电压和通态等效电阻;  $E_{rec}$  为二极管在反向恢复过程中对应于  $U_{nom}$ 、 $I_{nom}$  的损耗。

则基于热效应的 SSOA 应由  $I_{CQ}$ 、 $U_{DC}$ 、 $T_h$  和由  $I_{CD}$ 、 $U_{DC}$ 、 $T_h$  所围区域的交集。

2.4 SSOA 参数的影响分析

由式(2)和(3)可见,对于基于电应力的 SSOA,影响其边界的变换器参数主要有控制延迟  $\Delta t$ 、直流母线的杂散电感  $L_{DC}$ 、交流滤波电感  $L_g$ ,而模块内部的杂散电感主要与工艺有关,通常为 10~20 nH,在这里认为其是定值。将式(2)和(3)分别对各变量求偏导可以得到变换器中各个因素对 SSOA 的影响程度。

a. 控制延迟  $\Delta t$ 。

$$\frac{\partial A_{RB}}{\partial \Delta t} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_{ls}} \\ 0 & \frac{0.8(L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f(L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_{ls})} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\frac{\partial A_{SC}}{\partial \Delta t} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{DC} + 2L_{sCE} + L_{SC}} \\ 0 & \frac{0.8(L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f(L_{DC} + 2L_{sCE} + L_{SC})} \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式(11)和(12)可以看到,反偏 SSOA 和短路 SSOA 的边界随着系统控制延迟的增加,均会较大幅度地减小。图 4 给出了不同控制延迟下的 SSOA,图片的外框为 IGBT(以英飞凌的 FF300R12ME3 为例)的器件短路 SSOA(图 5—7 的图片外框含义同图 4),粗线所示为当控制延迟为 0 时 SSOA 的极限情况。

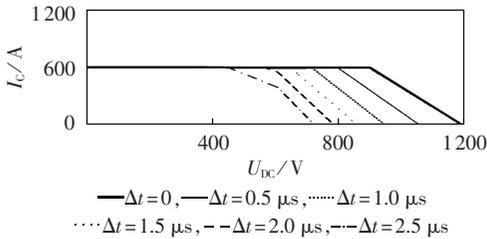


图 4 不同控制延迟下的 SSOA

Fig.4 SSOA for different control delays

b. 直流母线杂散电感  $L_{DC}$ 。

$$\frac{\partial A_{RB}}{\partial L_{DC}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta t}{(L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_{ls})^2} \\ \frac{0.8}{t_f} & \frac{0.8\Delta t(-\frac{1}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_{ls})}{t_f(L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_{ls})^2} + \frac{0.64C_{res}}{t_f^2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\frac{\partial A_{SC}}{\partial L_{DC}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta t}{(L_{DC} + 2L_{sCE} + L_{SC})^2} \\ \frac{0.8}{t_f} & \frac{0.8\Delta t L_{SC}}{t_f(L_{DC} + 2L_{sCE} + L_{SC})^2} + \frac{0.64C_{res}}{t_f^2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(13)和(14)可以看到,反偏 SSOA 和短路

SSOA 的边界随着直流母线杂散电感的增加显著减小。图 5 给出了不同母线杂散电感下的 SSOA,粗线所示为当杂散电感为 0 时 SSOA 的极限情况。由于模块内部的杂散电感作用,其安全工作区较器件的安全工作区仍有一定程度的缩减,所以回路中的杂散电感对安全工作区的影响也较大。在进行变换器的母排设计时,可以采用层叠母排<sup>[18]</sup>,并尽可能缩短与 IGBT 模块连接处的母排长度,以此减小母排的杂散电感,从而扩大系统的安全运行范围。

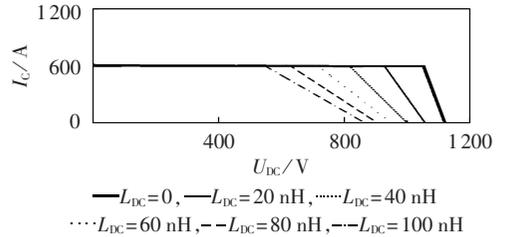


图 5 不同直流母线杂散电感下的 SSOA

Fig.5 SSOA for different DC-bus stray inductances

c. 交流滤波电感  $L_g$ 。

$$\frac{\partial A_{RB}}{\partial L_g} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3\Delta t}{2(L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_g)^2} \\ 0 & -\frac{1.2\Delta t(L_{DC} + 2L_{sCE})}{t_f^2(L_{DC} + \frac{3}{2}L_{sCE} + \frac{3}{2}L_g)^2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\frac{\partial A_{SC}}{\partial L_g} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

由式(15)和(16)可以看到,反偏 SSOA 的边界随着系统交流滤波电感的增加而增大,但是由于滤波电感值与其他参数相差较大,所以增大的效果并不明显,而短路 SSOA 的边界不受任何影响,如图 6 所示。当  $L_g$  接近于 0 时(实际为 0.001 mH),SSOA 显著减小,如图中粗线所示。因此实际应用中可忽略交流滤波电感对 SSOA 的影响,而主要考虑其对网侧电流谐波的抑制。

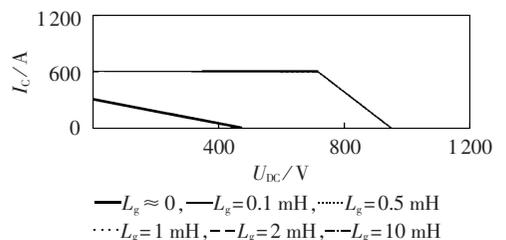


图 6 不同交流滤波电感下的 SSOA

Fig.6 SSOA for different AC filter inductances

由式(9)和(10)可以看到,对于基于热效应的 SSOA,影响其边界的变换器参数主要是开关频率  $f_{sw}$ 。模块的热阻与封装有关,封装相同的模块,其热阻基

本固定,在此认为不变。图 7 给出了固定直流母线电压,不同开关频率下的 SSOA 示意图。随着开关频率的变化,SSOA 的边界也有较大变化。

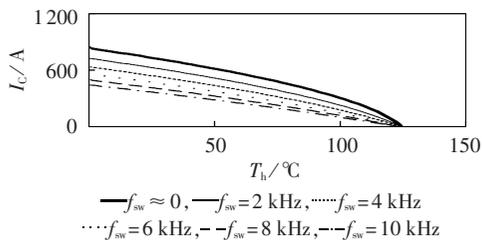


图 7 不同开关频率下的 SSOA

Fig.7 SSOA for different switching frequencies

因此,对 SSOA 影响较大的主要是母排杂散电感、延迟时间和开关频率,应合理设计,扩大 SSOA 的边界,提高利用率。

### 3 双 PWM 变换器 SSOA 的计算与应用

为了提高系统的控制性能,在 55 kW/380 V 双 PWM 变频调速系统的设计中,将直流母线电压的额定值设定为 700 V,整流模块和逆变模块均采用 FF300R12ME3。根据前面的分析,设计的实际系统的参数如下: $U_{RBlim}=1\ 200\text{ V}$ , $I_{RBlim}=600\text{ A}$ , $I_{SChim}=1\ 200\text{ A}$ , $C_{res}=1\text{ nF}$ , $t_f=0.13\ \mu\text{s}$ , $L_{sCE}=10\text{ nH}$ , $\Delta t=1\ \mu\text{s}$ , $L_{DC}=57\text{ nH}$ , $U_g=380\text{ V}$ , $L_g=2\text{ mH}$ , $P_{motor}=55\text{ kW}$ , $U_{DC}=700\text{ V}$ , $f_{sw}=6.4\text{ kHz}$ , $L_{ls}=0.6\text{ mH}$ , $L_{sC}=1.8\ \mu\text{H}$ 。IGBT 模块的热阻及损耗等参数可直接从数据手册上得到,故未在表中给出。由 2.2 和 2.3 节的推导,所设计的变换器的 SSOA 可表示为如图 8 所示的区域。

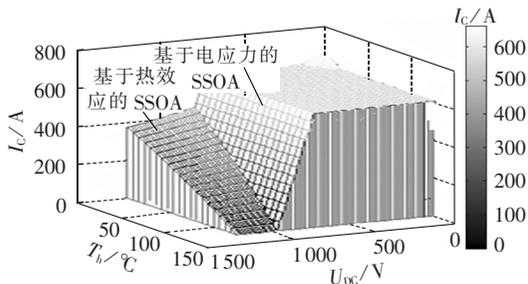
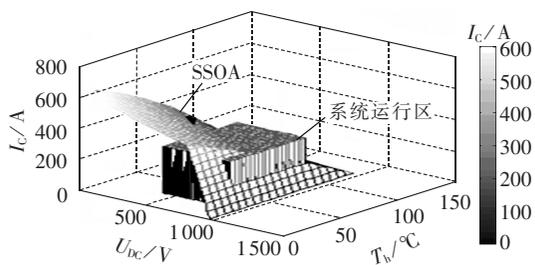


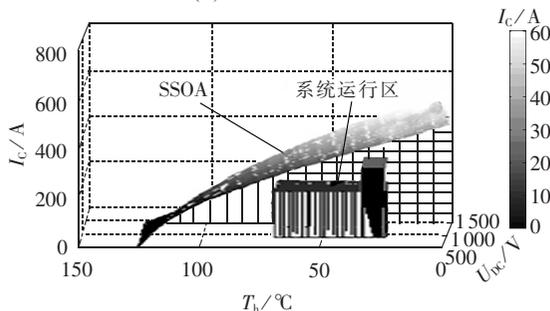
图 8 双 PWM 变换器 SSOA

Fig.8 SSOA of dual-PWM converter

由 SSOA 可以划分出系统的安全运行区域。图 9(a)的运行区超出了 SSOA 的边界,不能保证系统的安全,为不合理的运行区。图 9(b)为合理的运行区,当超过这个安全运行区域时,系统做出保护动作,避免 IGBT 等元件受到损坏,从而保证系统的安全可靠运行。由于 SSOA 为不规则形状,在设计运行区时将其设置成规则形状,便于保护的判断。在本系统中,母线电压的运行区域设置为 400~800 V,保证开关电源正常工作。交流输出电流的运行区域分为两部分,散热器温度在 25~35°C 时为 0~300 A,保



(a) 不合理的运行区



(b) 合理的运行区

图 9 变换器 SSOA 和运行区

Fig.9 SSOA and operating area of designed converter

证电机能够满载启动。稳定运行后,电流区域设为 0~200 A,散热器温度的区域设为 35~70°C,保证器件的结温不超过允许值。

### 4 实验验证

为了验证 SSOA 及其使用的有效性,研制了一台 55 kW 双 PWM 变换器样机,整流模块与逆变模块分别位于直流母线电容两侧,直流母排采用层叠母排结构。按照图 1 所示的实验系统,三相电网 380 V 经过 PWM 整流后使母线电压升至 700 V,以 6RA70 拖动直流电机作为 55 kW 异步电机的负载,将电机启动至 50 Hz,然后满载运行。图 10 所示为 50 Hz 满载运行时的电压和电流波形。图中, $U_{ST}$  和  $U_{wv}$  分别为电网侧和电机侧输出线电压; $i_s$  和  $i_v$  分别为电网侧和电机侧输出线电流。

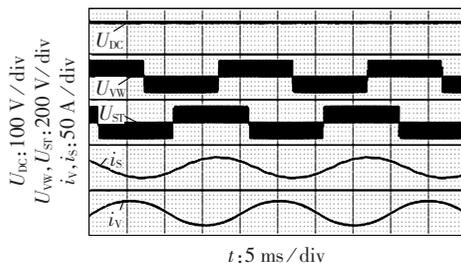


图 10 50 Hz 满载稳态波形

Fig.10 Steady-state waveform,full load,50 Hz

表 1 所示为不同母线电压下变换器过流保护的实际行动值,实验中通过 Buck 电路对过流保护进行测试,负载接电抗器模拟电机漏感。保护阈值为设定的 300 A,当系统检测到过流,立刻采取保护动作,封

表 1 不同母线电压下过流保护实际值  
Tab.1 Practical settings of overcurrent protection for different bus voltages

直流母线电压/V	电流保护动作值/A
300	305
400	308
500	310
600	313
700	319

脉冲关断器件,但由于存在控制延迟,实际动作时的电流值高于保护阈值,并且随着母线电压的升高,保护电流实际值也随之增加,与式(1)推导一致。

图 11 示出了变换器运行过程与运行区之间的关系。为便于描述,母线电压固定为 700 V,仅给出输出电流与散热器温度之间的关系曲线, $t_0$ 时刻电机满载启动至  $t_2$  时刻满载稳态运行,温度逐渐上升。若由于风路不畅,系统保护阈值设计不当导致系统运行在  $t_5$  点,该点在 SSOA 的外部,则极有可能发生过热故障,使 IGBT 模块受损。

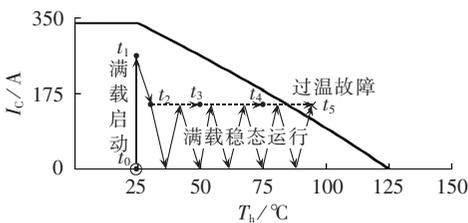


图 11 电机满载启动至稳态运行状态轨迹图

Fig.11 Trajectory diagram from motor startup with full load to steady-state operation

## 5 结论

本文以用于 55 kW 异步电机变频调速的双 PWM 变换系统为例,建立了考虑杂散参数、控制延迟、系统温度等非理想因素的双 PWM 变换器 SSOA 的数学模型,并分析了这些参数对 SSOA 的影响,在此基础上对系统参数和保护进行了合理设计。母排杂散电感、控制延迟和开关频率等参数对 SSOA 边界影响较大,在系统设计过程中应重点加以考虑。实验验证了本文所描述的 SSOA 的有效性。SSOA 综合考虑了系统中不同参数之间的定量关系,与器件安全工作区相比,更接近于系统的实际运行情况,可以为元器件的选型和系统保护策略的设计提供量化的参考依据,从而在保证安全的前提下,最大限度地提高器件的利用率和系统的持续运行能力。

## 参考文献:

[1] 施凯,黄文新,胡育文,等. 间接磁场定向控制的定子双绕组感应电机风力发电系统[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):34-38.  
SHI Kai,HUANG Wenxin,HU Yuwen,et al. DWIG wind power system with indirect field oriented control[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(11):34-38.

[2] 杨捷,金新民,吴学智,等. 兆瓦级全功率风电并网变流器功率组件设计[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):21-27.  
YANG Jie,JIN Xinmin,WU Xuezhi,et al. Power stack design of MW-level full-power grid-connected converter for wind power generation [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(10):21-27.

[3] ABB. ACS800-17LC 水冷传动硬件手册[EB/OL]. (2011-03-16).  
http://www.abb.com.cn/ProductGuide.

[4] HWANG J W G,WINKELNKEMPER M,LEHN P W. Control of AC-DC-AC converters with minimized DC link capacitance under grid distortion [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Montreal,Quebec,Canada:IEEE,2006:1217-1222.

[5] WINKELNKEMPER M,BERNET S. Impact of control model deviations on the DC link capacitor minimization in AC-DC-AC converters [C]//31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. Raleigh,NC,USA:IEEE,2005:981-986.

[6] ABO-KHALIL A G,LEE D C,JANG J I. Control of back-to-back PWM converters for DFIG wind turbine systems under unbalanced grid voltage [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Vigo,Spain:IEEE,2007:2637-2642.

[7] SARKAR S,VIJAYAN P,ALIPRANTIS D C,et al. Effect of grid voltage unbalance on operation of a bi-directional converter[C]//40th North American Power Symposium. Calgary,Alberta,Canada:IEEE,2008:1-7.

[8] WINTERHALTER C,KERKMAN R,SCHLEGEL D,et al. The effect of circuit parasitic impedance on the performance of IGBTs in voltage source inverters[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim,CA,USA:IEEE,2001:995-1001.

[9] ZARE F,LEDWICH G F. Reduced layer planar busbar for voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2002,17(4):508-516.

[10] 徐殿国,李向荣. 极限温度下的电力电子技术[J]. 电工技术学报,2006,21(3):15-23.  
XU Dianguo,LI Xiangrong. Power electronics in extreme temperature applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(3):15-23.

[11] 赵争鸣,白华,袁立强. 高压大容量变频调速系统关键技术分析与研究[J]. 中国科学 E 辑:技术科学,2009,39(3):394-401.  
ZHAO Zhengming,BAI Hua,YUAN Liqiang. Analysis and research of key technologies for high-voltage large-capacity adjustable speed drive system[J]. Science in China:Series E: Technological Sciences,2009,39(3):394-401.

[12] YUAN Liqiang,ZHAO Zhengming,HE Fanbo,et al. Safe operating area of high power three-level neutral point clamped voltage source inverters equipped with IGCTs[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. Seoul,Korea:IEEE,2007:64-68.

[13] 赵争鸣,张海涛,袁立强,等. 基于 IGCT 的高压三电平变频器失效机理及保护策略[J]. 电工技术学报,2006,21(5):1-6.  
ZHAO Zhengming,ZHANG Haitao,YUAN Liqiang,et al. Failure mechanism and protection strategy of high voltage three-level inverter based on IGCT [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(5):1-6.

[14] 张颖超,赵争鸣,鲁挺. 基于 RTW 的三电平双 PWM 变换器控制系统设计[J]. 电力自动化设备,2009,29(10):128-131.  
ZHANG Yingchao,ZHAO Zhengming,LU Ting. Control system

- for three-level dual-PWM converter based on RTW[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(10): 128-131.
- [15] STEVANOVIC L D, BEAUPRE R A, DELGADO E C, et al. Low inductance power module with blade connector [C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition. Palm Springs, CA, USA: IEEE, 2010: 1603-1609.
- [16] 王雪松, 赵争鸣, 袁立强. 一种基于系统安全工作区的变换器保护策略[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2012, 52(8): 1029-1034. WANG Xuesong, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang. Protection scheme for converter based on the systematic safe operating area[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2012, 52(8): 1029-1034.
- [17] 张明元, 沈建清, 李卫超, 等. 一种快速 IGBT 损耗计算方法[J]. 船电技术, 2009(1): 33-36. ZHANG Mingyuan, SHEN Jianqing, LI Weichao, et al. Calculation method of a fast power loss for IGBT modules [J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2009(1): 33-36.

- [18] 汪崑, 杨兵建, 徐枝新, 等. 750 kVA 高功率密度二极管钳位型三电平通用变流模块的低感叠层母线排设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 47-54. WANG Jun, YANG Bingjian, XU Zhixin, et al. Configuration of low inductive laminated bus bar in 750 kVA NPC three-level universal converter module of high power density [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 47-54.

#### 作者简介:



邹高域

邹高域(1986-), 女, 陕西南郑人, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子与电机系统集成(E-mail: retniwsthi@gmail.com);

赵争鸣(1959-), 男, 湖南邵阳人, 教授, 博士, 主要研究为大容量电力电子变换器、光伏发电系统。

## Systematic safe operating area of dual-PWM converter and its application

ZOU Gaoyu, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, WANG Xuesong

(State Key Lab of Control and Simulation of Power Systems and Generation Equipments, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** The SSOA (Systematic Safe Operating Area) of a dual-PWM converter, applied in the frequency-variable speed-regulation system of a 55 kW induction motor, is quantitatively studied on the characteristics of its power components, the structure of its main circuits, the delay of its control, the temperature rise of system, etc. Based on the mathematical model of SSOA, the impact of control delay, DC bus stray inductance, AC filter inductance and switching frequency on the boundaries of SSOA is analyzed in detail and the parameters and protections of practical system are properly designed to improve the utilization rate of power components and the continuously operating ability of system while the system safety is ensured. The experimental results of a practical system demonstrate the correctness of SSOA analysis and the effectiveness of its application.

**Key words:** dual-PWM converter; mathematical models; SSOA; IGBT; overheat; fault protection

(上接第 81 页 continued from page 81)

## Modeling of magnetically saturation controllable reactor based on multi-winding transformer models of MATLAB

TIAN Mingxing, YANG Xiuchuan, YANG Xuesong

(Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** According to the structural features of MSCR (Magnetically Saturation Controllable Reactor), a method is presented for the MSCR modeling based on the multi-winding transformer models of MATLAB. The basic parameter relationships and the core magnetization saturation characteristics of MSCR are analyzed and the quantitative relationships between the rated capacity, rated voltage, rated frequency, turns ratio and winding resistance of MSCR and the parameters of multi-winding transformer models of MATLAB are obtained, based on which, the method for the parameter setting of the MSCR simulation model based on the multi-winding transformer models of MATLAB is proposed. Simulative results show that, the established MSCR model can be used to simulate the current and voltage of MSCR components, such as winding, thyristor, diode and so on, as well as the commutation process between thyristor and diode. The established model is intuitive, simple, accurate, effective and immune to MSCR structural parameters.

**Key words:** controllable reactor; magnetic saturation; computer simulation; model buildings; multi-winding transformer; MATLAB