

基于大功率变电柜的电磁特性研究

张 军¹, 王永安², 孙明辉², 黄俊硕², 赵旭东², 邱 巍³

(1.南京市特种设备安全监督检验研究院,江苏 南京 210019)

(2.南京师范大学电气与自动化工程学院,江苏 南京 210023)

(3.江苏苏美达成套设备工程有限公司,江苏 南京 210018)

[摘要] 对大功率变电柜所产生的传导电磁干扰问题进行分析,首先建立了传导噪声高频电路的等效模型,阐述噪声电流与电压的计算方法,对共模和差模传导噪声进行分析并建模,作为后续的传导噪声提取和分离的理论依据.提出散射参数法提取噪声源阻抗,并对传导噪声抑制方法进行研究,设计了针对本电路的 EMI 滤波器,通过实验进行抑制效果的验证,为实际的工程整改提供了理论依据.

[关键词] 大功率变电柜,传导电磁干扰噪声,噪声理论模型,噪声抑制

[中图分类号] TM15 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2019)04-0019-07

Research on Electromagnetic Characteristics of High Power Transformer Cabinet

Zhang Jun¹, Wang Yongan², Sun Minghui², Huang Junshuo², Zhao Xudong², Qiu Wei³

(1.Nanjing Special Equipment Safety Supervision and Inspection Research Institute, Nanjing 210019, China)

(2.School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(3.Sumece Complete Equipment and Engineering Co., Ltd., Nanjing 210018, China)

Abstract: This paper analyzes the problem of conducted electromagnetic interference generated by high-power substations. First, an equivalent model of high-frequency circuits for conducted noise is established. The calculation method of noise current and voltage is explained. Common-mode and differential-mode conducted noise are analyzed and modelled. The model is established to provide the theoretical basis for the subsequent extraction and separation of conducted noise. A scattering parameter method is proposed to extract the noise source impedance, and the conducted noise suppression method is studied. An EMI filter for this circuit is designed, and the suppression effect is experimentally tested. The verification provides a theoretical basis for the actual engineering rectification.

Key words: high-power transformer cabinet, conducted electromagnetic interference noise, noise theoretical model, noise suppression

大功率变电柜的使用范围越来越广,越来越复杂的电磁兼容问题随之而来.功率密度不断增大,系统内部的电磁环境也更加复杂,大量的电磁干扰会带来一系列问题,例如装备的误动作、电机的转子发热、通讯系统的崩溃、变压器的使用寿命降低等,对自身以及周围其他设备的可靠性造成威胁,也加剧了电磁环境的污染问题与高频冲击影响^[1-5].针对大功率变电柜传导电磁干扰的建模问题,以及传导 EMI 噪声的抑制方法研究,迫在眉睫.

大功率变电柜系统如图 1 所示,由图中的箭头可以看到电磁发射的传输路径.通常大功率逆变器所产生的高频噪声通过线缆传输,以共模和差模的形式传播出去.传导电磁干扰问题严重影响负载的工作状态,降低其使用效率,会对逆变电源本身工作状态造成不好的影响,因此需要对逆变电路的传导噪声进行分析 and 抑制^[6-10].本文分析某型大功率变电柜的传导噪声模型及传导噪声的抑制方法.

1 大功率变电柜传导 EMI 噪声分析

1.1 共模 EMI 噪声分析

针对逆变器探究其传导 EMI 机理,采用人工电源网络及接收装置来提取被测设备的传导噪声.

图 2 为传导噪声测试原理图,P、N、G 分别代表火线、中线/零线及地线. 图 3 为传导噪声的高频等效电路图,可以看出共模噪声源和差模噪声源是分开的一部分. 设 I_{CM} 为共模电流, I_{DM} 为差模电流, I_P 和 I_N 分别是流经火线、零线的噪声电流,存在

$$I_P = I_{CM} + I_{DM}, \tag{1}$$

$$I_N = I_{CM} - I_{DM}. \tag{2}$$

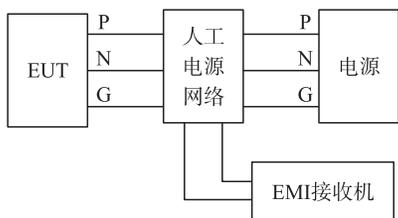


图 2 传导噪声测试原理图

Fig. 2 Schematic diagram of conducted noise test

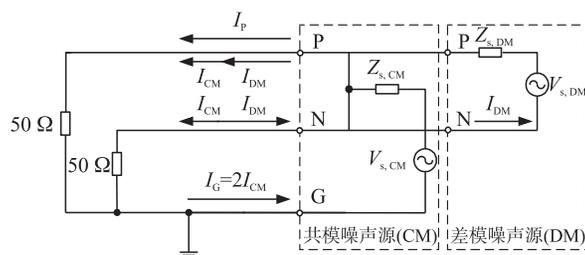


图 3 传导噪声高频等效电路模型

Fig. 3 High-frequency equivalent circuit model of conducted noise

电路中的共模电流包括火线-地线、零线-地线,两者数值相等,方向相同. 假设线路阻抗稳定网络对火线和零线是一样的,在电路中分别连接其值为 50Ω 的对地阻抗. 由图 3 可知,地线电流 I_G 与共模电流 I_{CM} 的关系为:

$$I_G = I_P + I_N = 2I_{CM}. \tag{3}$$

设 V_N 、 V_P 分别为零线和火线的传导噪声电压,共模电压 V_{CM} 为:

$$V_{CM} = I_{CM} \times 50 \Omega = \frac{I_P \times 50 \Omega + I_N \times 50 \Omega}{2} = \frac{V_P + V_N}{2}. \tag{4}$$

从式(3)、(4)可以看出,电阻两端的电压值即为共模电压;共模电流值则等于火线的噪声电流值加上零线的噪声电流值:

$$I_{CM} = I_P + I_N. \tag{5}$$

对比式(3)与式(5),可知 I_{CM} 与 I_G 的值是相等的. 共模电流不是所有情况下都与火线和零线电流相等, I_{CM} 会在电路中与寄生电容构成回路从而产生电流. 式(6)表示的是寄生电容 C_p 两端快速变化所带来的电流脉冲大小 i_c :

$$i_c = C_p \frac{dV_C}{dt}. \tag{6}$$

当负载端连接方式为 Y 型连接时,共模电压指的是中性点对零电位点的电压. 将电压中点 O 点设置成参考地,将直流侧的电压分为两部分,一部分是 $V_{dc}/2$,另一部分是 $-V_{dc}/2$,就可直接观察到 dv/dt 的情况,并能够明确地表示共模电压. 三相逆变器电路如图 4 所示.

由图 4 所示,以 O 点为零参考点,则有:

$$V_a + V_b + V_c - 3V_{CM} = R_m (i_a + i_b + i_c) + L_m \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt}, \tag{7}$$

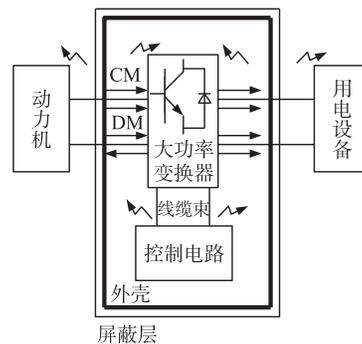


图 1 传动控制系统电磁发射传输路径

Fig. 1 Electromagnetic emission transmission path of transmission control system

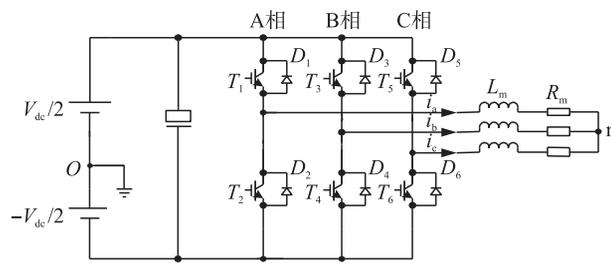


图 4 三相逆变器电路图

Fig. 4 Circuit diagram of three-phase inverter

式中, V_a 、 V_b 、 V_c 为每相相电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为每相电流输出; V_{CM} 指共模噪声电压。

根据基尔霍夫电流定律 KCL 得 $i_a+i_b+i_c=0$, 简化式(9)可得共模噪声电压为:

$$V_{CM} = \frac{V_a+V_b+V_c}{3} \quad (8)$$

相似地, 可以得到单相逆变器的共模噪声值为:

$$V_{CM} = \frac{V_a+V_b}{2} \quad (9)$$

由此可知, 逆变器的共模噪声可用线电压来体现。逆变器系统当中存在共模噪声电压, 但不一定存在共模电流噪声, 仅当电流通过寄生电容流入到地线中由环路产生共模电流噪声干扰。此外, 如图 5 所示, 若电路为对称电路, 流经零线与火线的共模电流完全相同, 流经地线的共模电流的值为其两倍。建立如图 6 所示的共模噪声等效模型, U_{CM} 为等效共模噪声源, 等效输入阻抗为 25Ω , Z_{CM} 为等效内阻抗。

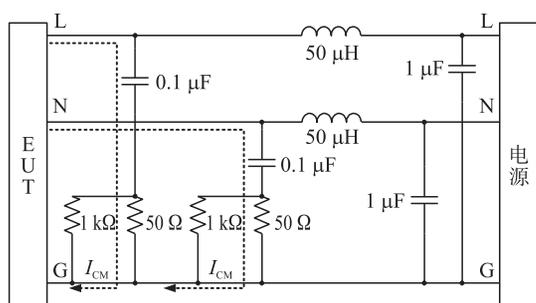


图 5 共模噪声电流环路

Fig. 5 Common mode noise current loop

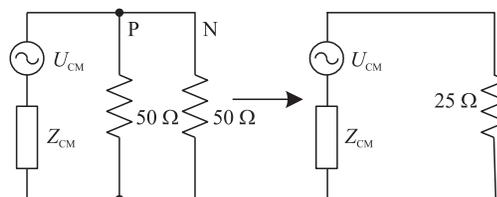


图 6 共模噪声等效模型

Fig. 6 Common mode noise equivalent model

1.2 差模 EMI 噪声分析

由式(1)、(2)可得差模电流 I_{DM} 与电源电流的关系为:

$$I_{DM} = (I_P - I_N) / 2 \quad (10)$$

流经火线和流经零线的差模电流 I_{DM} 等大、反向。基于上式对差模电流 I_{DM} 的定义, 将差模电压定义为:

$$V_{DM} = I_{DM} \times 50 \Omega = \frac{I_P \times 50 \Omega - I_N \times 50 \Omega}{2} = \frac{V_P - V_N}{2} \quad (11)$$

调制 PWM 的脉冲宽度, 使逆变器产生所需正弦波, 同时也累积了很多高次谐波。滤波器的作用是削弱谐波, 不同滤波器由于参数的差异, 滤波频段不同。而绝缘栅双极型晶体管的频率上限很高, 约在 10 kHz 至 20 kHz, LC 滤波器不能完全滤掉, 这使得部分高频谐波仍然存在, 从而作用在电路的输出侧产生差模噪声。由于分布电容、感性负载及电感的存在, 使得开关管在开断中不可避免地出现高频振荡的差模 EMI 噪声, 若不抑制, 会对直流供电侧及负载侧造成影响, 使负载工作异常。

如图 7 和图 8 所示, 建立差模传导噪声等效模型, U_{DM} 为等效差模噪声源, 等效输入阻抗为 100Ω , Z_{DM} 为等效内阻抗。

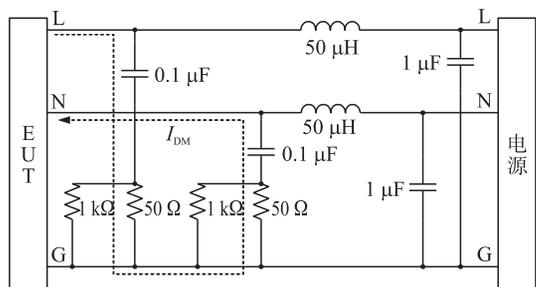


图 7 差模噪声电流环路

Fig. 7 Differential mode noise current loop

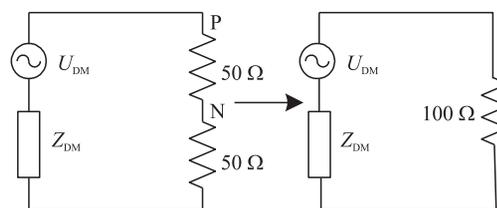


图 8 差模噪声等效模型

Fig. 8 Differential mode noise equivalent model

1.3 噪声源阻抗提取

为建立更准确的传导噪声模型,使用散射参数法提取传导噪声阻抗.

图 9 为散射参数测试法的测试原理图. 在

N 端口网络中,第 i 个端口的参数为:

$$\begin{bmatrix} U_i \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{ci}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{Z_{ci}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_i \\ b_i \end{bmatrix}, \quad (12)$$

式中, Z_{ci} 为端口特征阻抗; a_i 和 b_i 分别为第 i 个端口的入射波和反射波,满足

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

式中, S_{11} 和 S_{22} 为输入和输出反射系数; S_{12} 和 S_{21} 为反向和正向传输系数.

分析图 9 与式(13)可得:

$$Z_x = \frac{KV_{sig}}{V_P} - Z_{in} = K \frac{1+S_{11}}{S_{12}} - Z_{in}, \quad (14)$$

式中, Z_{in} 为等效阻抗; Z_x 为噪声源的内阻抗. 令 $Z_x = 0$, 可得:

$$Z_{in} = K \frac{1+S_{110}}{S_{120}}, \quad (15)$$

式中, S_{110} 和 S_{120} 为 $Z_x = 0$ 时的端口系数. 当噪声源阻抗替代 Z_x 为标准电阻 R_{std} , 即 $Z_x = R_{std}$ 时

$$R_{std} = K \frac{1+S_{111}}{S_{121}} - Z_{in}, \quad (16)$$

式中, S_{111} 和 S_{121} 分别为端口系数(标准电阻时). 则

$$Z_x = K \frac{1+S_{112}}{S_{122}} - Z_{in}, \quad (17)$$

式中, S_{112} 和 S_{122} 分别为测量 Z_x 时的端口系数. 根据式(15)~(17), 通过消元求解可得

$$Z_x = R_{std} \frac{\frac{1+S_{112}}{S_{122}} - \frac{1+S_{110}}{S_{120}}}{\frac{1+S_{111}}{S_{121}} - \frac{1+S_{110}}{S_{120}}}. \quad (18)$$

使用散射参数法来提取噪声源阻抗,使用矢量网络分析仪提取输入信号及端口的传输、反射参数,而后通过公式计算可得输出侧噪声源阻抗.

图 10 为传导噪声源测试示意图. 经人工电源网络及接收机得到输入阻抗,从而确定在线高频阻抗,共模和差模噪声阻抗分别为 25Ω 和 100Ω .

通过矢量网络分析仪提取电路参数,经仿真计算,得到 $25 \text{ Hz} \sim 10 \text{ MHz}$ 的噪声源阻抗分布如图 11 所示. 由(a)可知输入端噪声源阻抗集中在 $90 \text{ k}\Omega \sim 120 \text{ k}\Omega$ 之间,由(b)可知输出端噪声源阻抗约为 $0 \sim 2 \Omega$. 此仿真参数能够用于设计合理的 EMI 滤波器,抑制传导噪声.

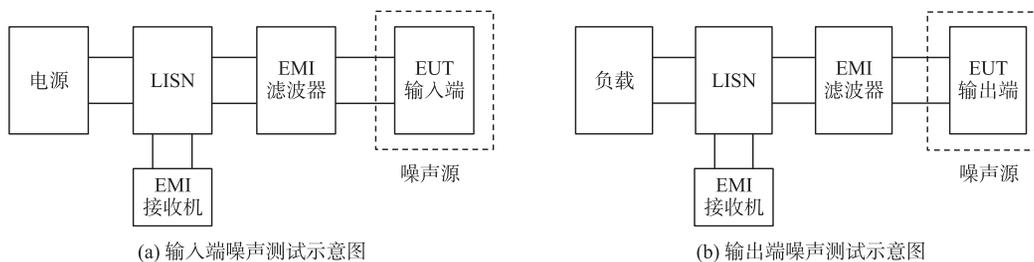


图 10 传导噪声测试示意图

Fig. 10 Schematic diagram of conducted noise test

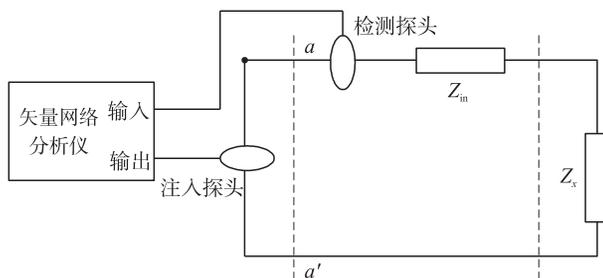


图 9 散射参数法测试原理图

Fig. 9 Schematic diagram of the scattering parameter method test

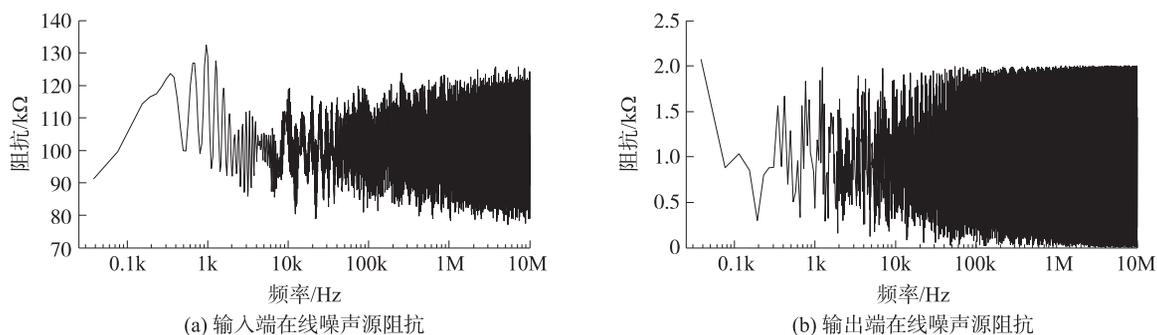


图 11 在线噪声源阻抗 25 Hz~10 MHz

Fig. 11 Online noise source impedance 25 Hz~10 MHz

2 大功率变电柜传导 EMI 噪声抑制研究

滤波器有两个重要参数,即共模抑制比和差模抑制比.若要噪声抑制能力达到最好,需设计电路参数匹配的滤波器,且共模滤波器的差模插入损耗较小,差模滤波器的共模插入损耗较小.传统的测试需很多辅助器件来进行测试,且不能保证结果,误差可能很大.本文基于散射参数法设计符合大功率逆变电路的滤波器.

传导噪声主要是共模噪声.当共模电容失效时,电路的安全性会降低,一般要求电流为毫安级别,故共模电容取值应较小,此处取 $C_y = 200 \text{ pF}$, $L_c = 105 \text{ } \mu\text{H}$.考虑电感高频寄生参数与电容高频寄生参数可让仿真结果更准确,高频时电容的绝缘阻抗为:

$$Z_{C_y} = R_s + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_y}. \quad (19)$$

式中, R_s 为电容的等效串联电阻; L_p 为固有电感.相应的电感阻抗为:

$$Z_{L_c} = \frac{R_L + j\omega L_c}{1 - \omega^2 L_c C_p + j\omega C_p R_L}. \quad (20)$$

式中, R_L 为电感的等效串联电阻; C_p 为等效并联电容.

本文使用如图 12 所示逆变电路共模滤波器的仿真模型,噪声源阻抗 Z_s 可用电流源 I_{scm} 和高阻抗 Z_p 并联代替.根据大功率变电柜的测量数据,可得电路的模拟参数矩阵 S_M , 计算可得滤波器的 S 矩阵参数,选取符合 S 矩阵的电路参数如下: $R_s = 0.15 \text{ } \Omega$, $L_p = 15 \text{ nH}$, $R_L = 10 \text{ m}\Omega$, $C_p = 5 \text{ pF}$, $Z_p = 10 \text{ k}\Omega$.

$$I(Z_{LISN}/2) = (Z_{2C_y} // Z_p) I_{scm} / (Z_{L_c} + Z_{LISN}/2 + Z_{2C_y} // Z_p). \quad (21)$$

在 simulink 仿真软件中搭建了滤波器并设置参数,提取输入端的电压如图 13 和 14 所示.从图中可知,与之前的电路相比,滤波器的加入使得传导噪声有了大幅减少,仿真结果证明滤波器在大功率变电柜电路中可降低传导噪声.

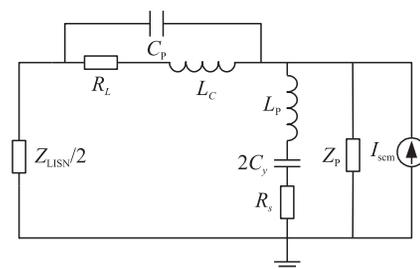


图 12 共模滤波器电路模型

Fig. 12 Common mode filter circuit model

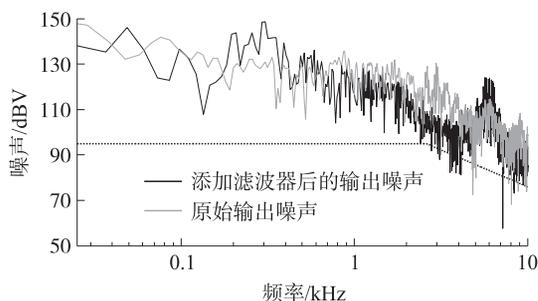


图 13 输出端滤波器添加对 CE101 的影响

Fig. 13 Effect of output filter addition on CE101

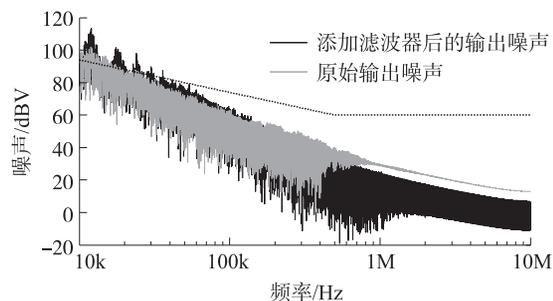


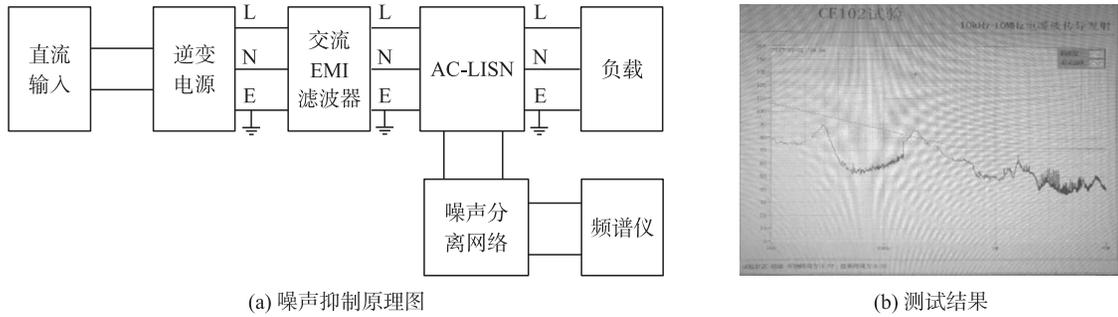
图 14 输出端滤波器添加对 CE102 的影响

Fig. 14 Effect of output filter addition on CE102

3 大功率变电柜传导 EMI 抑制实验

结合大功率变电柜柜体实物和测试环境,根据标准进行传导测试,结果如图 15 所示.可以看出,190M 频点附近的噪声超出限值.分析噪声来源,IGBT 管频繁通断和传输线寄生参数可能导致线缆上产生噪声电流.

此外,利用示波器提取输出电压,波形如图 16 所示,可见部分失真,需要抑制输出端电压噪声.



(a) 噪声抑制原理图

(b) 测试结果

图 15 传导噪声测试原理图及结果

Fig. 15 Conducted noise test schematic and results

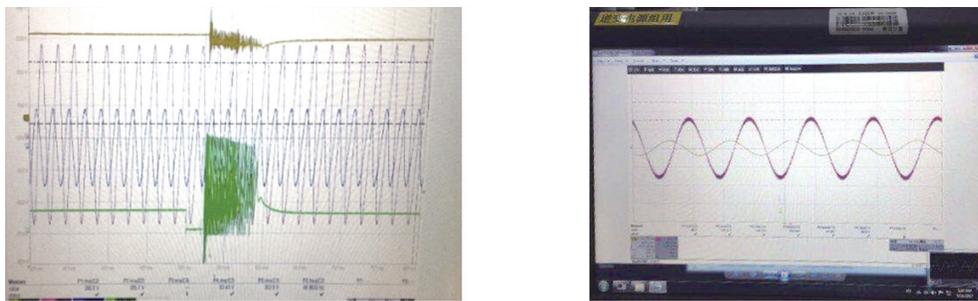
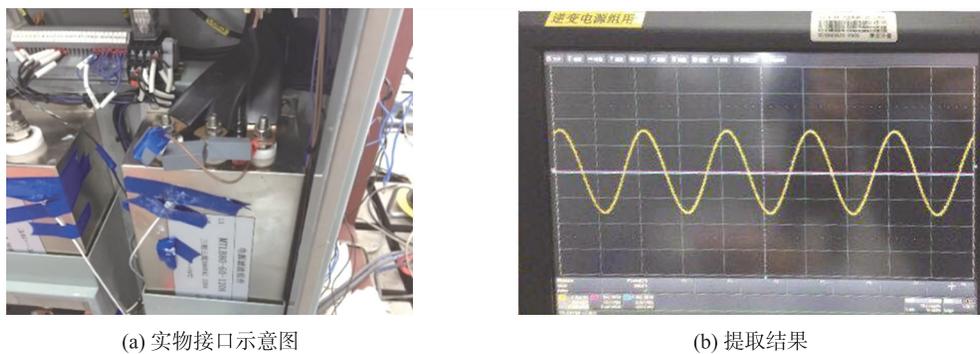


图 16 交流侧噪声测试结果

Fig. 16 AC side noise test results

将 EMI 滤波器与逆变模块端口相接,如图 17 所示,再次进行传导噪声测试.测试结果表明,传导噪声有所降低(如表 1 所示),整改后能够满足相应标准的限值要求,说明此 EMI 滤波器有很好的抑制噪声效果.



(a) 实物接口示意图

(b) 提取结果

图 17 交流侧噪声抑制测试措施及测试结果

Fig. 17 AC side noise suppression test measures and test results

表 1 整改后结果对比表

Table 1 Comparison table after rectification

项目	频点/MHz	抑制前/(dB μ V/m)	抑制后/(dB μ V/m)	下降/(dB μ V/m)
数值	0.190 0	86.68	79.02	7.66
	0.198 0	85.87	75.35	10.52
	0.214 0	80.70	72.48	8.22
	0.782 0	53.94	52.56	1.38

使用示波器提取输出电压,波形如图 17(b)所示,波形无失真且输出稳定,验证了滤波器的抑制噪声作用。

4 结语

本文针对大功率变电柜的传导噪声机理开展研究,对大功率变电柜的传导 EMI 噪声进行建模、仿真及实验验证。结合传导 EMI 噪声机理对大功率变电柜的传导 EMI 噪声建模,给出噪声源阻抗的提取方法;以电路模型为基础进行基于滤波器的变电柜传导噪声抑制方法的分析与仿真;根据理论与仿真分析设计了针对大功率变电柜传导 EMI 噪声的滤波器抑制实验,实验证明滤波方案良好,抑制有效,最大抑制噪声约 10 dB,为工程应用提供了参考。

[参考文献](References)

- [1] 颜伟,赵阳,王恩荣,等. 复杂电子系统辐射 EMI 噪声机理分析与抑制[J]. 中国电机工程学报,2013,33(15):173-180.
YAN W,ZHAO Y,WANG E R,et al. Noise mechanism analysis and suppression for radiated electromagnetic interference noise[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(15):173-180.(in Chinese)
- [2] 袁义生,钱照明. 分析传导 EMI 的功率 MOSFET 建模[J]. 浙江大学学报(工学版),2003,37(2):198-201.
YUAN Y S,QIAN Z M. Modeling of power MOSFET for conducting EMI analysis[J]. Journal of Zhejiang university(engineering science),2003,37(2):198-201.(in Chinese)
- [3] 和军平,陈为,姜建国. 电源线 EMI 滤波器内部杂散电磁耦合及其作用[J]. 电工技术学报,2006,21(10):12-16.
HE J P,CHEN W,JIANG J G. Stray electromagnetic coupling effect in a power line EMI filter[J]. Transactions of China electrotechnical society,2006,21(10):12-16.(in Chinese)
- [4] 周运斌. 单相逆变器共模 EMI 分析及有源抑制技术研究[D]. 武汉:华中科技大学,2006.
ZHOU Y B. Analysis and active suppression of common-mode EMI in single phase inverters[D]. Wuhan:Huazhong University of Science and Technology,2006.(in Chinese)
- [5] 钱照明,吕征宇,何湘宁. 大功率变换器的 EMC 设计[C]//第十四届全国电源技术年会论文集. 北京:中国电源学会,2001:487-490.
QIAN Z M,LÜ Z Y,HE X N. EMC design of high power converter[C]//Proceedings of the 14th national conference on power technology. Beijing:China Power Supply Society,2001:487-490.(in Chinese)
- [6] 彭艳波,唐勇奇. 传动系统的电磁兼容性研究[J]. 电气传动,2007,16(9):98-100.
PENG Y B,TANG Y Q. Research on electromagnetic compatibility of transmission system[J]. Electric age,2007,16(9):98-100.(in Chinese)
- [7] 肖芳,孙力. 功率变换器 IGBT 开关模块的传导电磁干扰预测[J]. 中国电机工程学报,2012,32(33):157-164.
XIAO F,SUN L. Predicting conducted electromagnetic interference for IGBT switching module in power converter systems[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(33):157-164.(in Chinese)
- [8] SARIKHANI A,BARZEGARAN M,MOHAMMED O A. Optimum equivalent models of multi-source systems for the study of electromagnetic signatures and radiated emissions from electric drives[J]. IEEE transactions on magnetics mag,2012,48(2):1011-1014.
- [9] MUKHERJEE R,PATRA A,BANERJEE S. Impact of a frequency modulated pulsewidth modulation switching converter on the input power system quality[J]. IEEE transactions on power electronics,2010,25(6):1450-1459.
- [10] 李余兴,李亚安,陈晓. 基于 EEMD 的舰船辐射噪声特征提取方法研究[J]. 振动与冲击,2017,36(5):114-119.
LI Y X,LI Y A,CHEN X. Ship's radiated noise feature extraction based on EEMD[J]. Journal of vibration and shock,2017,36(5):114-119.(in Chinese)

[责任编辑:严海琳]