DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2024.04.105

大尺寸电力电容器杂散电感提取方法研究

谭一帆，陈燕平，窦泽春，漆　宇，谢舜蒙，杨乐乐
（中车株洲电力机车研究所有限公司，湖南 株洲 412001）

摘　要：变流器换流回路存在的杂散电感对于功率半导体器件的影响巨大，然而准确提取大尺寸电力电容器的杂散电感难度较大。目前，对电力电容器杂散电感标准的提取方法为放电法，但是该方法不适用于包含多谐振频率的电容器。由于积分法提取母排杂散电感的精度高，故将积分法推广到提取大尺寸电力电容器杂散电感，明确误差校正过程，将积分法结果作为准确结果。积分法虽然精度高，但是会占用大量试验资源，并存在高压安全风险，效率较低。因此，文章提出了一种基于阻抗分析仪的杂散电感提取方法，详细介绍了测试工装和阻抗补偿方法。将阻抗分析仪测量结果与积分法测量结果进行对比，其误差小于7.3%，证明了基于阻抗分析仪提取方法的准确性，并且该方法不存在高压试验风险，测量便捷、复用性强、效率高。

关键词：大尺寸电力电容器；杂散电感；放电法；积分法；阻抗分析仪；测试工装

中图分类号：TM53　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**1000-128X(2024)04-0026-08

0　引言

功率半导体器件正在向着新材料、新结构、新封装和智能化等4个关键技术飞速、稳健地发展，功率半导体器件的应用也面临着巨大的挑战[1]。功率半导体器件的额定电流日益增大，目前最大可达到3 600 A，开关时间越来越短，导致开关过程的电流变化率$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$越来越大，目前可达到kA/μs数量级，有些甚至超过10 kA/μs。过大的$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$受变流器换流回路杂散电感的影响在功率器件关断时会产生很高的电压尖峰，该电压尖峰超过器件的阻断电压将会损坏器件，同时也会增加开关损耗和电磁干扰风险[2]。因此，精准量化变流器换流回路杂散电感成为功率半导体器件应用面临的重大问题。

变流器换流回路杂散电感包含母排杂散电感、大尺寸电力电容器杂散电感和功率半导体器件杂散电感。国内外对于母排杂散电感的提取研究较多，但是对于大尺寸电力电容器杂散电感的提取研究较少，可参考母排杂散电感的提取方法。

提取杂散电感的主流方法分为解析计算法[3-4]、数值计算法[5-6]、实验法[7-9]和直接测量法[10-12]。其中，解析计算法对于结构复杂的大尺寸电力电容器并不适用。数值计算法需要对被测对象进行精准建模，同样不适用于大尺寸电力电容器。实验法包含放电法、微分法、积分法和频域法。在国标GB/T 25121—2010[13]中提到了使用放电法对电力电子电容器进行杂散电感（Equivalent Series Inductance, ESL）的提取，但是该方法会引入放电回路杂散电感，并且不适用于包含多谐振频率的电力电容器，测量精度低。文献[14]通过测量绝缘栅双极型晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT）关断时的电压尖峰和电流变化率，再利用微分法$V_{\mathrm{CE}}=L_{\mathrm{stray}}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$进行计算，该方法准确性较低，而且只能测量换流回路总杂散电感；文献[15]提出利用开通瞬态过程中的特定阶段配合积分计算可对母排杂散电感进行准确提取，文献[16]在此基础上考虑了杂散电阻和测量偏置的影响，进一步提高了积分法提取母排杂散电感的准确性，大尺寸电力电容器可参考该方法进行杂散电感提取。然而积分法需要进行高压试验，存在高压安

基金项目：国铁集团科技研究开发计划项目（N2022J051，K2021J046）
通信作者：谭一帆，男，硕士，主要从事大功率变流技术方面的研究；E-mail: tanyf3@csrzic.com
引用格式：谭一帆, 陈燕平, 窦泽春, 等. 大尺寸电力电容器杂散电感提取方法研究[J]. 机车电传动, 2024(4): 26-33.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.04.105.
Citation：TAN Yifan, CHEN Yanping, DOU Zechun, et al. Research on stray inductance extraction method for large-size power capacitor[J]. Electric drive for locomotives,2024(4): 26-33.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.04.105.

全风险，占用大量试验资源，虽然准确性高，但效率较低，不适用于需要测量多种类电容器杂散电感的场景。

直接测量法需要使用高成本的阻抗分析仪等精密仪器对被测对象进行杂散参数测量、低压测量，效率较高。文献[17]利用阻抗分析仪测量母排的杂散电感，详细介绍了连接方式和测量过程，但该连接方式易受到连接线形状的影响，而且并不适用于大尺寸电力电容器。文献[18]利用阻抗分析仪测量集成功率电子模块各路径杂散电感，该方法同样不适用于大尺寸电力电容器。

本文首先介绍提取大尺寸电力电容器杂散电感的标准方法——放电法的原理，并指出放电法的劣势；然后，介绍积分法提取母排杂散电感的具体过程，并将积分法推广到提取大尺寸电力电容器杂散电感中，以积分法提取结果作为电容器杂散电感的准确结果；最后，提出一种基于阻抗分析仪的杂散电感提取方法，详细介绍测试工装的设计思路和阻抗补偿方法，以多种大尺寸电力电容器为例，将放电法测量结果和阻抗分析仪测量结果与积分法结果进行对比。

1　传统杂散电感提取方法

目前，传统的提取大尺寸电力电容器杂散电感的标准方法为放电法。放电法的原理为通过测量电力电容器放电波形得到谐振频率，根据已知的电容量C即可得到电力电容器的杂散电感L_{ESL}。

电力电容器需通过电池等直流电源进行充电，然后在电极端子处通过短接排放电，采用示波器和电流探头捕捉电力电容器放电电流波形，如图1所示，则电力电容器的杂散电感L_{ESL}为

$$L_{\mathrm{ESL}}=\frac{T^2}{C\left[4\pi^2+\left(\ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)\right)^2\right]}-L_{\mathrm{short}} \tag{1}$$

式中：T为欠阻尼振荡周期；I_1为t_1时刻的电流值；I_2为t_2时刻的电流值；L_{short}为短接排的自感，可通过有限元软件仿真得到。

放电法存在以下劣势：①式(1)可通过RLC串联电路零输入响应推导而来，根据该公式可知放电法适用于可以等效为RLC串联电路的近似理想电容器，而大部分大尺寸电力电容器内部是由多个小电容器并联而成，并且还受引线寄生参数影响，所以放电法不适用于提取包含多谐振频率的大尺寸电力电容器杂散电感；②未考虑短接排与电力电容器的互感影响；③可重复性较差，多次测量结果可能相差较大；④在测试过程中电流较大，存在安全隐患。

根据与积分法提取杂散电感相关的文献可知，采用该方法提取得到的母排杂散电感值精度高，并且由于母排与大尺寸电力电容器的接口基本一致，因此本文将积分法推广到提取大尺寸电力电容器杂散电感中，并将测量结果作为标准值。

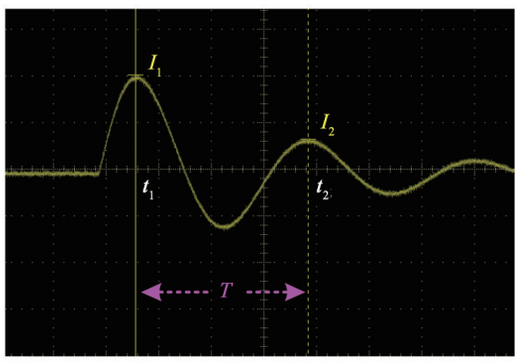


图1　放电法波形

Fig. 1　Waveform of discharge method

2　积分法在杂散电感提取的应用

积分法通常基于双脉冲测试平台进行杂散电感提取，轨道交通牵引变流模块双脉冲测试平台示意图如图2所示，其中包含高压直流电源、充放电电路、电容器、母排、功率半导体器件、负载、驱动板。电容器的等效电路包括理想电容C_1、L_{ESL}和杂散电阻R_{ESR}，V_1代表电容器两端电压，V_{dc}代表理想电容两端电压，即双脉冲测试中的母线电压；母排包含正极直流排、交流排和负极直流排，等效电路包括考虑了互感影响后的杂散电感（L_1、L_2和L_3）和杂散电阻（R_1、R_2和R_3）；功率半导体器件包含开关管和陪试器件，其中开关管等效电路包括理想器件T_1、器件功率端子杂散电感L_{ce1}和器件功率端子杂散电阻R_{ce1}，V_2代表开关管辅助端子集电极和发射极之间的电压，V_3代表开关管功率端子集电极和发射极之间的电压，同理陪试器件也包括理想器件T_2、器件功率端子杂散电感L_{ce2}、器件功率端子杂散电阻R_{ce2}，V_4代表陪试器件辅助端子集电极和发射极之间的电压，V_5代表陪试器件功率端子集电极和发射极之间的电压；I_c代表开关管电流。

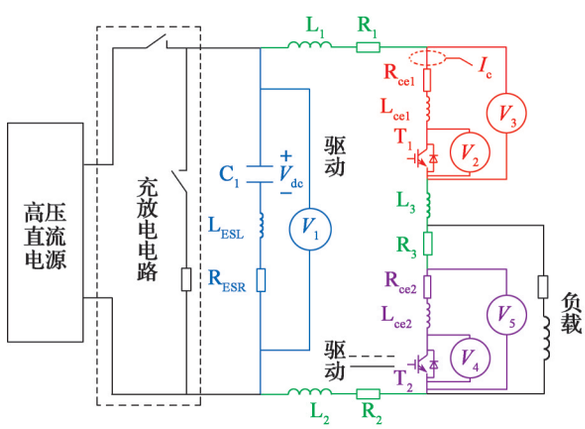


图2　双脉冲测试平台

Fig. 2　Double-pulse testing platform

根据积分法提取母排杂散电感的原理，通常基于双脉冲二次开通过程的波形提取杂散电感，波形如图3所示，其中积分时间段$[t_a,t_b]$与$[t_0,t_3]$的关系需满足图3所示的关系，t_0为电流开始上升的时刻，t_3为电流变化率达到最大的时刻。由于变流模块换流回路杂散电感和电流变化率较大，导致换流回路杂散电感感应电压远大于杂散电阻两端电压，为了简化数据处理，忽略杂散电阻的影响。

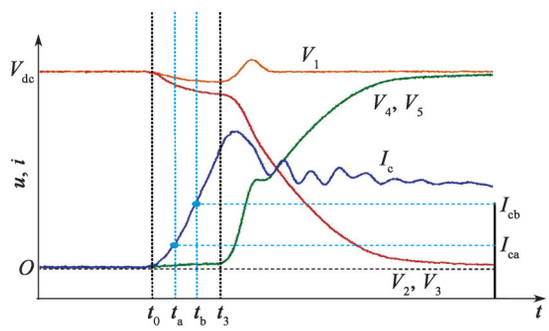


图3　双脉冲测试二次开通波形

Fig. 3　Secondary turning-on waveform in the double-pulse testing

当积分法提取母排杂散电感L_{busbar}时，需测量V_1、V_3和V_5等电压波形，其母排杂散电感为

$$L_{busbar}=L_1+L_2+L_3=\frac{\int_{t_a}^{t_b}\left(V_1-V_3-V_5\right)\mathrm{d}t}{I_{cb}-I_{ca}} \tag{2}$$

式中：I_{ca}、I_{cb}分别为t_a和t_b时刻开关管的电流值。

同理，将该方法推广到提取大尺寸电力电容器杂散电感。忽略R_{ESR}的影响，V_1由L_{ESL}感应电压和V_{dc}组成，由于C_1较大，双脉冲开关瞬态过程中V_{dc}基本不变，因此只需测量V_1和流经电容器的电流I_C即可得到L_{ESL}，具体为

$$L_{ESL}=\frac{\int_{t_a}^{t_b}\left(V_{dc}-V_1\right)\mathrm{d}t}{I_{cb}-I_{ca}} \tag{3}$$

在实际试验过程中，电压探头推荐采用交流模式，可直接得到L_{ESL}的感应电压$V_{dc}-V_1$，精度更高。由于受到电磁场的干扰或者电压/电流探头存在系统测量误差等原因，导致测量结果存在测量误差，需要对测量波形进行校正，主要包含2种测量误差：①在双脉冲二次开通过程中，当开关管电流达到尖峰时刻，即电流变化率$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$为0时，$L_{ESL}$感应电压理论上应为0 V，而在实际测量中电流尖峰时刻与L_{ESL}感应电压过零点时刻存在时差，此即为电压探头和电流探头间的时序差，因此在数据处理时需进行时序校正；②由于电压探头和电流探头的测量精度不够，导致感应电压在二次开通前的续流阶段不为0 V，或者开关管电流在二次开通前的续流阶段不为0 A，此类误差可在数据处理时进行归零校正。

综上所述，在提取杂散电感方面，积分法的精度较高，提取结果即为电容器在模块实际开关过程中的等效杂散电感，与电容器是否包含多个谐振频率无关。该方法适用于提取大尺寸电力电容器杂散电感，但是需要进行高压试验，存在安全风险，占用大量试验资源，效率较低，不适用于需要测量多种类电容器杂散电感的场景。因此，本文将提出一种同样适用于大尺寸电力电容器且效率高、精度高、安全系数高的阻抗分析仪直接测量法。

3　基于阻抗分析仪的杂散电感提取

阻抗分析仪通过对被测对象施加不同频率的交流信号，精确测量被测对象的电压和电流，从而得到被测对象在不同频率下的阻抗和相位，即可得到被测对象在不同频率下的杂散电感，同样该方法的准确性与被测对象是否包含多个谐振频率无关，适用于提取大尺寸电力电容器杂散电感。

采用阻抗分析仪（是德科技E4990A）测量L_{ESL}时，由于大尺寸电力电容器端口尺寸较大，需设计测试工装用于连接阻抗分析仪和大尺寸电力电容器。

测试工装主要包含PCB（Printed Circuit Board）连接板、测试延长线和铜柱，如图4所示。其中，测试延长线主要采用阻抗分析仪的配件——BNC（Bayonet Nut Connector）测试延长电缆（16048G），用于阻抗分析仪和PCB连接板间的柔性连接，避免刚性连接所需升降台等工具，灵活性更高，并且采用的是和阻抗分析仪匹配的四端对连接方式[19]，抗干扰能力强；铜柱用于调节短路补偿和连接作用，在短路补偿中，通过调节铜柱高度实现近似理想短路补偿效果；PCB连接板则主要用于连接大尺寸电力电容器，具体连接方式如图5所示。

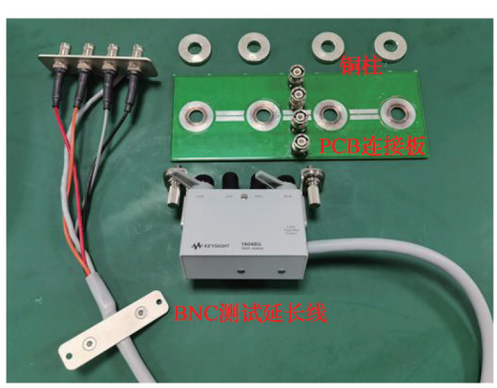


图4　测试工装

Fig. 4　Testing fixture

PCB连接板设计主要包含3个方面：

①连接孔与大尺寸电力电容器电极端子尺寸一致。以轨道交通牵引变流器模块大尺寸电力电容器为例，

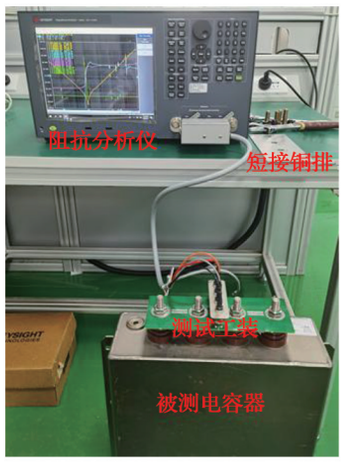


图5　阻抗分析仪测量平台

Fig. 5　Impedance analyzer measuring platform

电极端子采用正负交错的排列方式，包含2对电极对，电极对间距h_1为120 mm，正负电极间距h_2为60 mm，电极柱直径d_1为12 mm，电极圆盘直径D_1为30 mm。因此，连接孔需设计内径d_2为13 mm，外径D_2为30 mm的圆环结构，4个圆环间距与电极柱一样，便于与电极圆盘直接连接，具体如图6所示。

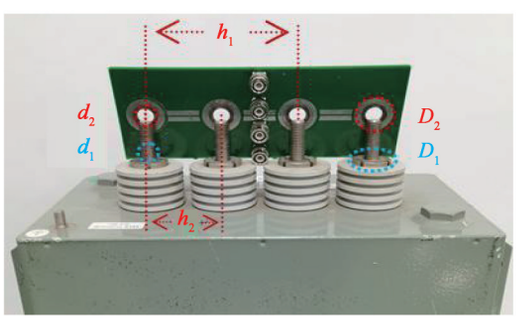


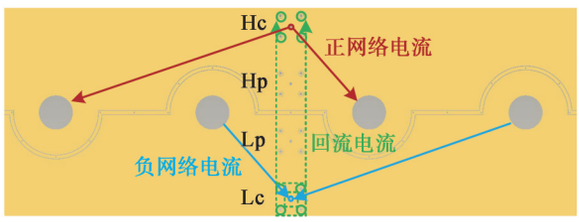
图6　大尺寸电力电容器

Fig. 6　Large-size power capacitor

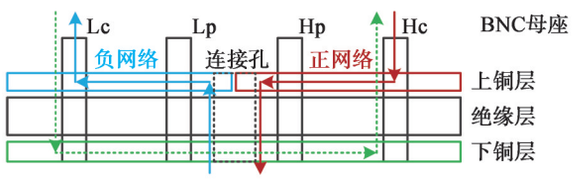
②降低PCB连接板的杂散阻抗。为降低PCB连接板的杂散阻抗，测试工装的上层铜层分为正网络和负网络，分别连接正负电极连接孔；下层铜层作为四端对连接的回流路径和屏蔽层，测试电流路径如图7所示。根据上下铜层互感抵消效应，该结构可有效降低测试工装的杂散电感，并且正网络和负网络均在上层铜层，两者间杂散电容将显著减小。

③设计四端对连接母座。四端对连接母座为间距22 mm的4个BNC母座“一”字形排列，与测试延长线端口匹配。将四端对连接母座放置于测试工装的中间处，方向与连接孔方向垂直。该方式可保证结构的对称性，减小下层铜层与被测大尺寸电力电容器间的互感效应，从而减小由于互感效应导致大尺寸电力电容器杂散电感测量结果偏小的影响。

为了获得准确的大尺寸电力电容器阻抗频域曲线，需要对测试工装进行补偿。根据阻抗分析仪使用手册，BNC测试延长电缆16048G可通过标准电阻100 Ω进行阻抗和相位补偿，所以还需对PCB连接板和铜柱进行补偿。



(a) 连接板俯视图



(b) 连接板侧面剖视图

图7　连接板测试电流路径示意图

Fig. 7　Schematic diagram of the testing current path in the connection board

由于PCB连接板和铜柱结构的对称性，可假定该阻抗网络近似为对称二端口网络，如图8所示，则只需要对其进行开路补偿和短路补偿，其传输参数方程为：

$$\left.\begin{aligned} V_{\text{in}} &= A\cdot V_{\text{out}} + B\cdot I_{\text{out}} \\ I_{\text{in}} &= C\cdot V_{\text{out}} + D\cdot I_{\text{out}} \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

式中：V_{in}、I_{in}分别为二端口网络输入电压和输入电流；V_{out}、I_{out}分别为二端口网络输出电压和输出电流；A、B、C、D为传输系数。

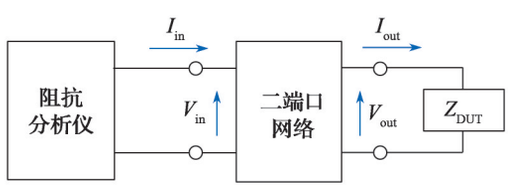


图8　二端口网络示意图

Fig. 8　Schematic diagram of the two-port network

在对称二端口网络中，传输系数A与D相同，则被补偿对象的测量阻抗Z_{meas}和真实阻抗Z_{DUT}分别为

$$Z_{\text{means}} = \frac{V_{\text{in}}}{I_{\text{in}}} = \frac{A\cdot V_{\text{out}} + B\cdot I_{\text{out}}}{C\cdot V_{\text{out}} + A\cdot I_{\text{out}}} \tag{5}$$

$$Z_{\text{DUT}} = \frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} \tag{6}$$

在开路补偿中，若I_{out}=0 A，则测量的开路阻抗Z_{o}为

$$Z_{\text{o}} = \frac{A}{C} \tag{7}$$

在短路补偿中，若V_{out}=0 V，则测量的短路阻抗Z_{S}为

$$Z_{\text{S}} = \frac{B}{A} \tag{8}$$

因此，通过开路补偿和短路补偿即可得到被补偿对象的真实阻抗Z_{DUT}，在实际测量中阻抗分析仪将自动校正测量结果，真实阻抗Z_{DUT}为

$$Z_{DUT}=\frac{Z_S-Z_{means}}{Z_{means}-Z_o}\cdot Z_o \tag{9}$$

在实际短路补偿过程中，PCB 连接板和铜柱通过短路铜排进行短接。但是由于大尺寸电力电容器电极间距较大，采用短路铜排会引入额外阻抗，导致短路补偿时 V_{out}≠0 V。为了降低短路铜排的引入误差，可通过调整铜柱的高度，使得短接铜排的自感等于短接铜排与 PCB 连接板、铜柱之间的互感的 2 倍，使短接铜排实现理想短路状态，提高测量精度。

经过补偿后的等效测量界面将转移到铜柱的底面，将整套测试工装连接大尺寸电力电容器进行扫频测量，即可得到等效杂散电感频域曲线。在频域曲线中通常包含 2 个频谱区间：在第一个谐振频率之前的低频谱区间，大尺寸电力电容器阻抗等效为容性阻抗；在第一个谐振频率之后的高频谱区间，大尺寸电力电容器阻抗等效为感性阻抗，多谐振点情况需根据相位判断。因此，L_{ESL} 的提取需在高频区选取适当频率下的杂散电感，可根据式(10)计算该频率[20]。通常该频率为百 kHz，而 L_{ESL} 对应百 kHz 的值与 1 MHz 的值相近，在工程上为了简化计算一般取 1 MHz 作为 L_{ESL} 的提取频率，如果谐振频率在 100 kHz 以上，为避免谐振影响，应适当增大提取频率，保证提取频率至少大于谐振频率的 10 倍，最好大于谐振频率 30 倍。

$$f_c=\frac{1}{2\pi t_f} \tag{10}$$

式中：f_c 为提取频率；t_f 为开关管关断时的电流下降时间。

由于采用了四端对柔性延长线方式连接阻抗分析仪和大尺寸电力电容器，测量抗干扰性能较好。对于同样电极结构的不同大尺寸电力电容器，测试工装可连续测量，不需重新补偿，该提取方法适用于大规模提取大尺寸电力电容器杂散电感的应用场景，而且低压测量无风险，具有可重复补偿测量过程，灵活性好，测量结果精度高，可重复性好等特点。

基于阻抗分析仪的杂散电感提取流程为：①根据测量精度调节阻抗分析仪参数，包含频率范围、采样数、测量时间方式、单点平均测量次数等；②使用 BNC 测试延长电缆 16048G 连接阻抗分析仪，通过标准电阻 100 Ω 对其进行阻抗和相位补偿；③安装 PCB 连接板和铜柱，进行开路补偿和短路补偿；④连接大尺寸电力电容器进行测量，对于同样电极结构的其他电容器可直接测量，而对于不同电极结构的电容器则需更换测试工装，重新进行开路补偿和短路补偿后再测量被测对象。

4 不同方法杂散电感提取结果分析

4.1 基于积分法的杂散电感提取结果

鉴于积分法提取杂散电感的高准确性，将基于积分法的大尺寸电力电容器的杂散电感提取结果作为比较基准。

基于积分法的变流模块双脉冲测试高压试验台位如图 9 所示，包含大尺寸电力电容器、母排、IGBT 功率器件、示波器、驱动板、电压探头和电流探头、高压直流电源、负载等部件。电容器包含 3 个不同厂家同容量、同额定电压的大尺寸电力电容器（2 000 V/ 4 300 μF）；母排为轨道交通牵引变流器辅变模块母排；IGBT 功率器件为 3 300 V/1 200 A IGBT 模块。

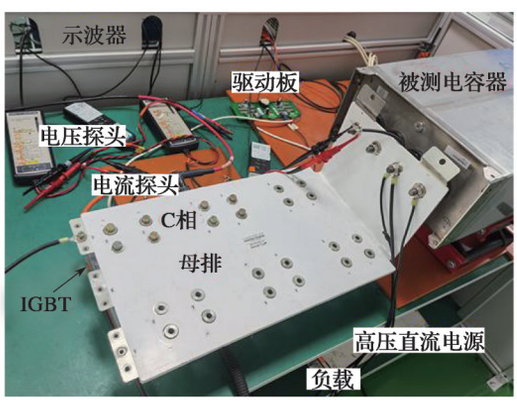


图 9 双脉冲试验台位

Fig. 9 Double-pulse testing platform

实测试验波形如图 10 所示，测量工况为 2 000 V/ 600 A。

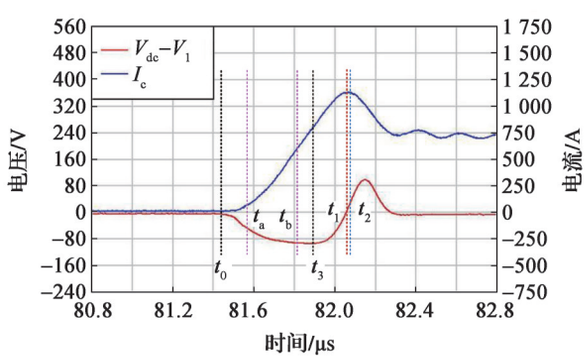


图 10 试验波形

Fig. 10 Experiment waveform

根据前述校正过程对测量波形进行校正，需将电流波形进行 X 轴方向修正，使得 t_1 时刻和 t_2 时刻校正为同一时刻（t_1 时刻为 L_{ESL} 感应电压过零点的时刻，t_2 时刻为电流尖峰时刻），并且将电容器杂散电感感应电压波形和电流波形进行 Y 轴方向修正，使得 t_0 时刻 L_{ESL} 感应电压（$V_{dc}-V_1$）校正为 0 V，t_0 时刻的 I_c 校正为 0 A。选取的时间段 $[t_a,t_b]$ 与 $[t_0,t_3]$ 的关系需满足图 10 所示的关系，本文 t_a 选择为 I_c=50 A 对应的时刻，t_b 选择为 I_c=600 A 对应的时刻，然后参考式(3)进行积分计算。

3 个不同厂家大尺寸电力电容器的杂散电感试验结果如表 1 所示，其中感应电压为 t_3 时刻电容器杂散电感的感应电压（$V_{dc}-V_1$）。通过对比表 1 的数据可知，各

电容器杂散电感的大小与对应的感应电压的大小趋势一样，进一步证明了基于积分法的杂散电感提取结果的准确性，并以此结果作为电容器杂散电感的准确结果。

表1　积分法提取结果

Table 1　Extraction results based on integral method

电容厂家	积分法计算值/nH	感应电压/V
厂家一	57.7	146.0
厂家二	16.6	42.3
厂家三	32.9	82.7

积分法测量精度高，但是需要进行高压试验，存在高压安全风险，测量效率较低，不适用于需要测量多种类电容器杂散电感的场景。

4.2　基于放电法的杂散电感提取结果

基于放电法的试验台位如图11所示，包含被测电容器、短接排、电流环、示波器、电源等。

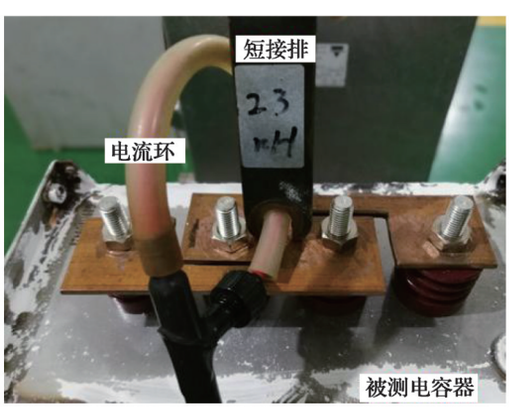


图11　放电法试验台位

Fig. 11　Discharge method testing platform

对上述3个不同厂家的电容器按放电法提取电容器的杂散电感，其中厂家一电容器测试波形如图12所示，短接排自感为23 nH，并根据式(1)计算得到3个不同厂家电容器的杂散电感，如表2所示。

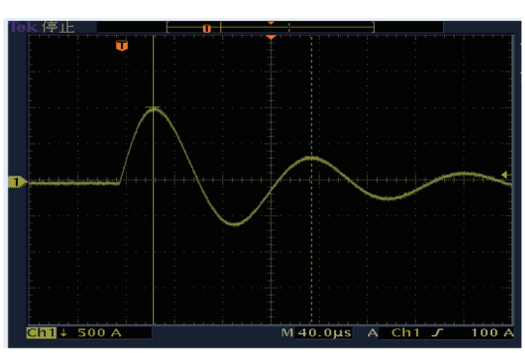


图12　放电法测试结果示意图(厂家一)

Fig. 12　Schematic diagram of testing result based on discharge method (manufacturer 1)

从表2可知，放电法提取的杂散电感值明显大于积分法提取值，并且放电法杂散电感的大小变化趋势与表1中的感应电压大小变化趋势不一样，特别是厂家二电容器的差距最大，图13为基于阻抗分析仪提取的厂家二电容器杂散电感测量结果。由图13可知，该电容器包含多个谐振频率，这进一步证明了放电法提取大尺寸电力电容器杂散电感的精度较低。

表2　放电法提取结果

Table 2　Extraction results based on discharge method　nH

测量方法	厂家一电容器	厂家二电容器	厂家三电容器
积分法	57.7	16.6	32.9
放电法	73.4	61.6	50.9
误差/%	27.2	271.1	54.7

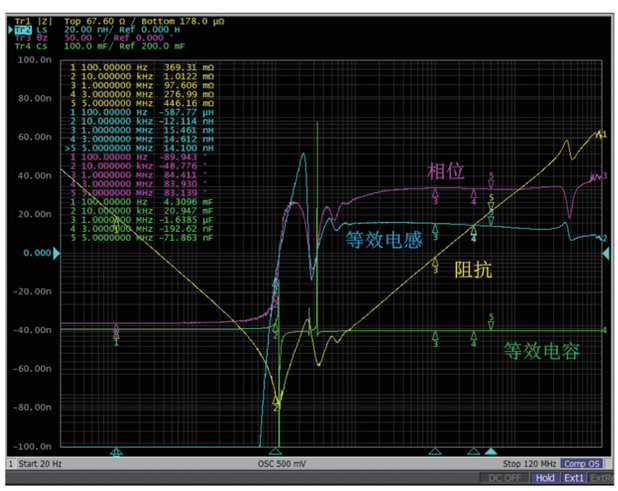


图13　阻抗分析仪测量结果示意图(厂家二)

Fig. 13　Schematic diagram of testing result using an impedance analyzer (manufacturer 2)

4.3　基于阻抗分析仪的杂散电感提取结果

基于阻抗分析仪的测量平台如图5所示，其中包含阻抗分析仪E4990A、测试工装、短接铜排、大尺寸电力电容器。

根据上述基于阻抗分析仪的杂散电感提取流程，可得到大尺寸电力电容器的电气参数频谱曲线，电气参数包含阻抗、相位、等效电感和等效电容，以厂家二大尺寸电力电容器为例，测量结果如图13所示。从图13可以看到电容器电气参数随频率的变化情况，其中的阻抗曲线表明该电容器包含了多个谐振频率。

大尺寸电力电容器杂散电感测量结果如表3所示。以大尺寸电力电容器杂散电感积分法测量结果为基准，由表3可知，基于阻抗分析仪的杂散电感测量结果误差小于7.3%，这证明了该提取方法的准确性。测量结果出现偏小的原因为测试工装中的电流流向与实际变流模块母排中的电流流向不一致，导致测试工装与电容器之间的互感影响略大于实际变流模块中母排与电容器之间的互感影响。

基于阻抗分析仪的杂散电感提取方法不存在高压

试验风险，同一种测试工装可以适用于同一种电极端子结构的不同厂家不同电气参数的电容器，复用性强，效率高，柔性连接也提高了测量便捷性，测量精度也较高，适用于需要测量多种类电容器杂散电感的场景。

表3　阻抗分析仪提取结果

Table 3　Extraction results using an impedance analyzer　nH

测量方法	厂家一电容器	厂家二电容器	厂家三电容器
积分法	57.7	16.6	32.9
阻抗分析仪	55.2	15.5	30.5
误差/%	–4.3	–6.6	–7.3

5　结束语

本文介绍了提取大尺寸电力电容器杂散电感标准方法——放电法的原理和劣势，将积分法从精准提取低感母排杂散电感推广到精准提取大尺寸电力电容器杂散电感，并提出了一种基于阻抗分析仪的杂散电感提取方法，该方法的测量结果与积分法测量结果的误差小于7.3%，证明了该提取方法的准确性，而且该方法适用于批量化提取大尺寸电容器杂散电感，目前正在推广应用中，后续将建立和持续完善大尺寸电力电容器杂散电感数据库和选型库，提高设计人员对电容器选型的准确性，在提高变流器模块性能的同时降低设计成本。

参考文献：

[1] 丁荣军, 窦泽春, 罗海辉. 高压大容量功率半导体器件技术及其应用[J]. 机车电传动, 2023(2): 1-13.
DING Rongjun, DOU Zechun, LUO Haihui. Technology and application of high-voltage and large-capacity power semiconductor devices[J]. Electric drive for locomotives, 2023(2): 1-13.

[2] 陈材, 裴雪军, 陈宇, 等. 基于开关瞬态过程分析的大容量变换器杂散参数抽取方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 40-47.
CHEN Cai, PEI Xuejun, CHEN Yu, et al. A stray parameter extraction method for high power converters based on turn-on/off transient analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 40-47.

[3] 汪邃, 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 Yun, 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.

[4] CAPONET M C, PROFUMO F, DE DONCKER R W, et al. Low stray inductance bus bar design and construction for good EMC performance in power electronic circuits[J]. IEEE transactions on power electronics, 2002, 17(2): 225-231.

[5] CHEN Cai, PEI Xuejun, CHEN Yu, et al. Investigation, evaluation, and optimization of stray inductance in laminated busbar[J]. IEEE transactions on power electronics, 2014, 29(7): 3679-3693.

[6] CHEN Zheng, BURGOS R, BOROYEVICH D, et al. Modeling and simulation of 2 kV 50 A SiC MOSFET/JBS power modules[C]//IEEE. 2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium. Baltimore: IEEE, 2009: 393-399.

[7] DATTA A, NARAYANAN G. Measurement of parasitic inductances in the bus-bar assembly of a high power voltage source converter[J]. Journal of the institution of engineers (India): series B, 2016, 97(4): 537-547.

[8] 刘盛福, 常垚, 李武华, 等. 压接式IGBT模块的动态特性测试平台设计及杂散参数提取[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 50-57.
LIU Shengfu, CHANG Yao, LI Wuhua, et al. Dynamic switching characteristics test platform design and parasitic parameter extraction of press-pack IGBT modules[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2017, 32(22): 50-57.

[9] 王明阳. 功率变换器瞬态换流回路参数提取方法与关键特性研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
WANG Mingyang. Research of parameter extraction method and key characteristic in transient commutation loop of power converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2021.

[10] 段瑞霞, 魏克新, 梁斌. 基于三相整流电路的电阻寄生参数计算及仿真[J]. 华东电力, 2011, 39(7): 1093-1096.
DUAN Ruixia, WEI Kexin, LIANG Bin. Calculation and simulation of resistance parasitic parameters based on three-phase rectifying circuit[J]. East China electric power, 2011, 39(7): 1093-1096.

[11] 裴雪军. PWM逆变器传导电磁干扰的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
PEI Xuejun. Research of conducted electromagnetic interference in PWM inverter[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2004.

[12] LEMMON A, GRAVES R. Parasitic extraction procedure for silicon carbide power modules[C]//IEEE. 2015 IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP). Chicago: IEEE, 2015: 91-94.

[13] 全国牵引电气设备与系统标准化技术委员会(SAC/TC 278). 轨道交通 机车车辆设备 电力电子电容器: GB/T 25121—2010[S]. 北京: 中国标准出版社, 2011.
National Technical Committee 278 on Electric Equipment and Systems for Railways of Standardization Administration of China(SAC/TC 278). Railway applications - Rolling stock equipment - Capacitors for power electronics: GB/T 25121—2010[S]. Beijing: Standards Press of China, 2011.

[14] 陈明翊, 马伯乐, 陈玉其, 等. 低感母排技术在IGBT变流器中的应用[J]. 大功率变流技术, 2012(6): 14-17.
CHEN Mingyi, MA Bole, CHEN Yuqi, et al. Application of low stray inductance bus-bar technology in IGBT converter [J]. High power converter technology, 2012(6): 14-17.

[15] 冯高辉, 袁立强, 赵争鸣, 等. 基于开关瞬态过程分析的母排杂散电感提取方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(36): 6442-6449.
FENG Gaohui, YUAN Liqiang, ZHAO Zhengming, et al. A novel stray inductance extraction method for bus bars based on turn-on/off transient process[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(36): 6442-6449.

[16] 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): 1-7.
JIN Zhufeng, LI Weichen, HU Sideng, et al. Optimized stray inductance extraction method of bus bar in large-capacity power electronic equipment[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2017, 32(14): 1-7.

[17] LU Binxian, PICKERT V, HU Junzhu, et al. Determination of stray inductance of low-inductive laminated planar multi-port busbars using vector synthesis method[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2020, 67(2): 1337-1347.

[18] YANG Liyu, ODENDAAL W G H. Measurement-based method to characterize parasitic parameters of the integrated power electronics modules[J]. IEEE transactions on power electronics, 2007, 22(1): 54-62.

[19] 戴冬雪, 阮永顺, 王晓超, 等. 不同端口电容器转换技术[J]. 天津大学学报, 2006, 39(3): 315-318.
DAI Dongxue, RUAN Yongshun, WANG Xiaochao, et al. Transform technology of different-terminal-port capacitor [J]. Journal of Tianjin university, 2006, 39(3): 315-318.

[20] SKIBINSKI G L, DIVAN D M. Design methodology and modeling of low inductance planar bus structures[C]//IET. 1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications. Brighton: IET, 1993, 3: 98-105.

Research on stray inductance extraction method for large-size power capacitor

TAN Yifan, CHEN Yanping, DOU Zechun, QI Yu, XIE Shunmeng, YANG Lele

(CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Stray inductance present in the commutation loop of converters significantly impacts power semiconductor devices. However, accurately extracting stray inductance from large-size power capacitors remains challenging. While the discharge method is the current standard extraction technique, it is unsuitable for capacitors containing multiple resonance frequencies. Leveraging the high accuracy of the integral method in extracting stray inductance from busbars, an extension has been made to extract stray inductance from large-size power capacitors. Enhanced by a clarified error correction process, the results of the integral method are considered accurate. Despite the integral method yielding highly accurate results, it demands substantial testing resources, poses high-voltage safety hazards, and exhibits low efficiency. This paper presents a stray inductance extraction method utilizing an impedance analyzer, and provides a detailed explanation of the testing fixture and impedance compensation method. Comparing the results obtained from the impedance analyzer with those from the integration method revealed an error of less than 7.3%, which proved the accuracy of the proposed extraction method. In addition, this method offers convenient measurement, strong reusability and high efficiency, without the risks associated with high-voltage testing.

Keywords: large-size power capacitor; stray inductance; discharge method; integral method; impedance analyzer; testing fixture

收稿日期：2024-02-07；修回日期：2024-03-25