

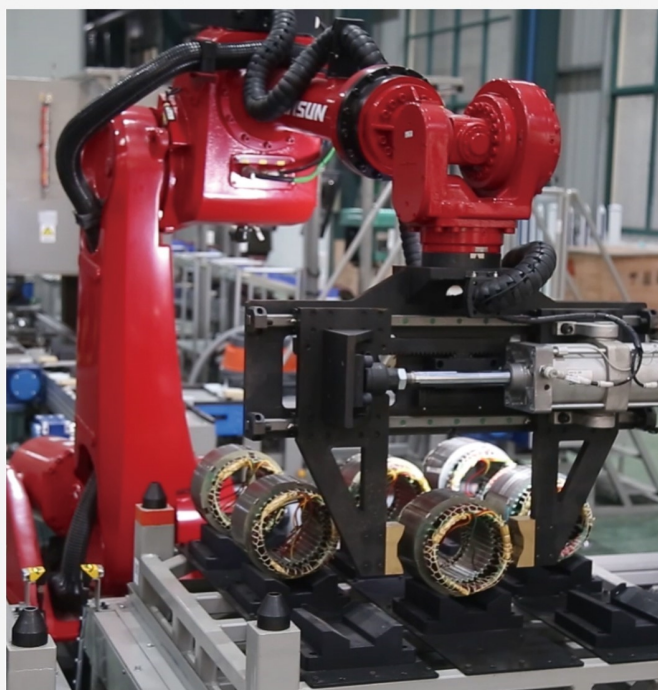
本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
(集团) 有限公司
支持

谢非, 马振宇, 张洪浩, 金祝峰, 胡斯登, 周晓云.
低感设计对变流器电容纹波电流影响分析与优化.
电机与控制应用, 2021, 48(11): 92.



中国智能制造系统解决方案供应商联盟 (成员)
上海智能制造系统解决方案供应商 (首批)

电机·智能制造



咨询服务

规划设计

设计制造

信息化系统

项目实施



扫码联系
我们

联系人: 黄先锋 手机: 13501892388
上海电器科学研究所 (集团) 有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司
上海市武宁路505号9号楼6层

低感设计对变流器电容纹波电流影响分析与优化

谢 非¹, 马振宇¹, 张洪浩¹, 金祝峰², 胡斯登², 周晓云¹

(1. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412000;

2. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310058)

摘 要: 在大功率变流器产品的设计应用过程中, 因母排杂散电感的不匹配导致变流器模块支撑电容纹波电流有效值偏大, 电容长期工作在超额状态以致损坏。针对上述问题, 根据变流器模块不同母排结构建立相对应的数学模型, 分析了支撑电容电流偏大的根本原因。通过试验的方法测量提取不同母排结构的杂散电感以指导后续母排的设计。根据理论分析提出了通过优化母排设计、改善控制算法来减小母线支撑电容纹波电流。最后, 基于某一变流器平台, 通过测量不同试验条件下电容电流纹波, 对比分析试验数据以验证所提改进措施的有效性。

关键词: 大功率变流器; 母排杂散电感; 电容纹波; 数学建模

中图分类号: TM 46 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)11-0092-06

doi: 10.12177/emca.2021.126

Analysis and Optimization of Influence of Low Inductance Design on Capacitor Ripple Current of Converter

XIE Fei¹, MA Zhenyu¹, ZHANG Honghao¹, JIN Zhufeng², HU Sideng², ZHOU Xiaoyun¹

(1. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou 412000, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310058, China)

Abstract: In the design and application of the high power converter products, the root mean square (RMS) ripple current of the support capacitor of the converter module is too large, resulting from the mismatch of stray inductance of the busbar, and the capacitor works in excess state for a long time, resulting in damage. In view of the above problems, the corresponding mathematical model according to the different busbar structures of the converter module is established, and the root cause of the large support capacitor current is analyzed. The stray inductors of different busbar structures are measured and extracted by experiments to guide the design of subsequent busbar. According to the theoretical analysis, it is proposed to reduce the ripple current of bus support capacitor by optimizing the bus bar design and improving the control algorithm. Finally, based on a converter platform, the capacitive current ripple under different experimental conditions is measured, and the experimental data are compared and analyzed to verify the effectiveness of the proposed improved measures.

Key words: high power converter; stray inductance of busbar; capacitor ripple; mathematical modeling

0 引 言

工业变流产品应用领域较多, 产品容量覆盖 200~14 000 kW, 不同行业对变流器的性能指标

要求不尽相同。随着变流器容量的增加, IGBT 并联、共直流母线的技术是一个必然趋势, 同时为了满足传动控制需求, 中间直流环节的支撑电容数量也会相应增多, 如何控制 IGBT 高频开关过程

收稿日期: 2021-07-14; 收到修改稿日期: 2021-10-28

作者简介: 谢 非(1993—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力电子技术与大功率变流器模块的研发设计。

张洪浩(1985—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力电子技术与大功率变流器模块的研发设计。

中的过电压,减少支撑电容上的纹波电流,提升多个 IGBT 并联的均流程度等已成为工业变流产品开发过程中实际面临的难题,这些难题都与低感设计强相关^[1-2]。

对于直流母排的问题,目前较为常见的方法是采用低感母排设计的方式,例如,文献[3-4]提出采用层叠母排的设计方法以减小母排杂感,提升变流器性能,该方法效果明显,但较大程度地增加工业变流产品的设计成本。

随着市场竞争的日益激烈,对各个环节的成本要求变得非常苛刻,在这样的背景下,低感母排也相应成为降本的一个重要方向。首先针对多模块并联的通用变频器,在公共直流母排中用普通母排取代了直流低感母排,从产品的实际应用数据指标来看,IGBT 器件、支撑电容电流、母排温升等方面都控制在合理范围内,但并没有深层次挖掘直流环节的低感设计指标^[5-6]。随着产品容量的增大,模块并联在成本控制方面要劣于相模块方式,相模块形式省去了均流电抗器,极大提升了变频器的功率密度,但在这些设计的过程中并没有认真分析过直流环节的低感指标,找到低感设计与成本之间的关键量化指标,确保成本最优的条件下,性能也能达到指标,这类问题应该如何解答有待进一步探索研究^[6]。

1 母排杂散电感对高频电流的影响

某一变流器功率模块结构中,直流母线支撑电容分别分布在三个相模块,各相模块支撑电容之间通过叉形汇流母排连接。在某些工况下,该种母排结构导致支撑电容纹波电流值偏大,电容组件损坏。现场采取电容纹波电流频谱分析,可知纹波电流集中分布在二倍开关频附近,即在某些工况点,由于母排杂参与电容不匹配导致发生谐振。根据经验,适当减小直流母排杂感,同时考虑现场产品的便于整改,添加一块复合母排,通过如表 1 所示的试验测量数据对比可以看出支撑电容纹波电流较之前有大幅的减小。

通过表 1 数据可知,原有叉形母排结构由于杂参与电容不匹配导致发生谐振,电容纹波电流较大,通过在三相直流端并联一低感母排,适当减小母排杂参与避开倍频谐振点,电容纹波电流值下降明显。

表 1 不同工况下电容纹波电流实测值

直流 电压/V	输出 功率/kW	B 相单个电容电流有效值/A		下降 程度/%
		叉形母排结构	添加复合母排结构	
650	630	132	83.0	37
650	500	111	68.0	39
550	630	102	70.8	31
550	500	88	61.0	31

1.1 建立等效电路

根据变流器母排结构,简化得到对应的电路网络如图 1 所示。其中: I_{Lx} (x 为 A, B, C) 为流经各相母排的输入电流; I_{capx} 为各相电容纹波电流; I_x 为流入各相功率模块的电流; Z_{Lx} 为各相母排阻抗; Z_{capx} 为各相电容阻抗。电路中杂散电感与对应的三相支撑电容间构成了 LC 滤波电路,单相杂散电感与支撑电容的阻抗比为 Z_L/Z_C ,从而影响了回路中高频电流的分配,具体的各支路电流以 A 相为例计算如下。

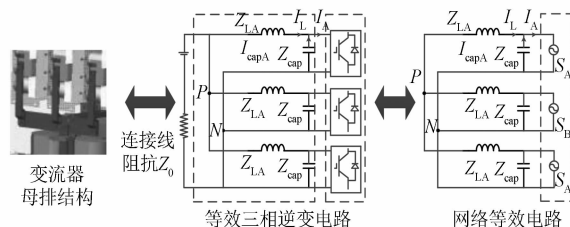


图 1 母排简化等效电路图

根据上述电路原理图,由基尔霍夫电流定理可得:

$$\begin{cases} I_L + I_{capA} = I_A \\ I_L = I_A \cdot \frac{Z_L // Z_{capA}}{Z_L} = I_A \cdot \frac{Z_{capA}}{Z_{capA} + Z_L} \\ I_{capA} = I_A \cdot \frac{Z_L // Z_{capA}}{Z_{capA}} = I_A \cdot \frac{Z_L}{Z_{capA} + Z_L} \end{cases} \quad (1)$$

通过式(1)可知,回路中杂散电感的存在,使得流入支撑电容的高频电流增多,从而增大了支撑电容的纹波电流。

1.2 建立电路网络模型

根据原始母排结构,以流过支撑电容的电流 I_{capA} 、 I_{capB} 、 I_{capC} 为研究对象,对三相逆变器直流侧阻抗网络数学建模如下:

$$\begin{bmatrix} I_{\text{capA}} \\ I_{\text{capB}} \\ I_{\text{capC}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{AA} & G_{AB} & G_{AC} \\ G_{BA} & G_{BB} & G_{BC} \\ G_{CA} & G_{CB} & G_{CC} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

以原有母排结构为基础,建立对应的等效电路模型如图2所示,根据叠加定理,以A相为例,通过分析在A相桥臂电流单独作用下,推导电容谐波电流的传递函数。

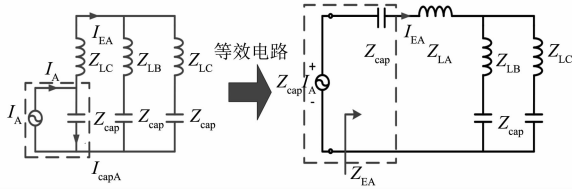


图2 A相源单独作用等效电路图

根据图4,由电路原理可知:

$$I_{EA} = Z_{\text{cap}} I_A / Z_{EA} \quad (3)$$

由基尔霍夫电流可得:

$$I_{\text{capA}} = I_A - I_{EA} \quad (4)$$

根据上述建立的数学模型可得:

$$G_{AA} = \frac{I_{\text{capA}}}{I_A} = 1 - \frac{Z_{\text{cap}}}{Z_{EA}} \quad (5)$$

同样推导过程可得出三相通用的传递函数表达式如下:

$$G_{xx} = \frac{I_{\text{capx}}}{I_x} = 1 - \frac{Z_{\text{cap}}}{Z_{Ex}} \quad (6)$$

式中: $Z_{Ex}(x=A, B, C)$ 为各相电路网络端口的等效输入阻抗。

由式(6)可知,当 Z_{Ex} 无限趋近于零,即电路网络处于谐振短路状态时, G_{xx} 幅值较大,此时,当桥臂电流一定时,支撑电容纹波电流 I_{capx} 将具有较大值。

根据原始的母排结构,可以发现A、C相具有对称性,因此可认为A、C相母排杂散阻抗近似相等,可等同分析。以A相谐波源单独作用为例,则可列出电路网络的谐振模态分类如表2所示。

表2 电网络谐振分类表

谐振支路数	三支路	两支路	单支路
谐振模态			
谐振条件 $Z_A+Z_B/Z_C=0$	$Z_B+Z_C=0$	$Z_A+Z_B=0$	$Z_A+Z_C=0$
谐振频率	$f=f_1$	$f=f_2$	$f=f_3$

表2中:

$$\begin{aligned} Z_A &= Z_{\text{cap}} + Z_{LA} \\ Z_B &= Z_{\text{cap}} + Z_{LB} \\ Z_C &= Z_{\text{cap}} + Z_{LC} \end{aligned} \quad (7)$$

对于高频电路而言,此时可认为有:

$$\omega L \ll R_L, \quad \frac{1}{\omega C} \gg R_{\text{cap}} \quad (8)$$

即可近似认为

$$Z_{\text{cap}} = \frac{1}{j\omega C}, Z_L = j\omega L \quad (9)$$

根据上表对应的谐振条件,可推导谐振频率如下:

$$\begin{cases} f_1 \approx \frac{\sqrt{3}}{2\pi\sqrt{(L_A + 2L_B)C}} \\ f_2 \approx \frac{\sqrt{2}}{2\pi\sqrt{(L_A + L_B)C}} \\ f_3 \approx \frac{\sqrt{2}}{2\pi\sqrt{(L_A + L_C)C}} \\ f_4 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_B C}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $f_i(i=1, 2, 3, 4)$ 为不同类谐振频率; ω 为角速度; R_L 为母排电阻; R_C 为电容电阻。当 Z_{EA} 趋近于零时,即 G_{AA} 将获得较大值,以A相源单独作用,对电网络分析如图3所示。

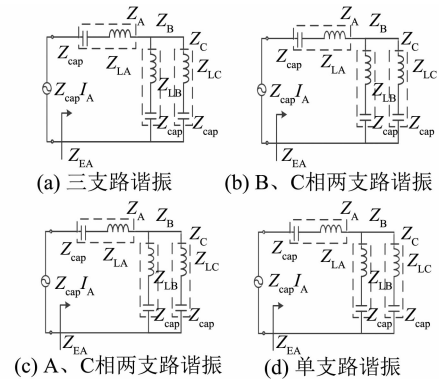


图3 A相谐振网络分析图

(1) 图3(a)中网络。谐振条件为 $Z_A + Z_B // Z_C = 0$,此时网络端口输入阻抗为 $Z_{EA} = Z_A + Z_B // Z_C = 0$,电网络发生谐振,谐振频率为 $f=f_1$, G_{AA} 将取得较大值;

(2) 图3(b)中网络。谐振条件为 $Z_B + Z_C =$

0,此时网络端口输入阻抗为 $Z_{EA} = Z_A + Z_B // Z_C \gg 0$, 电网络不谐振,类似于开路;

(3) 图 3(c)中网络。谐振条件为 $Z_A = 0, Z_C = 0$,此时网络端口输入阻抗为 $Z_{EA} = 0$, B 相类似于开路,电网络发生谐振,谐振频率为 $f=f_3, G_{AA}$ 将取得较大值;

(4) 图 3(d)中网络。谐振条件为 $Z_B = 0$,此时电网络的端口输入阻抗为 $Z_{EA} = Z_A \neq 0$, B 相类似于短路,电网络不谐振。

$Z_x(x=A,B,C)$ 为各相等效阻抗。通过上述电网络分析可知, A 相电网络传递函数 G_{AA} 存在两个峰值点,由于 C 相母排结构对称于 A 相,即 C 相与 A 相具有相似的网络传递函数特性, C 相传递函数 G_{CC} 同样有两个峰值点,在此不作重复分析。

按照同样原理对 B 相电网络进行分析,当 Z_{EB} 无限接近零时, G_{BB} 将存在较大值点,在此不再赘述。通过分析可知 B 相网络传递函数存在一个峰值点,即发生在三相谐振点 f_1 , 传递函数 G_{BB} 将取得较大值,此时 B 相电容电流 I_{capB} 将会取得较大值。

1.3 试验提取杂散参数

为便于后期仿真分析,基于原始叉形母排结构,通过阻抗分析仪提取其各相电气杂散参数^[7]如表 3 所示。

表 3 原始母排结构杂散参数表

叉形母排杂散参数/nH	参数值	叉形母排杂散参数/mΩ	参数值
L_A	279	R_A	0.45
L_B	193	R_B	0.30
L_C	260	R_C	0.40

2 上述问题解决方案

2.1 改进母排结构,适当减小杂感

原始母排结构存在支撑电容纹波电流偏大的主要原因是母排杂散电感与支撑电容的谐振频率较接近于低倍快关频率的边带谐波频率。通过改进优化母排结构,减小母排的杂散参数,增大杂感与支撑电容的谐振频率,使其尽量远离开关频率,从而达到减小电容高频纹波电流的目的。原始母排结构与通过仿真设计软件得出的改进母排对应

的杂散参数如表 4 所示。

表 4 不同母排结构参数数据表

原始叉形母排结构		T 形母排结构	
杂散参数/nH	谐振频率/Hz	杂散参数/nH	谐振频率/Hz
$L_A = 279$	$f_1 = 5\ 196$	$L_A = 85.4$	$f_1 = 9\ 396$
$L_B = 193$	$f_2 = 5\ 834$	$L_B = 48.3$	$f_2 = 11\ 147$
$L_C = 260$		$L_C = 80.2$	

2.2 控制适当减小载波频率

通过控制适当减小载波频率以减小器件开关频率,使谐振频率点远离开关频率,以达到减小支撑电容纹波电流的目的。

2.3 仿真分析

基于以上两类改进措施,仿真得到 B 相支撑电容纹波电流的试验波形如下图 4 所示,根据数据分析可知,126 kW 功率点、开关频率 2 850 Hz 时原始叉形母排结构 B 相电容纹波电流 I_{capB1} 有效值为 36.9 A,对应的改进 T 形母排结构 B 相电容纹波电流 I_{capB2} 有效值为 14.7 A;在原始叉形母排结构基础上改动开关频率为 1 950 Hz 时对应的 B 相电容纹波电流 I_{capB3} 有效值为 11.3 A。

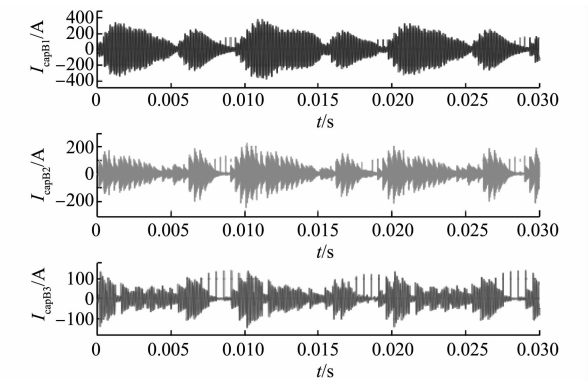


图 4 不同改进措施仿真试验波形

3 试验验证

基于某一变流器平台,原始母排结构在试验条件直流母线电压 650 V、输出功率为 126 kW、开关频率为 2 850 Hz、功率因数为 1 时的试验波形如图 5 所示。

通过试验波形测量可知,在上述试验条件下, B 相单个支撑电容纹波电流的峰值为 82.88 A、有效值为 20.3 A, C 相支单个撑电容纹波电流峰值

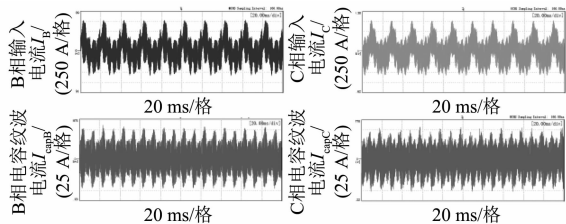


图5 原始母排结构 B、C 相试验波形

为 78.5 A、有效值为 20.8 A。对 B 相电流、电容纹波电流幅频分析如图 6 所示,观察可知 B 相电流及电容纹波电流较大幅值点出现在两倍开关频率点附近,与表 4 中的计算谐振频率点基本吻合。

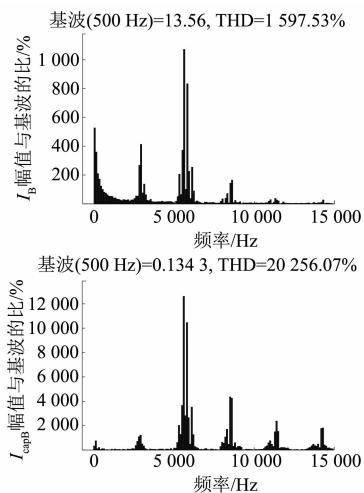


图6 原始母排结构 B 相电流及纹波电流幅频分析

同等试验条件:直流母线电压 650 V、输出功率为 126 kW、开关频率为 2 850 Hz、功率因数为 1 时的改进 T 型母排结构试验波形如图 7 所示。

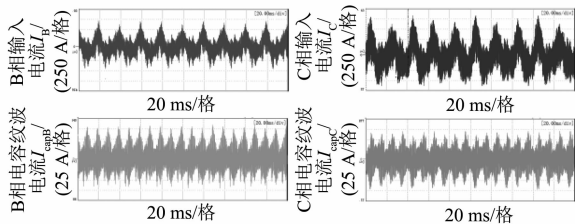


图7 T 型母排结构 B、C 相试验波形

根据试验波形,此时的 B 相单个支撑电容纹波电流有效值相比于原始母排结构电容纹波有效值下降了 27.59%;C 相单个电容纹波电流有效值相比于原始母排结构电容纹波有效值下降了 31.73%。对 B 相电流及电容纹波电流幅频分析

如下,如图 8 所示可知此时的幅值较大值出现在四倍开关频率点附近。

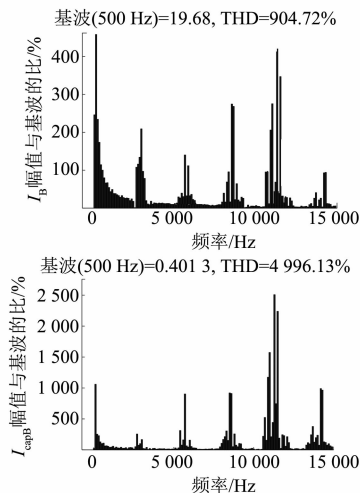


图8 T 形母排 B 相电流及电容纹波电流幅频分析

由于四倍开关频率及边带频率的桥臂谐波电流小于两倍开关频率及边带频率的桥臂谐波电流,于是有了改进的 T 形母排电容纹波电流有效值小于原始母排电容纹波电流有效值。

同等试验条件下:直流母线电压 650 V,输出功率为 126 kW,功率因数为 1,以 T 型母排结构为基础,改动开关频率为 1 950 Hz 时的试验波形如下图 9 所示。

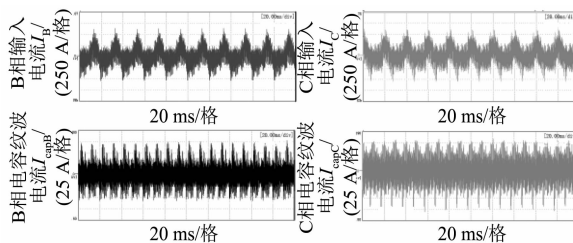


图9 T 型母排开关频率为 1 950 Hz 时试验波形图

通过波形分析数据可知,此时的 B 相单个电容电流有效值相较于原始母排结构 B 相电容电流有效值下降了 38.57%;C 相单个电容纹波电流有效值相较于原始母排结构 C 相电容电流有效值下降了 22.26%。B 相电流幅频分析图 10 所示,较大幅值频率点较 2 850 Hz 时有所偏移。

通过修改开关频率,避免了开关频率倍幅值较大的边带谐波频率与谐振频率交叠,从而进一步降低了电容纹波电流有效值。

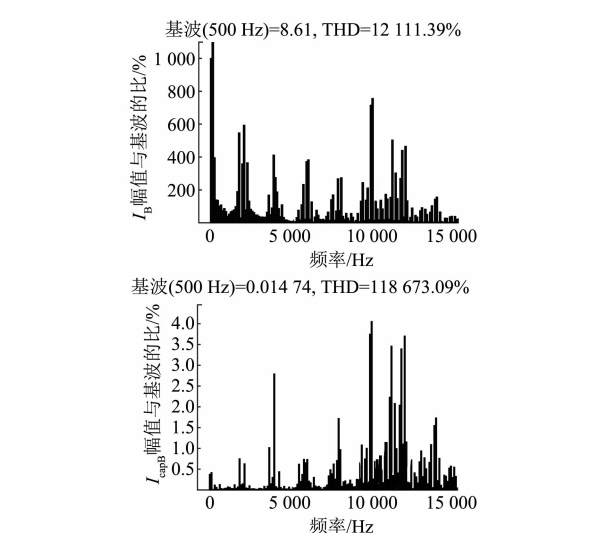


图 10 T 形母排开关频率 1 950 Hz 时 B 相电流及电容纹波电流幅频分析图

4 结 语

依托于某一变流器平台,基于对变流器不同直流并联母排结构杂散参数的研究,同时调整开关频率,以直流侧支撑电容纹波电流为研究对象,基于现有试验数据,得出以下结论:

(1) 电容电流较大的原因。电容与母排杂散电感的谐振频率接近低开关频率倍的边带谐波频率,在谐振频率点附近的正负序谐波电流被内部谐振激发;

(2) 降低电容纹波电流的方法。错开汇流母排阻抗网络的谐振频率和低开关频率倍的边带谐波频率,用于指导汇流母排早期设计以及开关频

率的选择;在成本有限的条件下,使用 T 型铜排结构设计且适当降率,也能近似实现叠层母排结构的效果。

【参考文献】

- [1] MARISCOTTIA. Analysis of the DC-link current spectrum in voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(4): 484.
- [2] 王雪松,赵争鸣,袁立强,等. 应用于大容量变换器的 IGBT 并联技术 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 155.
- [3] 王青,卢林辉. 功率变换器叠层母排优化设计 [J]. 电力与能源, 2013, 34(1): 34.
- [4] 汪鋈,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排设计 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 47.
- [5] YUAN L, GU Q, FENG G, et al. Experimental research on stray inductance extraction of planar bus bars based on HVIGBT dynamic characteristics [C] // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014.
- [6] MÜLLER L, KIMBALL J W. Effects of stray inductance on hard-switched switched capacitor converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6276.
- [7] 金祝锋,李威辰,胡斯登,等. 大容量电力电子装置中母排杂散电感提取方法的优化研究 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 1.

扫码关注

《电机与控制应用》

微信公众号

