第 50 卷 第 2 期：775-783　　高电压技术　　Vol.50, No.2: 775-783
2024 年 2 月 29 日　　High Voltage Engineering　　February 29, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20220497

基于高频振荡的变流器杂散电感多参数提取方法

肖云鹏[1]，向大为[1]，李　豪[2]，郑　燕[1]，赵　宁[1]
（1. 同济大学电子与信息工程学院，上海 201804；2. 上海电力大学电气工程学院，上海 200090）

摘　要：针对变流器不同位置杂散电感准确获取困难的问题，提出一种基于 LC 高频振荡原理的杂散电感多参数提取方法，充分利用变流器自身结构，通过 3 个现场实验主动构建不同的谐振电路，并根据它们的振荡频率计算变流器不同位置的杂散电感。首先阐述了高频振荡法的基本原理，建立了不同谐振实验的等值电路模型。然后，以 1700 V/450 A IGBT 变流器系统为例，通过仿真与实验进行了可行性与有效性验证。最后，通过实验与传统双脉冲法进行了对比分析。研究表明：所提出的方法可有效提取变流器内不同位置的杂散电感参数，与双脉冲法提取开关杂散电感结果基本一致，精度可达纳亨级。

关键词：变流器；杂散电感；高频振荡；LC 谐振；电力电子开关暂态；双脉冲法

Stray Inductance Parameters Extraction Method for Power Converter Using High-frequency Oscillations

XIAO Yunpeng[1], XIANG Dawei[1], LI Hao[2], ZHENG Yan[1], ZHAO Ning[1]
(1. College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China;
2. College of Electrical Power Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: Aiming at the extraction of stray inductance parameters of a power converter, an LC resonance-based high-frequency oscillation method is proposed in this paper. By a series of converter on-site experiments, several resonant circuits are intentionally constructed, and the stray inductance parameters at different positions in power converter can be extracted by measuring the frequency of high-frequency oscillations. In this paper, the principle of the proposed high-frequency oscillation method is first introduced. The equivalent circuit models of different resonance experiments are established. Then, a 1700 V/450 A IGBT power converter system is taken as an example, and the feasibility and effectiveness of the high-frequency oscillation method are verified through simulation and experiment. Finally, the extraction results of the high-frequency oscillation method and the double-pulse testing method are compared and analyzed. The results show that the method proposed by the dissertation can effectively extract stray inductance parameters at different positions in a power converter, which is basically the same as the double-pulse testing method. The accuracy can achieve nH-level.

Key words: power converter; stray inductance; high-frequency oscillation; LC resonance; power electronics switching transient; double-pulse method

0　引言

高频开关是电力电子变流器的基本运行行为。开关暂态电流在变流器内部产生磁场经杂散电感耦合直接影响变流器的安全、可靠、高效运行[1-3]。变流器内部不同位置寄生的杂散电感对系统运行的影响主要体现在 3 个方面：一是功率器件高速开关的大 di/dt 与杂散电感作用产生脉冲性尖峰电压，直接威胁器件耐压安全[4]；二是杂散电感越大，由开关 di/dt 引起的突变磁场能量越强，电磁干扰越严重；三是开关磁场能量将消耗在系统等效电阻中，杂散电感会导致开关损耗增加。

准确获取变流器杂散电感参数对变流器优化设计与开发具有重要的价值[1,5-8]。在变流器的研发阶段，准确检测杂散电感参数可为设计方案验证与运行性能评估提供重要依据；获取不同位置的电感参数能够用于器件选型，对比不同器件(如功率模块、直流电容器或吸收电容)对变流器性能(如器件并联均流、耐压安全裕度等)的影响。

基金资助项目：国家自然科学基金(52177190；51907116)；上海市自然科学基金(22ZR1425400)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52177190, 51907116), Shanghai Municipality on Natural Science Fund (22ZR1425400).

电力电子技术的发展促使变流器杂散电感不断减小，特别是宽禁带器件开关速度与频率越来越高[1,4]，推动了器件封装结构[9]与叠层母排[10-12]不断改进；另一方面，变流器优化设计与科学运维要求能在现场方便地获取变流器不同位置杂散电感参数的准确信息(如绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT))模块、直流母排、直流电容以及吸收电容)。因此，变流器杂散电感高精度检测与多参数提取是实际工程中面临的新挑战。

目前，国内外研究的变流器杂散电感的提取方法主要包括电磁计算法[11-15]、仪器测量法[16]、高频振荡法[17-19]以及双脉冲法等。

电磁计算法通过 ANSYS Q3D 等软件，根据变流器中功率器件、母排等部件的实际尺寸与材料特性，建立有限元电磁模型并对杂散电感进行计算[11-15]。该方法可提取变流器不同位置的电感详细参数，但存在模型误差与建模复杂等问题；仪器测量法采用专用仪器(如阻抗分析仪[12]或时域反射计[16])对杂散电感参数进行直接测量，但存在设备昂贵、测试夹具安装与标定困难等问题。

高频振荡法根据功率器件开关激励在变流器中产生的高频振荡频率来提取杂散电感参数。文献[17-19]利用直流电容和吸收电容之间产生的高频振荡频率来计算直流母排回路的杂散电感。高频振荡法不依赖于幅值检测，具有较高的精度，但现有技术无法获取变流器不同位置处杂散参数的综合信息。

双脉冲法是目前主流采用的开关杂散电感提取方法，通过在线测量功率器件开通或关断电压与电流，根据开关电流变化在杂散电感上引起的暂态压降信息采用微分[20-21]、积分[22-25]或数据拟合[26]等方式计算杂散电感。考虑到变流器杂散电感参数提取对检测精度与多参数测量的要求不断提高，双脉冲法还存在一些局限：(1)存在系统检测误差。受功率器件封装结构限制，器件开关电压无法直接测得。实际系统中测得的开关电压是包含芯片键合线及引线铜排与端子压降的电压，因此双脉冲法提取的开关杂散电感比真实值偏小。(2)精度受开关电压与电流幅值测量限制。高速开关过程中暂态压降较小、电流变化率不断变化，传感器精度、A/D 分辨率以及电压、电流测量相差等因素直接影响杂散电感精确测量。(3)多参数提取困难。双脉冲法可通过测量开关过程中变流器不同位置的电压差提取局部杂散电感参数，但实际系统中测点布置困难(如直流母排等效节点难以确定)且压差很小。

为进一步提高变流器杂散电感参数提取的准确性，论文提出一种基于 LC 高频振荡原理的杂散电感多参数提取方法。利用变流器实际结构，主动构建多个谐振测试回路，并根据测得的高频振荡频率获取变流器内不同位置的杂散电感参数。最后通过仿真和实验对高频振荡法的可行性和有效性进行验证。

1 变流器杂散电感参数高频振荡提取方法

1.1 变流器杂散电感组成

作为变流器的基本单元，典型的半桥电路结构如图 1(a)所示，主要包括直流电容 C_{dc}、直流母排、吸收电容 C_s、半桥功率模块等(T_1、T_2 为 IGBT 开关管，D_1、D_2 为 IGBT 反并联二极管)。其中直流电容对直流电压稳压和滤波，吸收电容用于抑制开关暂态电压过冲，保护功率器件[27]。

由于磁场在空间分散分布，变流器中各部分不可避免地存在寄生杂散电感。如图 1(b)所示，变流器杂散电感主要位于功率模块支路 L_{PM}、吸收电容支路 L_{Cs} 以及直流电容支路 L_{Cdc}。以上管 T_1 开关为

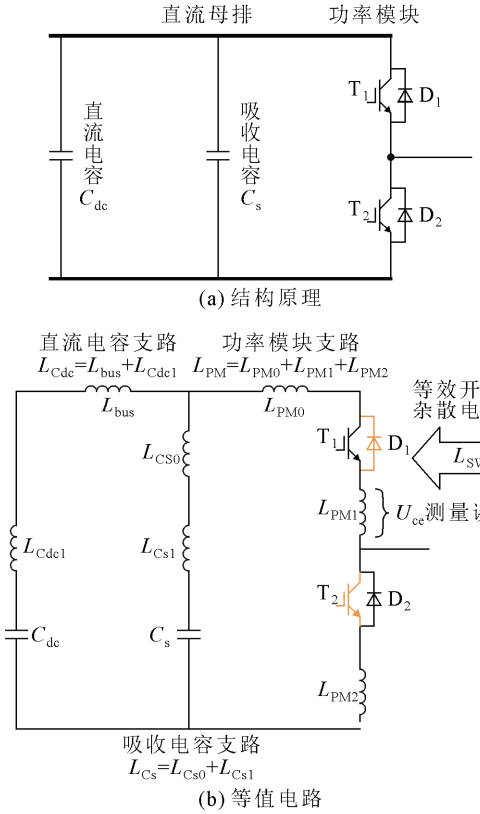


图 1 典型变流器半桥单元电路结构与等值电路

Fig.1 Schematic diagram and equivalent circuit of typical converter half-bridge unit circuit

例，变流器开关杂散电感 L_{SW} 等于功率器件开关过程中开关电流环路上的等效电感(即从 T_1 集射极两端看出的等效电感)，即：

$$L_{SW}=L_{PM}+\frac{L_{Cs}L_{Cdc}}{L_{Cs}+L_{Cdc}} \tag{1}$$

具体而言，功率模块支路的杂散电感包括 IGBT 发射极到模块功率端子间的杂散电感 L_{PM1}、L_{PM2} 以及其他部分杂散电感 L_{PM0}，其中 L_{PM1}、L_{PM2} 分别由键合线电感及键合线到功率端子的电感组成(典型值为 3~5 nH[15])。由于功率器件封装结构，实际系统中难以直接测得器件开关电压(见图 1(b))，导致双脉冲法提取变流器杂散电感存在不可避免的系统测量误差；吸收电容支路的杂散电感由吸收电容等效串联电感 L_{Cs1} 及其与母排相连接的引线与端子杂散电感 L_{Cs0} 组成；直流电容支路的杂散电感则由直流电容等效串联电感 L_{Cdc1} 及叠层母排杂散电感 L_{bus} 组成。

电路中存在 IGBT 结电容、直流母排寄生电容以及变流器中金属壳体或散热器的分布电容，它们也会与回路杂散电感耦合形成高频振荡。其中，IGBT 的寄生电容包括输入电容、输出电容和反向传输电容，根据 INTERNATIONAL RECTIFIER 600V/55A IGBT IRGPC50U 手册可知其容值大约为几纳法~几十纳法；直流叠层母排寄生电容大小一般为皮法级；电力电子器件与散热器之间的寄生电容大约在纳法级[9]。与变流器微法级吸收电容相比，在论文关注的几百千赫兹开关振荡频段内，这些寄生电容的影响可近似忽略。

1.2　高频振荡法基本原理

准确获取变流器开关杂散电感参数，包括不同位置处的杂散电感参数，如功率模块、吸收电容以及直流电容支路等，可为系统优化设计与性能评估提供重要依据。论文根据高频谐振特性可反映系统本征参数的原理，分别设计 3 组实验构造 3 个不同结构的谐振电路，并根据振荡频率提取各支路的杂散电感参数。

1）实验 1：吸收电容残压直通放电测试

如图 2(a)所示，在无直流电容的条件下控制功率模块直通(U_{gate_T1} 和 U_{gate_T2} 分别为 IGBT 上下管门极电压控制信号)，对已预先充电的吸收电容进行放电测试并测量吸收电容中的振荡电流 i_{osc1}。图 2(b)为测试系统的等值电路，在吸收电容电压源(残压 U_1)的激励下，由吸收电容支路和与之串联的功率模

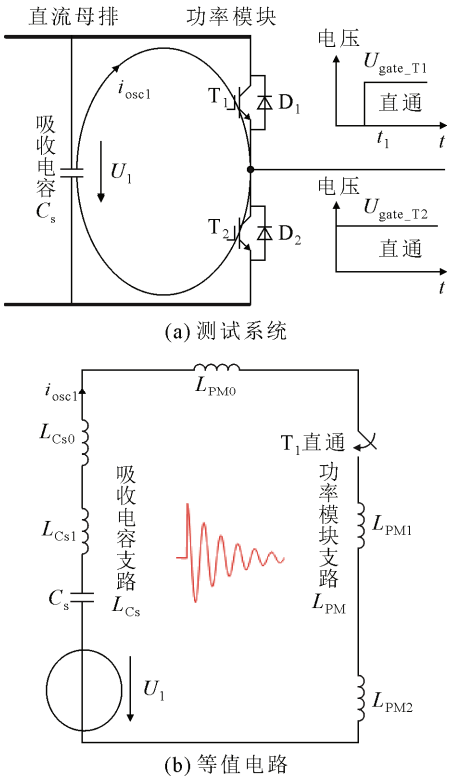


图 2　吸收电容残压直通放电测试原理

Fig.2　Principle of snubber capacitor residual-voltage shoot-through testing

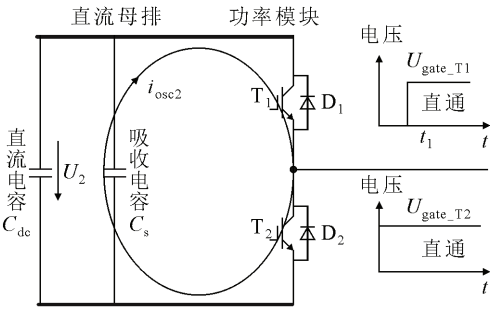
块支路构成 LC 谐振电路，形成谐振电流 i_{osc1}。i_{osc1} 幅值主要由 C_s 储能和谐振回路的电感参数(L_{Cs}、L_{PM})决定，实验中需采用较小的直流残压以确保安全性。忽略直通电路的阻尼效应，i_{osc1} 的谐振频率 f_{osc1} 即为自然振荡频率(式(2))。由此可得到第 1 个谐振回路杂散电感方程(式(3))。实际系统中直通电路的阻尼很小，具体包括功率器件通态损耗、吸收电容等效串联电阻以及直流母排电阻等，它们对谐振频率影响很小，误差可忽略。

$$f_{osc1}\approx\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{Cs}+L_{PM})C_s}} \tag{2}$$

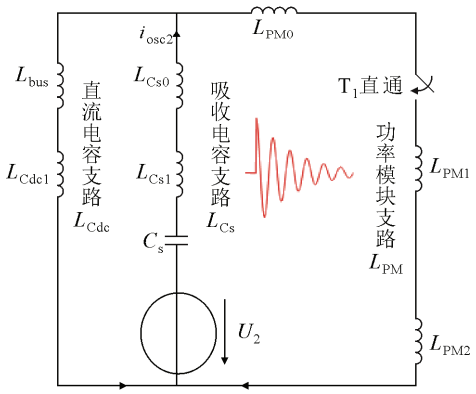
$$L_{Cs}+L_{PM}\approx\frac{1}{(2\pi f_{osc1})^2C_s} \tag{3}$$

2）实验 2：变流器残压直通放电测试

如图 3(a)所示，在同时装有直流电容和吸收电容的条件下，控制功率模块直通对残压电容进行放电测试，并测量吸收电容中的高频振荡电流 i_{osc2}。实验过程中直流电容和吸收电容均通过变流器杂散电感经功率器件直通放电，电流幅值由直流残压 U_2(表征电容储能)、电路阻尼及电感参数决定。为确保实验的安全性，需采用较小的直流残压。值得



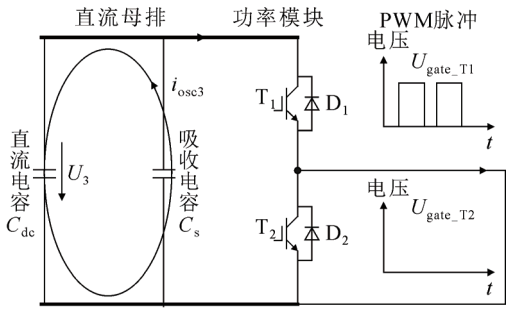
(a) 测试系统



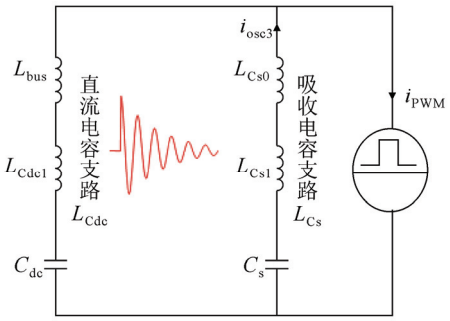
(b) 等值电路

图 3 变流器残压直通放电测试原理

Fig.3 Principle of converter residual-voltage shoot-through testing



(a) 测试系统



(b) 等值电路

图 4 双脉冲开关高频振荡测试原理

Fig.4 Principle of double-pulse switching oscillation testing

注意的是，由于 C_{dc}>>C_s，因此直通放电电流 i_{osc2} 的振荡频率很高，可将直流电容视为短路。

图 3(b)为变流器残压直通放电测试系统的高频等值电路。LC 谐振电路的激励源为吸收电容电压源(残压 U_2)，谐振电容为 C_s，谐振电感等于吸收电容支路电感 L_{Cs} 串联直流电容与功率模块支路并联而成的电感(L_{PM}//L_{Cdc})。忽略直通回路中影响很小的阻尼效应，实验 2 中高频振荡电流 i_{osc2} 的谐振频率 f_{osc2} 与第 2 个谐振回路杂散电感的方程式为：

$$f_{osc2} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{Cs}+\frac{L_{PM}L_{Cdc}}{L_{PM}+L_{Cdc}})C_s}} \tag{4}$$

$$L_{CS}+\frac{L_{PM}L_{Cdc}}{L_{PM}+L_{Cdc}} \approx \frac{1}{(2\pi f_{osc2})^2 C_s} \tag{5}$$

3）实验 3：双脉冲开关高频振荡测试

如图 4(a)所示，对变流器进行双脉冲测试并测量吸收电容高频振荡电流 i_{osc3}。实验 3 的等值电路如图 4(b)所示，由开关脉冲电流 i_{PWM} 激励的并联 LC 谐振电路构成。谐振电容由 C_s 与 C_{dc} 串联而成，谐振电感由吸收电容与直流电容支路杂散电感串联而成[18]。由于直流电容远大于吸收电容，谐振电容近似等于吸收电容。忽略阻尼效应，实验 3 中高频振荡电流 i_{osc3} 的谐振频率 f_{osc3} 与第 3 个谐振回路杂散电感的方程式为：

$$f_{osc3} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{Cs}+L_{Cdc})C_s}} \tag{6}$$

$$L_{Cs}+L_{Cdc} \approx \frac{1}{(2\pi f_{osc3})^2 C_s} \tag{7}$$

不同于传统双脉冲实验需要同时测量功率器件开关电压与电流，实验 3 仅关注开关激励在吸收电容与直流电容之间形成的谐振环流，无需测量功率器件开关电压。另一方面，由于谐振频率属于由系统参数决定的本征参数，因此与开关电压和电流的幅值无关。变流器实际运行时功率器件开关同样会在直流侧产生脉冲电流激励，并在直流电容和吸收电容之间形成谐振环流[28]，因此实验 3 也可在变流器正常运行条件下进行测试。

1.3 变流器杂散参数计算

高频振荡法通过在变流器中主动构建出 3 个不同的 LC 谐振电路，确立了式(3)、(5)、(7) 3 个杂散电感方程组。通过测量吸收电容振荡电流的谐振频率(f_{osc1}、f_{osc2} 和 f_{osc3})，求解方程组可获得不同支路的杂散电感参数，将它们代入式(1)可得到等效开关

杂散电感参数。利用高频振荡法计算杂散电感参数的精度主要依赖于高频电流的频率与 C_s 的测量精度，而对振荡电流幅值测量要求不高。直流电压一般会影响振荡电流的幅值，对本方法检测杂散电感的影响不大。从高频振荡电流中检测谐振频率可采用时域或频域方法，实施较为简便。为抑制开关高频效应，实际变流器中吸收电容通常采用电压频率、温度特性稳定的薄膜电容器[29]。现场利用万用表或 LCR 电桥测量吸收电容容值，精度可达 1%以上。若需进一步提取电容等效串联电感参数，可采用更换直流电容或吸收电容的方法进行重复测试并根据谐振频率变化进行计算[17]。

2　仿真与实验研究

2.1　仿真验证

为了验证高频振荡法提取变流器杂散电感参数的原理正确性，在 MATLAB/Simulink 中搭建了考虑杂散电感参数的变流器高频模型并进行了仿真测试，如图 5 所示。仿真条件与参数与 2.2 节中 1700 V/ 450 A IGBT 变流器实验平台保持一致，具体参数见表 1(其中 R_{Cs}、R_{Cdc}、R_{bus}、R_{PM} 分别为吸收电容支路、直流电容支路、直流母排、功率模块支路等效串联电阻)。

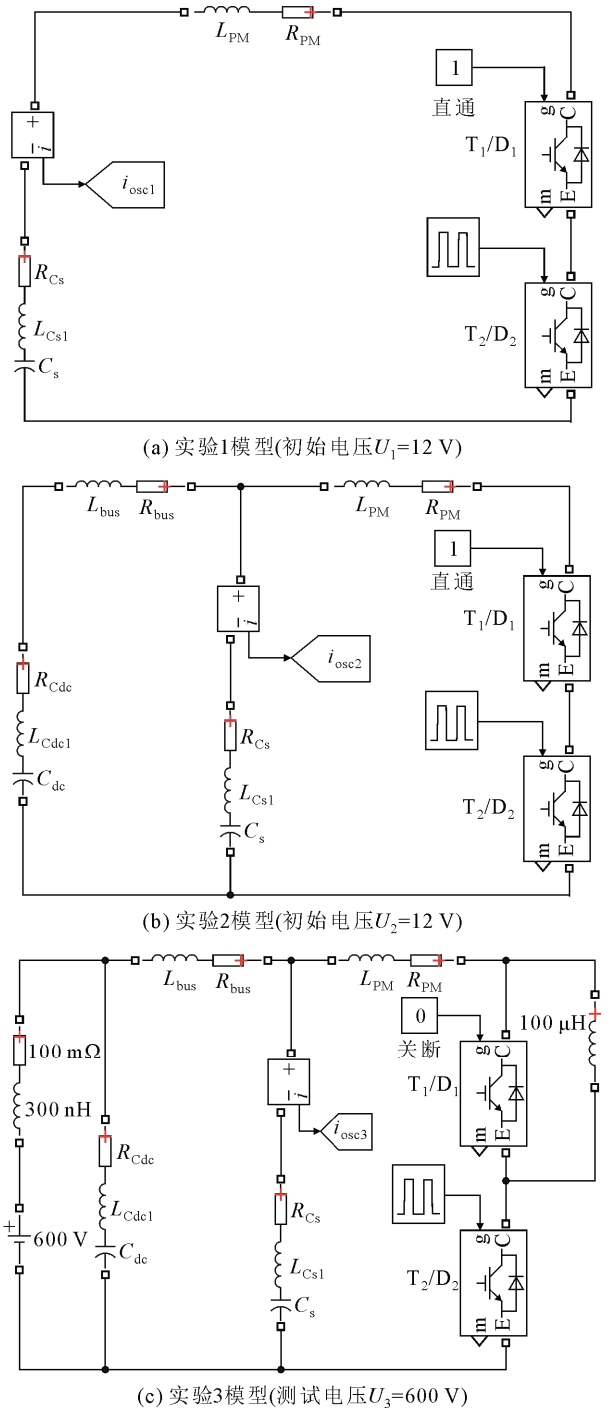


图 5　高频振荡法提取变流器杂散电感参数仿真模型

Fig.5　Simulation model of high-frequency oscillation-based power converter stray inductances extraction method

图 6 分别为高频振荡法仿真测试中的吸收电容振荡电流 i_{osc1}、i_{osc2} 和 i_{osc3} 波形，从中可确定振荡频率 f_{osc1}、f_{osc2} 和 f_{osc3} 分别为 746、801、459 kHz。联立求解式(1)、(3)、(5)、(7)可以计算出变流器各部分杂散电感以及变流器开关杂散电感，如表 2 所示。L_{sw} 理论值为 49.2 nF，仿真计算值为 48.6 nF，验证了高频振荡法的原理。理论值与仿真结果的偏差主要由频率读取误差引起，若采用快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)算法提取谐振频率可进一步减小误差。

2.2　开关杂散电感实验测量结果

为验证论文所提出的高频振荡检测法的可行性，搭建了一套由 1700 V/450 A IGBT 半桥模块组成的变流器实验系统，如图 7 所示。叠层母排上安装了 2 个串联的 450 V/10 mF 电解电容，考虑 IGBT 杂散参数与吸收电容的实际值，所提方法关注的高频振荡频率范围大致在 300 kHz~1 MHz 之间。测试过程中，采用高带宽柔性罗氏线圈(带宽>10 MHz)[28,30]提取吸收电容中的高频振荡电流，实验台主要元件参数如表 3 所示。高频振荡法中实验 1 和实验 2 的电容残压均设为 12 V，通过直流电源向直流母线预充电至设定值后断开连接，实验 3 的直流电压为 600 V。

图 8(a)为高频振荡法测得的吸收电容振荡电流实验波形，图 8(b)为 FFT 处理后的高频振荡电流波形的频谱图(以频谱图中最大峰值为基准值)。i_{osc1}、i_{osc2} 和 i_{osc3} 的谐振频率 f 分别为 671、730、496 kHz。

表 1 变流器仿真参数

Table 1 Parameters of converter simulation model

参数名称	数值
L_{Cdc1}/nH	10
R_{Cdc}/mΩ	34
L_{Cs1}/nH	10
R_{Cs}/mΩ	10
L_{bus}/nH	100
L_{PM}/nH	40
C_{dc}/mF	5
R_{bus}/mΩ	10
R_{PM}/mΩ	10

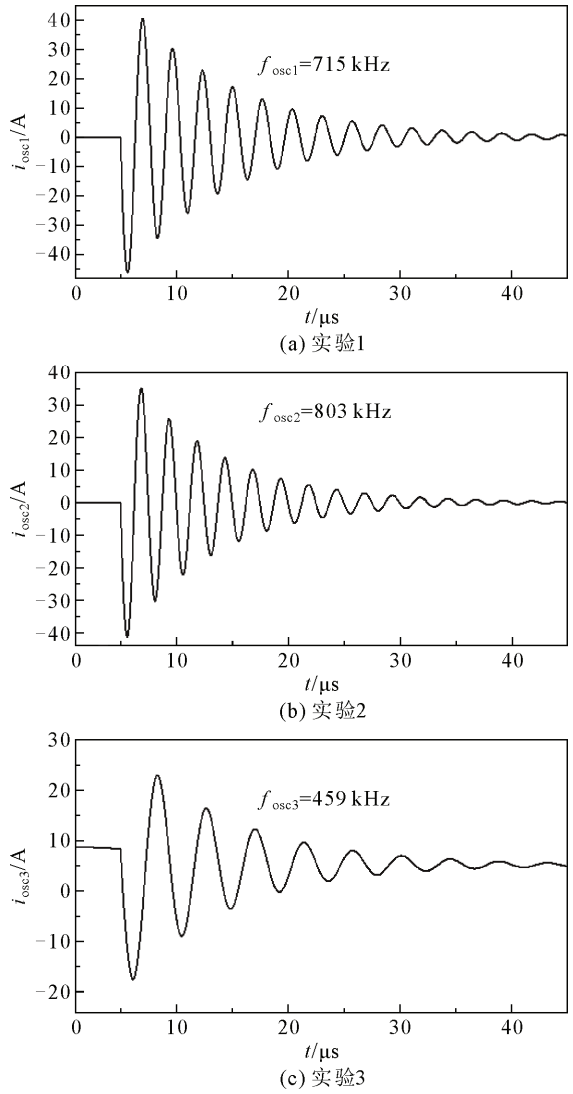


图 6 高频振荡法仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of high-frequency oscillation method

根据前述高频振荡法原理，可计算出变流器不同位置的杂散电感参数结果，如表 4 所示。

值得注意的是，在振荡开始的开关暂态阶段，

表 2 变流器仿真参数

Table 2 Parameters of converter simulation model

变流器杂散电感参数	理论值	计算值
直流电容支路 L_{Cdc}/nH	110	109
吸收电容支路 L_{Cs}/nH	10	10.6
IGBT 支路 L_{PM}/nH	40	38.9
开关杂散电感 L_{sw}/nH	49.2	48.6

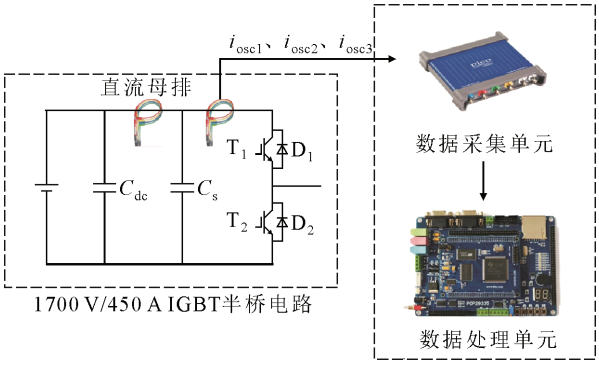


图 7 1700 V/450 A IGBT 变流器实验系统

Fig.7 1700 V/450 A IGBT converter test system

表 3 实验台元件参数

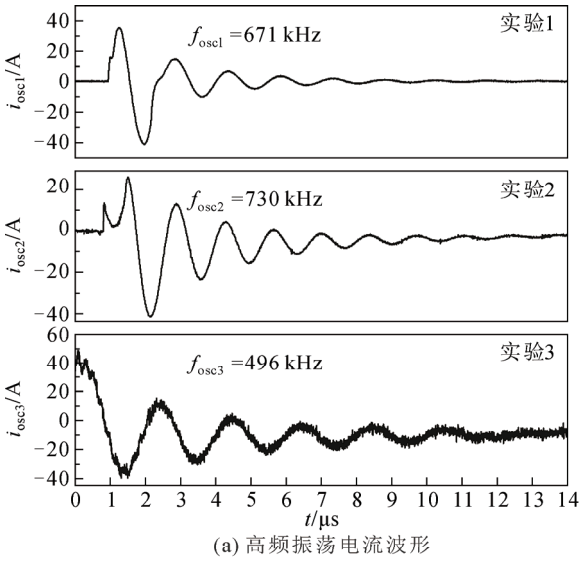
Table 3 Test bench component parameters

元件	型号	手册电感值/nH
450 V/10 mF 直流电容	EPCOS B43310-A5109-M	N/A
1700 V/1.0 μF 吸收电容	EPCOS B32656-Y1105-K200	8.8
1700 V/0.68 μF 吸收电容	EPCOS B32656-Y1684-K201	3.2
1700 V/450 A IGBT 模块	英飞凌 FF450RME4	20

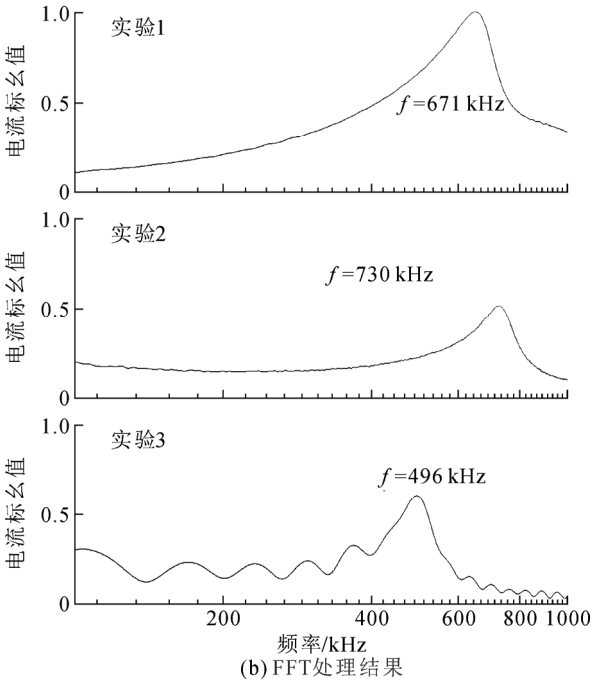
IGBT 结电容会与回路杂散电感耦合产生不同频率的高频振荡模态。图 8(a)中，实验 1 和实验 2 的直流电压为 12 V，IGBT 势垒层较薄，结电容大，开关暂态过程中的高频振荡分量频率较小(约几百千赫兹)。实验 3 的直流电压为 600 V，IGBT 势垒层较厚，结电容小，开关暂态高频振荡分量的频率高达兆赫兹级。从实验结果来看，随着 IGBT 的导通，该模态的振荡就消失了。尽管存在波形畸变等干扰，通过对吸收电容电流信号进行 FFT 处理仍可准确提取主导模态的振荡频率。

为对比验证高频振荡法的正确性，通过双脉冲法对变流器开关杂散电感参数进行了测量。双脉冲实验波形如图 9 所示，论文采用微分法[22]选取 IGBT 开通过程中集电极电流 i_c 初次达到负载电流 200 A 时的集射电压 U_{ce} 暂态压降 Δu 与对应的电流变化率 $\Delta i/\Delta t$，来计算开关杂散电感，即 $L_{sw}=\Delta u/(\Delta i/\Delta t)$=46.3 nH。

如表 4 所示，高频振荡法与双脉冲法提取的开关杂散电感结果基本一致，验证了高频振荡法的有效性。从实验结果来看，论文采用的方法与双脉冲法测得的开关杂散电感存在一定误差。双脉冲法数值偏小，可能是由于系统检测误差引起的。实际系统中，受功率器件封装限制，IGBT 集射极电压 U_{ce} 难以直接测量。实验中测得的电压包含有芯片键合线及引线铜排与端子(约 4 nH[15])压降，导致测得的开关杂感参数偏小。此外，高频振荡法还能提供不同位置杂散电感参数的详细信息，可为变流器优化设计与性能评估提供直接依据。



(a) 高频振荡电流波形



(b) FFT处理结果

图 8　高频振荡法实验波形

Fig.8　Experimental waveforms of high-frequency oscillation method

为进一步研究高频振荡法的检测精度，采用 2 个不同容值(0.68 μF 和 1.0 μF)的吸收电容进行测试。如图 10 所示，根据手册提供的吸收电容阻抗频谱图可知[31]，0.68 μF 电容的谐振点为 3.4 MHz，可算出吸收电容等效串联电感 L_{Cs1} 为 3.2 nH；1.0 μF 电容的谐振点为 1.7 MHz，对应的等效串联电感 L_{Cs1} 为 8.8 nH。表 5 为不同吸收电容条件下高频振荡法的测量结果，提取得到的变流器吸收电容支路电感相差 4.6 nF。根据手册估算出 1.0 μF 和 0.68 μF 吸收电容的杂散电感相差 5.6 nH，实验测量值与理论值相差 1 nH，这可能是由于数据手册读数误差造成的。

表 4　高频振荡法与双脉冲法提取杂散电感结果对比

Table 4　Comparison of the results of extracting stray inductance between high-frequency oscillations method and double-pulse testing method

方法	直流电容支路 L_{Cdc}/nH	吸收电容支路 L_{Cs}/nH	IGBT 支路 L_{PM}/nH	开关杂散电感 L_{sw}/nH
高频振荡法	77.6	25.4	30.9	50.0
双脉冲法	—	—	—	46.3

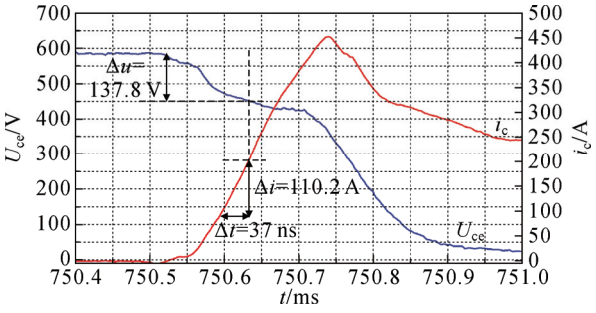


图 9　双脉冲测试法实验波形

Fig.9　Experimental waveforms of double-pulse method

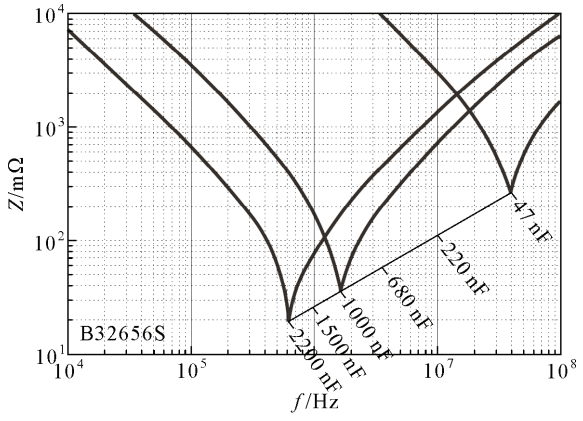


图 10　TDK 薄膜吸收电容器阻抗频率特性

Fig.10　Impedance versus frequency characteristics of TDK snubber capacitor

表 5 不同吸收电容条件下高频振荡法杂散电感测量结果

Table 5 Measurement results of stray inductance of different snubber capacitor by high-frequency oscillation method

实验条件	高频振荡频率/kHz	吸收电容支路 L_{Cs}/nH
C_s=1.0 μF	730	25.4
C_s=0.68 μF	932	20.8

3 结论

为测量变流器不同位置杂散电感参数，论文提出了一种基于高频振荡原理的提取方法，通过主动构建 LC 谐振回路测量高频振荡频率，获取变流器中不同位置的杂散电感参数。通过理论分析、仿真与实验研究可得出以下结论：

1）高频振荡法可提取变流器中不同位置的杂散电感参数，包括功率模块支路杂散电感、吸收电容支路杂散电感、直流电容支路杂散电感以及总的等效开关杂散电感。

2）高频振荡法可克服传统双脉冲法中难以计及键合线杂散电感的问题，有效提高测量精度。

3）实验结果表明高频振荡法检测杂散电感精度可达到纳亨级。

与现有方法相比，高频振荡法具有准确、方便、安全的特点，可应用于变流器优化设计与开发等场合。

参考文献 References

[1] 谢宗奎，赵志斌，柯俊吉，等. SiC MOSFET 器件封装和测试平台的杂散电感提取[J]. 高电压技术，2019，45(2)：586-592.
XIE Zongkui, ZHAO Zhibin, KE Junji, et al. Stray inductance extraction of SiC MOSFET device package and test platform[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(2): 586-592.

[2] 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.

[3] 王莉娜，马浩博，袁 恺，等. SiC MOSFET 半桥电路开关瞬态过电流、过电压建模与影响因素分析[J]. 电工技术学报，2020，35(17)：3652-3665.
WANG Lina, MA Haobo, YUAN Kai, et al. Modeling and influencing factor analysis of SiC MOSFET half-bridge circuit switching transient overcurrent and overvoltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(17): 3652-3665.

[4] 杨 媛，文 阳，李国玉. 大功率 IGBT 模块及驱动电路综述[J]. 高电压技术，2018，44(10)：3207-3220.
YANG Yuan, WEN Yang, LI Guoyu. Review on high-power IGBT module and drive circuit[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(10): 3207-3220.

[5] 刘 欣，王利桐，梁贵书，等. 高压直流断路器组件内 IGBT 关断瞬态电压过冲的关键影响参数[J]. 高电压技术，2020，46(8)：2654-2662.
LIU Xin, WANG Litong, LIANG Guishu, et al. Key influencing factors on the turn-off transient voltage overshoot of IGBT in the module of high voltage DC circuit breaker[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(8): 2654-2662.

[6] 朱俊杰，原景鑫，聂子玲，等. 基于全碳化硅功率组件的叠层母排优化设计研究[J]. 中国电机工程学报，2019，39(21)：6383-6393.
ZHU Junjie, YUAN Jingxin, NIE Ziling, et al. Optimum design of planer busbar based on all-silicon carbide power module[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21): 6383-6393.

[7] 刘 妍，杨晓峰，闫成章，等. 考虑寄生电感的谐振开关电容变换器电压尖峰抑制[J]. 电工技术学报，2021，36(12)：2627-2639.
LIU Yan, YANG Xiaofeng, YAN Chengzhang, et al. Suppression of voltage spike in resonant switched capacitor converter considering parasitic inductance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(12): 2627-2639.

[8] 段立扬，刘飞鹏，许 烈，等. 应对高杂散电感的三电平 ANPC 拓扑改进调制策略[J]. 高电压技术，2021，47(2)：637-644.
DUAN Liyang, LIU Feipeng, XU Lie, et al. Improved modulation strategy for three-level ANPC topology with high stray inductance[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(2): 637-644.

[9] AKAGI H, DOUMOTO T. A passive EMI filter for preventing high-frequency leakage current from flowing through the grounded inverter heat sink of an adjustable-speed motor drive system[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1215-1223.

[10] 耿程飞，杨 波，吴 翔，等. 背靠背三电平变流器 IGBT 共叠层母线过电压耦合分析及解耦方法[J]. 电工技术学报，2020，35(增刊 2)：440-449.
GENG Chengfei, YANG Bo, WU Xiang, et al. Coupled over-voltage analysis and decoupling method of IGBT on the one laminated bus-bar based on back to back three-level converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(Supplement 2): 440-449.

[11] 刘 博，刘伟志，董 侃，等. 基于全碳化硅功率组件的变流器母排杂散电感解析计算方法[J]. 电工技术学报，2021，36(10)：2105-2114.
LIU Bo, LIU Weizhi, DONG Kan, et al. Analytical calculation method for stray inductance of converter busbar based on full silicon carbide power module[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2105-2114.

[12] LI S N, TOLBERT L M, WANG F, et al. Stray inductance reduction of commutation loop in the p-cell and n-cell-based IGBT phase leg module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3616-3624.

[13] 刘 欣，王利桐，梁贵书，等. 压装组件中圆柱形母线的部分电感计算方法[J]. 电工技术学报，2020，35(增刊 1)：1-9.
LIU Xin, WANG Litong, LIANG Guishu, et al. Computing method for partial inductance of cylindrical busbar conductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(Supplement 1): 1-9.

[14] 李广卓，阮 杰，刘 畅，等. 多层叠层母排杂散电感频率特性分析[J]. 高电压技术，2019，45(7)：2101-2107.
LI Guangzhuo, RUAN Jie, LIU Chang, et al. Analysis for frequency characteristic of stray inductance in multilayer laminated busbar[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2101-2107.

[15] 何亚宁. 一种用于功率半导体模块动态特性建模的封装寄生参数高效提取方法[J]. 电焊机，2019，49(6)：100-106.
HE Yaning. A high efficiency parasitic parameters extraction method for dynamic characteristic modeling of power semiconductor modules[J]. Electric Welding Machine, 2019, 49(6): 100-106.

[16] ZHU H B, HEFNER A R, LAI J S. Characterization of power electronics system interconnect parasitics using time domain reflectometry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(4): 622-628.

[17] 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.

[18] 肖文静，唐　健，代同振. 基于 IGBT 开关过程的变流器杂散电感分析方法[J]. 电源学报，2017，15(3)：38-43.
XIAO Wenjing, TANG Jian, DAI Tongzhen. Stray inductance analysis method for inverters based on IGBT switching process[J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(3): 38-43.

[19] 谢宗奎，柯俊吉，赵志斌，等. 碳化硅 MOSFET 换流回路杂散电感提取方法的优化[J]. 电工技术学报，2018，33(21)：4919-4927.
XIE Zongkui, KE Junji, ZHAO Zhibin, et al. Optimized extraction method of stray inductance in commutation path for silicon carbide MOSFET[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(21): 4919-4927.

[20] 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.

[21] MAYOR Á, RIZO M, MONTER A R, et al. Commutation behavior analysis of a dual 3L-ANPC-VSC phase-leg PEBB using 4.5-kV and 1.5-kA HV-IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1125-1141.

[22] 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.

[23] 唐新灵，张璧君，张　语，等. IGBT 动态测试平台杂散电感提取方法[J]. 电网技术，2020，44(4)：1267-1275.
TANG Xinling, ZHANG Bijun, ZHANG Yu, et al. Stray inductance extraction method of IGBT dynamic test platform[J]. Power System Technology, 2020, 44(4): 1267-1275.

[24] 唐新灵，崔　翔，赵志斌，等. 压接式 IGBT 动态测试平台杂散电感的提取[J]. 中国电机工程学报，2017，37(2)：652-662.
TANG Xinling, CUI Xiang, ZHAO Zhibin, et al. Extraction of stray inductance in press pack IGBTs' dynamic testing platform[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 652-662.

[25] 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.

[26] SHAO W H, LI R, ZENG Z, et al. Design and evaluation of SiC multichip power module with low and symmetrical inductance[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(17): 3573-3577.

[27] (德)安德列亚斯·福尔克，(德)麦克尔·郝康普. IGBT 模块：技术、驱动和应用[M]. 韩金刚，译. 北京：机械工业出版社，2016.
VOLKE A, HORNKAMP M. IGBT modules technologies, driver and application[M]. HAN Jingang, translated. Beijing, China: China Machine Press, 2016.

[28] XIANG D W, ZHENG Y, LI H, et al. Online ESR monitoring of DC-link capacitor in voltage-source-converter using damping characteristic of switching ringings[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7429-7441.

[29] Roederstein Vishay. General technical information of film capacitors[EB/OL]. (2022-03-24)[2022-04-12]. https://www.vishay.com/docs/26033/gentechinfofilm. pdf.

[30] 陈水明，王　辉，罗　毅，等. 柔性 Rogowski 线圈的研制[J]. 高电压技术，2009，35(11)：2685-2692.
CHEN Shuiming, WANG Hui, LUO Yi, et al. Development of flexible rogowski coil[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(11): 2685-2692.

[31] Film capacitors-metallized polypropylene film capacitors (MKP) -B32656S, B32658S[EB/OL]. (2019-11)[2024-12-26]. https://product.tdk. com. cn/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/mkp_mfp/data_sheet/20/20/db/fc_2009/mkp_b32651_658. pdf.



XIAO Yunpeng

肖云鹏
1997—，男，硕士生
主要研究方向为电力电子器件状态监测与控制
E-mail: 15316053826@163.com



LI Hao
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

李　豪(通信作者)
1989—，男，博士，副教授，硕导
主要研究方向为电力电子系统状态监测
E-mail: hlipower@shiep.edu.cn

收稿日期　2022-04-12　修回日期　2022-12-10　　编辑　程子丰