

功率变流器传导干扰多通路频域模型研究

孟培培¹,张向明²,张 晋¹,张杨生¹,朱国荣¹

(1. 武汉理工大学,湖北武汉 430070;2. 海军工程大学,湖北武汉 430033)

摘 要: 针对功率变流器传导电磁干扰建模与预测方法展开研究,提出了多通路并联的“干扰源-耦合通路”频域模型,研究了干扰源频谱及干扰耦合通路传递函数的建模提取方法.通过提取干扰源的端口频谱特性及干扰耦合通路的传递函数,直接在频域计算干扰噪声,具有建模方法简单,通用性强,不受具体电路结构限制的特点,可作为通用的频域建模方法应用于功率变流器传导电磁干扰建模与预测研究.通过具体实例,阐述了所提出的多通路频域模型的建模流程,验证了模型的准确性及其在变流器传导干扰建模、预测与噪声抑制过程中的指导意义.

关键词: 电磁兼容; 传导干扰; 频域建模; 噪声抑制; 频谱分析; 集中参数模型

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)10-2480-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.023

Research on Multiple-Paths Frequency-Domain Conducted Interference Modeling for Power Converters

MENG Pei-pei¹,ZHANG Xiang-ming²,ZHANG Jin¹,ZHANG Yang-sheng¹,ZHU Guo-rong¹

(1. Wuhan University of Technology, Wuhan, Hubei 430070, China; 2. Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China)

Abstract: Multiple-paths paralleled “Source-Coupling Path” frequency domain model was proposed for conducted interference modeling and prediction in power converters. The modeling approach of noise source spectrum and coupling path transfer function was studied. In the proposed model, the spectrum of noise source and transfer function of coupling path were extracted to calculate noise spectrum in frequency domain. The proposed modeling method is simple and not limited to specific circuit structure, which could act as general frequency domain modeling approach for conducted interference modeling and prediction in power converters. Specific sample was used to illustrate the modeling procedure of the multiple paths frequency domain model, which verified its guidance for conducted interference modeling, prediction and suppression in power converters.

Key words: electromagnetic compatibility; conducted interference; frequency modeling; noise suppressing; spectrum analysis; lumped model

1 引言

随着电力电子装置高效率和高功率密度的发展趋势,功率器件所产生的电磁干扰问题日益严重,要使产品能够满足电磁兼容性标准的要求,则必须在产品开发阶段对功率变流器进行必要的电磁兼容性设计^[1-4].针对功率变流器传导电磁干扰建模与预测方法的研究,对于全面理解功率变流器的电磁干扰耦合机理以及实现产品的电磁兼容性设计均具有十分重要的意义.传导电磁干扰的建模方法通常可分为时域建模和频域建模两大类.

时域建模方法通过建立时域电路仿真模型,并对仿真所得的干扰电压进行频谱分析得到干扰噪声频谱.文献[5,6]提取了有源元件的物理模型及回路寄生参数,文献[7]基于电路时域仿真预测干扰频谱,虽然建模方法直观、易于理解,然而仿真电路结构复杂,建模过程工作量大、耗时长,且存在收敛问题.更为重要的是,这种基于电路结构的仿真建模方法缺乏对电磁干扰产生与内部耦合机理的揭示,通用性不高且对电磁兼容系统化设计的指导意义有限.

频域建模方法直接在频域进行电磁干扰仿真,文献[8,9]提取了干扰源频谱特性及干扰耦合通路的传

递函数,文献[10~12]建立了有效的频域预测模型.频域建模方法可以有效地解决时域仿真中存在的收敛问题,大大缩短仿真时间.并且频域建模有助于更直观地理解电磁干扰的产生与耦合机理.然而,由于装置电路拓扑及工作方式的各异性,电磁干扰建模预测过程中往往缺乏统一的模型^[9,10],给电磁干扰的建模预测带有很大的困难.本文针对功率变流器传导电磁干扰的频域建模方法展开研究,提出了多通路并联的“干扰源-耦合通路”模型.该模型不受具体电路结构的限制,可作为通用的频域建模方法应用于功率变流器传导电磁干扰建模与预测.针对干扰源频谱及耦合通路传递函数的建模提取方法进行了全面研究,并针对实际变流器建立了其多通路频域仿真模型,验证了模型的准确性.

2 传导电磁干扰频域建模方法

2.1 多通路并联的“干扰源-耦合通路”模型

在功率变流器的传导电磁干扰建模预测研究中,“干扰源+耦合通路=预测干扰”是最基本也是最有效的预测模式.利用一端口网络描述干扰源,利用二端口网络描述干扰耦合通路,建立“干扰源+耦合通路”频域模型,则只需提取干扰源的端口特性以及干扰耦合通路的传递函数,而无需过多地关注网络内部的具体结构,通用性强,易于标准化.功率变流器中往往包含多个干扰源与干扰耦合通路,为获得通用的传导电磁干扰频域建模方法,本文提出了多通路并联的“干扰源-耦合通路”模型如图1所示,其中共有 n 条干扰耦合通路, m 个干扰源,每个干扰源可对应多条干扰耦合通路; R_{LISN} 为阻抗稳定性网络(LISN)的等效电阻,对于共模干扰 $R_{\text{LISN}} = 25\Omega$,对于差模干扰 $R_{\text{LISN}} = 100\Omega$.

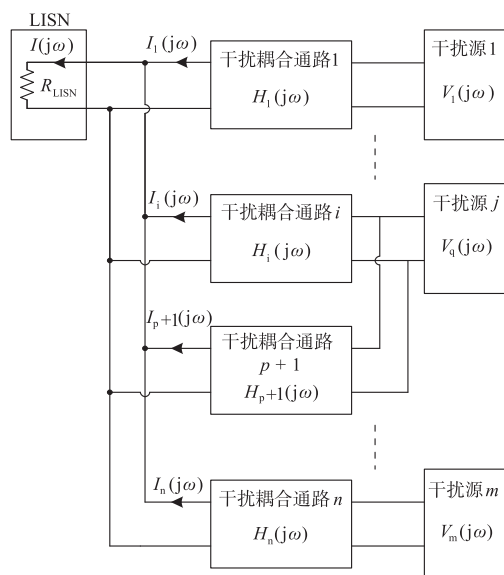


图1 多通路“干扰源-耦合通路”模型

对于干扰耦合通路 p ,其所产生的干扰电流 $I_p(j\omega)$ 为:

$$I_p(j\omega) = V_q(j\omega) \cdot H_p(j\omega) \quad (1)$$

其中, $V_q(j\omega)$ 为干扰源 q 的频谱, $H_p(j\omega)$ 为干扰耦合通路 p 的传递函数.

实际流过LISN的干扰电流为各干扰耦合通路所产生的干扰电流之和.

$$I(j\omega) = I_1(j\omega) + I_2(j\omega) \cdots I_n(j\omega) \quad (2)$$

该变流器所产生的干扰噪声为:

$$V_{\text{noise}}(j\omega) = I(j\omega) \cdot R_{\text{LISN}} \quad (3)$$

式(1)~式(3)均在频域进行运算,可直接获得干扰噪声频谱 $V_{\text{noise}}(j\omega)$.利用频域建模方法可以有效地识别装置中的主要干扰源与干扰耦合通路,定量计算各干扰耦合通路所产生的干扰噪声大小,从而更有针对性得采取相应的干扰抑制措施,进而有效地指导功率变流器的电磁兼容性设计.建立准确的频域模型的关键在于准确地提取干扰源的频谱特性以及干扰耦合通路的传递函数.

2.2 基于端口测量的干扰源频谱特性建模

功率变流器中的功率开关器件工作于快速开关状态,是产生电磁干扰的主要干扰源.基于端口测量的干扰源频谱分析方法有助于更准确地提取干扰源频谱,如图2所示,首先利用示波器记录开关管两端的时域波形,进而对时域波形进行频谱分析提取干扰源频谱.

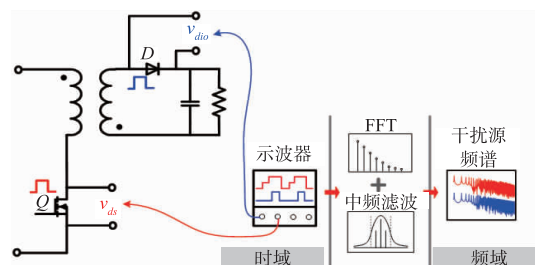


图2 基于端口测量的干扰源频谱分析法

首先,采样示波器的带宽和采样率必须满足要求,以保证所记录的干扰源时域波形真实包含传导干扰频段内的全部信息.其次,频谱分析时必须考虑EMI接收机的带宽效应.由于在电磁兼容相关标准中,要求以EMI接收机测试所得频谱为依据评估干扰噪声.EMI接收机测试时,相当于将测量带宽内的频率分量在测试频率上按照一定关系进行了叠加,故测试结果受测量带宽的影响^[13].基于FFT对干扰源时域波形进行频谱分析时,为了得到和EMI接收机测试一致的频谱结果,必须考虑EMI接收机测量带宽的影响,将测量带宽内的FFT频率分量在分析频率上进行叠加.因此,对所测得干扰源时域波形进行FFT变换后,应对计算所得的干扰频谱加汉明窗滤波以模拟接收机的中频带宽,若

所加窗口函数与接收机所采用的带宽一致,便可获得与接收机测量一致的频谱^[14].

2.3 干扰耦合通路频域建模

建立功率变流器干扰耦合通路频域模型,应首先基于对功率变流器干扰噪声耦合机理的深入分析,辨别主要的干扰噪声耦合通路,提取通路中主要元器件的阻抗特性,获得各噪声耦合通路的传递函数,从而结合干扰源频谱特性预测功率变流器传导干扰发射水平.

功率变流器中的所有元器件,包括有源元件、无源元件、PCB 布线及空间寄生参数等均可能为干扰噪声提供耦合通路,要建立噪声耦合通路的传递函数,必须基于对主要元器件的准确建模.有源元件不仅是产生电磁干扰的干扰源,同时也是干扰噪声的重要耦合通路.由于有源元件工作于开关状态,其等效阻抗受其工作状态的影响,并不是一个常数,给建模工作带来了巨大的困难.根据电磁兼容相关标准,对装置进行电磁干扰测试时,应评估其最恶劣情况,即将其可能产生的最大干扰噪声发射水平作为装置的干扰噪声测试结果.因此对有源元件进行建模时,可将其在一个开关周期中最易于产生干扰噪声的阻抗特性作为其等效阻抗,从而有可大大简化对有源元件的建模工作.

功率变流器中除有源元件以外的其他部分均可称为无源元件,包括电容、电阻、变压器等元器件、PCB 布线及各种引线、空间寄生参数等.无源元件的基本特点是其阻抗特性与电路的工作状态无关,可由某一等效阻抗或阻抗网络替代.对无源元件的建模可基本分为集中参数模型和数值计算模型两大类.根据电磁兼容相关标准,传导干扰的测量范围为 150kHz - 30MHz.在该频率范围内,功率变流器中的大部分非磁性元件,包括电容、电阻、PCB 布线及各种引线、空间寄生电容等,均可采用集中参数模型建模,即采用等效电感、电容、电阻网络描述无源元件的等效阻抗特性,其等效参数可采用实验测量或数值仿真的方法提取.

对于功率变流器中的磁性元件,包括电感、变压器、空间互感耦合等,由于磁性元件复杂的耦合参数以及磁性材料非线性的特点,集中参数模型无法准确地描述磁性元件的高频特性,其建模精度往往只能达到数 MHz.要建立准确的磁性元件高频模型必须深入揭示干扰噪声在磁性元件中的耦合机理,准确地提取磁性元件中的耦合参数,描述磁性材料非线性的特点,建立高频数值计算模型.由于磁性元件复杂的耦合特性,需要借助相关数值计算软件准确地提取磁性元件的高频杂散参数.进而基于干扰噪声在磁性元件中的耦合机理建立有效的解析模型描述其高频特性.磁性元件传导干扰高频建模问题是功率变流器传导干扰建模研究中的难点问题,需要开展单独的研究,本文主要针对传导

干扰的频域建模理论展开研究,对磁性元件的高频模型问题不展开深入讨论.

3 反激变流器共模干扰频域建模

3.1 基于频域模型的共模干扰建模与预测

本文以图 3 所示的反激变流器为例,建立其多通路频域模型,通过提取干扰源频谱和干扰耦合通路传递函数,预测反激变流器所产生的共模干扰噪声,并借助多通路频域模型评估相关干扰抑制措施的噪声抑制效果.通过具体实例,详细阐述了本文所提出的多通路频域模型的建模流程,分析了其在变流器传导干扰建模、预测及噪声抑制过程中的指导意义.

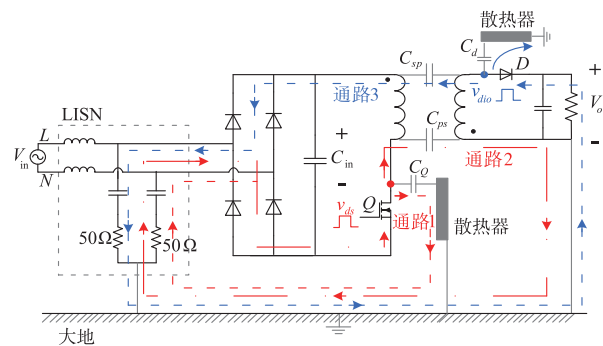


图3 反激变流器主要干扰源及共模干扰耦合通路

图 3 所示的反激变流器中,主开关管 Q 与副边二极管 D 工作于开关状态为主要干扰源.开关管 Q 在开关过程中产生的高频电压跳变对散热器和开关管漏极之前的寄生电容 C_o 进行充放电,所产生的共模干扰电流经过散热器接地线进入阻抗稳定性网络 (LISN) 形成干扰耦合通路 1;开关管 Q 还会对变压器原副边之间的等效寄生电容 C_{ps} 进行充放电,所产生的共模干扰噪声流经变压器副边,并经接地线进入 LISN 形成干扰耦合通路 2;同样地,副边二极管 D 产生的干扰电流经过变压器副原边的等效寄生电容 C_{sp} 形成干扰耦合通路 3.需要指出的是,二极管 D 经过二极管阳极与散热器之间的寄生电容 C_d 所产生的干扰电流经负载接地线流回二极管阴极,该噪声电流不会流经 LISN,因此不会产生共模噪声.针对该反激变流器的多通路“干扰源-耦合通路”频域模型如图 4 所示,其中 $V_{ds}(j\omega)$ 与 $V_{dio}(j\omega)$ 分别为开关管 Q 与二极管 D 两端的电压噪声频谱,为主要干扰源.本文采用如图 2 所示的基于端口测量与频谱分析相结合的方法提取干扰源频谱,所得干扰源频谱包括全面的幅值与相位信息,图 5 所示为干扰源频谱的幅值特性.

图 4 所示的三条干扰耦合通路分别等效为 C_o 、 C_{ps} 与 C_{sp} 与各通路等效寄生阻抗网络 Z_1 、 Z_2 与 Z_3 相串联.等效电容 C_o 、 C_{ps} 、 C_{sp} 及等效阻抗 $Z_1 - Z_3$ 均由阻抗分析

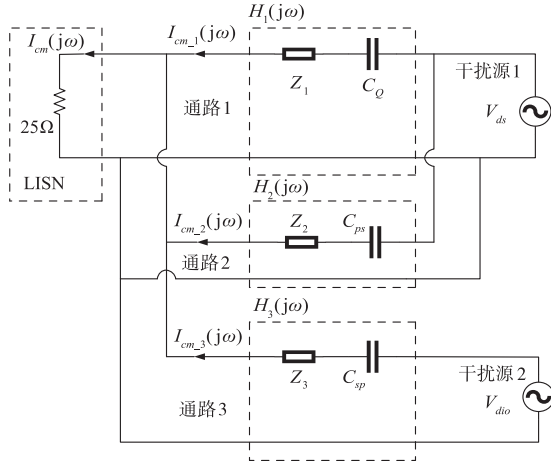


图4 反激变流器多通路频域模型

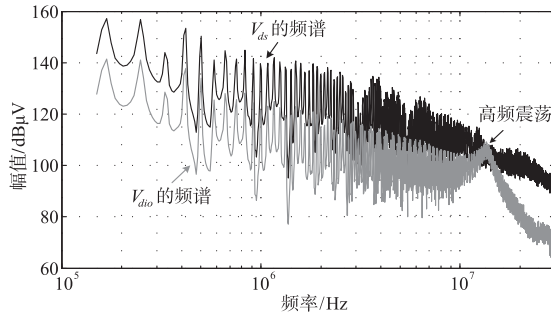


图5 干扰源频谱

通过实验测量提取, $H_1(j\omega)$ 、 $H_2(j\omega)$ 、 $H_3(j\omega)$ 分别为三条共模干扰耦合通路的传递函数, 其中,

$$H_1(j\omega) = 1 / (25 + Z_1 + \frac{1}{j\omega C_Q}) \quad (4)$$

$$H_2(j\omega) = 1 / (25 + Z_2 + \frac{1}{j\omega C_{ps}}) \quad (5)$$

$$H_3(j\omega) = 1 / (25 + Z_3 + \frac{1}{j\omega C_{sp}}) \quad (6)$$

于是, 三条共模干扰耦合通路所产生的共模干扰噪声分别为:

$$\begin{aligned} V_{cm1}(j\omega) &= I_{cm1}(j\omega) \cdot R_{LISN} \\ &= V_{ds}(j\omega) \cdot H_1(j\omega) \cdot 25 \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} V_{cm2}(j\omega) &= I_{cm2}(j\omega) \cdot R_{LISN} \\ &= V_{ds}(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \cdot 25 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} V_{cm3}(j\omega) &= I_{cm3}(j\omega) \cdot R_{LISN} \\ &= V_{dio}(j\omega) \cdot H_3(j\omega) \cdot 25 \end{aligned} \quad (9)$$

由图 3 可见, 通路 3 所产生的共模电流方向与其他两通路方向相反, 因此, 该反激变流器所产生的总共模干扰噪声为:

$$V_{cm}(j\omega) = V_{cm1}(j\omega) + V_{cm2}(j\omega) - V_{cm3}(j\omega) \quad (10)$$

由式(7)~式(10)可预测反激变流器各耦合通路所产生的共模噪声及样机总共模噪声如图 6-图 8 所示。由式(7)可计算通路 1 所产生的共模噪声, 计算结

果与实验测量结果对比如图 6 所示。为测量通路 1 所产生的共模噪声, 需切断反激样机副边的接地线, 并将样机副边部分良好屏蔽以切断通路 2 与通路 3。此时利用 EMI 接收机所测得的共模噪声即仅为通路 1 所产生的共模噪声。由图 6 可见, 通路 1 所产生共模噪声的模型预测结果与实验测量结果在整个传导干扰频段 (0.15-30MHz) 内均有较好的一致性。

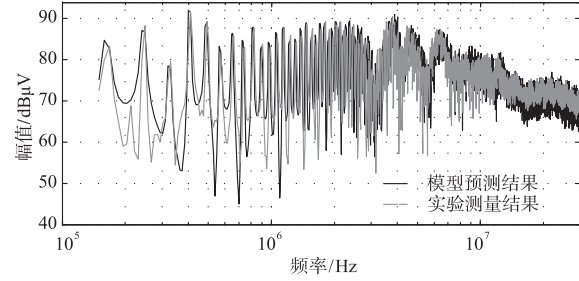


图6 通路1产生的共模噪声：预测结果与实测结果对比

由式(8)与式(9)可分别计算通路 2 与通路 3 所产生的共模噪声, 如图 7 所示。由于通路 2 与通路 3 相互耦合, 无法通过实验单独测量各通路所产生的共模噪声, 因此图 7 并未给出实验测量对比结果。由图 6 与图 7 可以看出, 在中低频段, 通路 1 与通路 2 所产生的共模噪声均远大于通路 3 所产生的共模噪声, 起主导作用。这主要是由于在中低频段, V_{ds} 作为通路 1 与通路 2 的干扰源, 其频谱幅值远大于 V_{dio} , 如图 5 所示。然而在 14MHz 左右, 通路 3 所产生的共模噪声将出现一个峰值, 这主要是由于 V_{dio} 的频谱在此处的高频振荡引起的。可见, 对各干扰源与通路干扰噪声的定量分析与预测, 对于更有针对性得采取相应措施, 进行干扰噪声抑制将有着重要的指导作用。

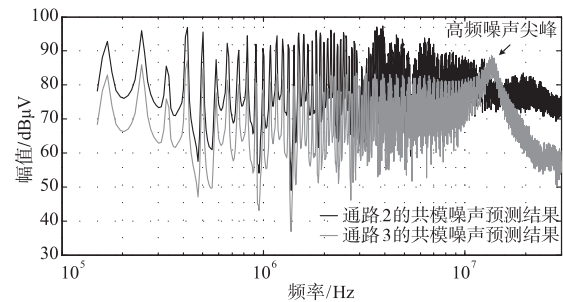


图7 通路2与通路3产生的共模噪声预测结果

由式(10)可计算该反激变流器所产生的总共模噪声, 其与 EMI 接收机实测结果对比如图 8 所示。可以看出, 在 150kHz-6MHz 频率范围内, 预测结果与实测结果具有很好的 consistency, 而在 6MHz 之后的高频段, 两者之间便出现了一定的偏差。这主要是由于通路 2 与通路 3 中均包括了变压器, 而本文所采用的集中参数模型无法完全描述变压器复杂的高频耦合特性, 因此其高频

段建模精度有限. 结合图 6 所示的通路 1 共模噪声预测与实测结果对比, 再次说明了, 对于不包括磁性元件在内的耦合通路建模, 集中参数模型在整个传导频率 (0.15 ~ 30 MHz) 范围内均可对干扰噪声进行有效的建模预测. 而对于包括磁性元件在内的耦合通路, 集中参数模型的建模精度往往只能达到数兆 Hz, 要准确地预测样机所产生的高频噪声必须建立更准确地磁性元件高频耦合模型.

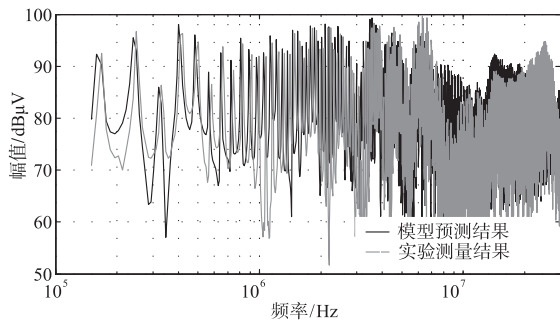


图8 反激变流器产生的总共模噪声: 预测结果与实测结果对比

3.2 基于频域模型的噪声抑制效果评估

基于多通路频域建模方法不仅可以有效地预测变流器各通路所产生的干扰噪声, 还可以有效地评估干扰抑制措施的噪声抑制效果. 本文以屏蔽法与抵消法两种最常用的干扰噪声抑制方法为例, 说明频域建模方法在噪声抑制中的指导意义.

首先, 在开关管 Q 的漏极与散热器之间加入屏蔽层, 并将屏蔽层接至 Q 的源极, 如图 9 所示, C_1 为 Q 的漏极与屏蔽层之间的寄生电容. 此时, Q 对 C_1 充放电产生的干扰电流通过屏蔽层流回 Q 的源极形成回路, 通路 1 被切断. 由式 (11) 可计算开关管加入屏蔽层后样机所产生的共模干扰, 其模型预测结果与实验测量结果对比如图 10、图 11 所示.

$$V_{cm}'(j\omega) = V_{cm_2}(j\omega) - V_{cm_3}(j\omega) \quad (11)$$

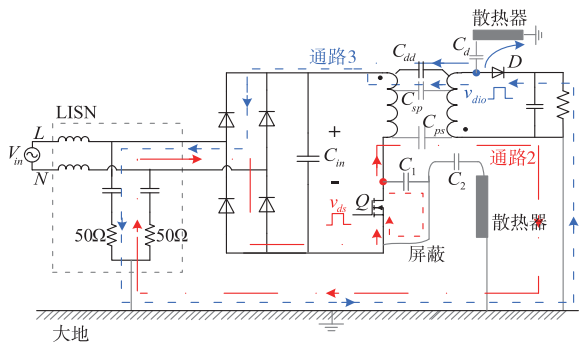


图9 反激变流器共模噪声抑制措施

由图 3 可以看出, 通路 2 与通路 3 在 LISN 中产生的共模噪声方向相反, 起抵消作用. 但由于二极管 V_{dio} 频谱幅值较小, 其抵消作用并不明显. 可在变压器上端

并联 Y 电容 C_{dd} , 如图 9 所示, C_{dd} 相当于与等效寄生电容 C_{sp} 并联, 从而增大了通路 3 的传递函数, 进而增强通路 3 的抵消作用, 最终降低样机产生的总共模干扰. 由式 (12) 可计算开关管加入屏蔽层、添加 Y 电容 C_{dd} 后, 样机所产生的共模干扰, 其模型预测结果与实验测量结果对比如图 10、图 11 所示.

$$\begin{aligned} V_{cm}''(j\omega) &= V_{cm_2}(j\omega) - V_{cm_3}'(j\omega) \\ &= V_{ds}(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \cdot 25 - V_{dio}(j\omega) \cdot H_3'(j\omega) \cdot 25 \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$H_3'(j\omega) = 1 / \left(25 + Z_3 + \frac{1}{j\omega(C_{sp} + C_{dd})} \right) \quad (13)$$

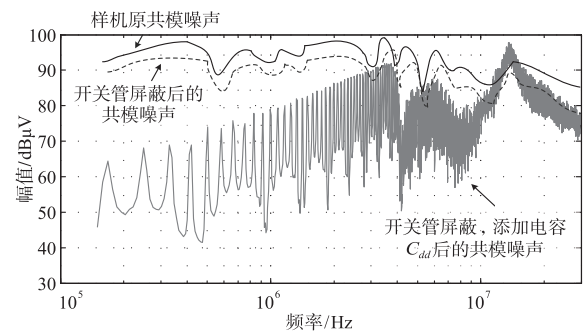


图10 添加噪声抑制措施后的共模噪声预测结果

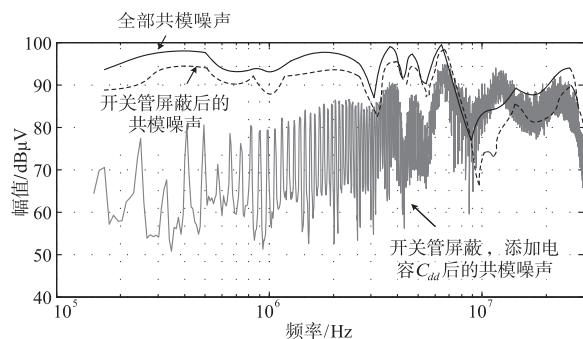


图11 添加噪声抑制措施后的实测共模噪声

可以看出, 屏蔽通路 1 对整个传导频段的共模噪声都有较好的抑制效果; 而添加电容 C_{dd} 后, 在中低频段有着较好地噪声抑制效果, 而在高频段噪声幅值反而增加了, 这主要是由于放大了通路 3 的共模噪声后, 其高频段的震荡噪声尖峰 (如图 5 所示) 也相应被放大. 而通路 2 中没有能够与之抵消的噪声尖峰, 反而造成了高频段噪声幅值的增加. 可见, 要有效地抑制中低频段的共模噪声, 同时避免高频段噪声超标, 必须基于模型的准确计算以选取适当的电容 C_{dd} . 通过对反激变流器两种基本的噪声抑制措施举例可以看出, 利用频域建模方法有助于有效评估各干扰抑制的措施的实施效果, 避免了干扰抑制措施的过度或重复使用, 从而更有针对性得采取适当的干扰抑制措施.

4 结论

基于对功率变流器中主要干扰源与干扰耦合通路的有效辨识,采取多通路并联的“干扰源-耦合通路”频域模型对功率变流器传导电磁干扰建模与预测展开研究,其建模关键在于对干扰源频谱与干扰耦合通路传递函数的准确提取.以反激变流器为例,阐明了多通路频域建模方法的建模流程,验证了模型的准确性,体现了其在变流器电磁兼容性设计中的指导意义.

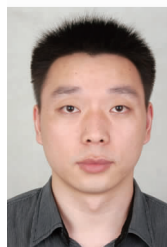
参考文献

- [1] 肖培,王珏,凌明祥,聂宝林. 杜平安场线路多耦合下电机及其驱动系统辐射电磁干扰预测方法研究[J]. 电子学报,2017,45(10):2449-2456.
Xiao Pei, Wang Jue, Ling Mingxiang, Nie Baolin. Study on prediction method of radiated electromagnetic interference of multi-coupling motor and its drive system in du ping'an field[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(10): 2449-2456. (in Chinese)
- [2] 田锦,谢拥军,等. 复杂系统电磁兼容评估的改进 TOPSIS 方法[J]. 电子学报,2013,41(1):105-109.
Tian Jin, Xie Yongjun, et al. Improved TOPSIS method for electromagnetic compatibility assessment of complex systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(1): 105-109. (in Chinese)
- [3] 曾翔君,王晓宝,杨旭,王兆安. 基于互感模型的混合封装电力电子集成模块内电磁干扰的研究[J]. 电子学报,2004,32(5):782-786.
Zeng Xiangjun, Wang Xiaobao, Yang Xu, Wang Zhaoan. Research on electromagnetic interference in hybrid package power electronics integrated module based on mutual inductance model[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(5): 782-786. (in Chinese)
- [4] 黄华高,陈玮,等. Boost 变流器传导电磁干扰的近场耦合模型[J]. 浙江大学学报:工学版,2011,45(11):2031-2037.
Huang Huagao, Chen Wei, et al. Near-field coupling model for electromagnetic interference induced by Boost converter [J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Edition, 2011, 45(11): 2031-2037. (in Chinese)
- [5] H Zhu, J S Lai, A R Hefner, J Y Tang, C Chen. Modeling based examination of conducted EMI emission from hard and soft-switching PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(5): 1383-1393.
- [6] Denis Jaisson. Simple time-domain model for a shielded twisted pair of wires [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(4): 1151-1157.
- [7] Wu M K W, et al. An integrated CAD tool for switching power supply design with electromagnetic interference prediction [A]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. San Jose: IEEE, 1996. 340-346.
- [8] Liu Q, Wang F, Boroyevich D. Conducted-EMI prediction for AC converter systems using an equivalent modular-terminal-behavioral (MTB) source model [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, 43(5): 1360-1370.
- [9] Labrousse D, Revol B, Costa F. Common-mode modeling of the association of N-switching cells: application to an electric-vehicle-drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2852-2859.
- [10] Florian Giezendanner, Juergen Biela, Johann Walter Kolar, Stefan Zudrell-Koch. EMI noise prediction for electronic ballasts [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2010, 25(8): 2133-2141.
- [11] Atanu Dutta, Simon S. Ang. Electromagnetic interference simulations for wide-bandgap power electronic modules [J]. IEEE Journal of Emerging And Selected Topics In Power Electronics, 2016, 4(3): 757-766.
- [12] Han Di, Li Silong, Wu Yujiang. Comparative analysis on conducted CM EMI emission of motor drives: WBG versus si devices [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8353-8363.
- [13] CISPR16, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods [S]. Switzerland: International Electrotechnical Commission, 2006.
- [14] 张向明,等. 考测量带宽影响的电磁干扰频谱 FFT 计算 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(36): 117-122.
ZHANG Xiang-ming, et al. EMI spectrum analysis based on FFT with consideration of measurement bandwidth effect [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(36): 117-122. (in Chinese)

作者简介



孟培培 女,1985 年出生,2012 年于浙江大学电气工程学院获得博士学位,现为武汉理工大学自动化学院讲师,主要从事系统电磁兼容性建模与仿真方面研究。
E-mail: cathleen@zju.edu.cn



张向明 (通信作者) 男,1983 年出生,2011 年于海军工程大学获得博士学位,现为海军工程大学副研究员,主要从事电磁兼容、电磁发射技术方面研究。
E-mail: zxmwh@139.com