



考虑寄生参数的 PWM 变换器传导干扰预测

梁斌^{①②*}, 魏克新^{①②}, 岳有军^②

① 天津大学电气与自动化工程学院, 天津 300072;

② 天津市复杂工业系统控制理论及应用重点实验室(天津理工大学), 天津 300384

* E-mail: tjliangbin@126.com

收稿日期: 2011-12-26; 接受日期: 2012-05-07

国家自然科学基金(批准号: 50977063)、国家高技术研究发展计划(“863”计划)(批准号: 2008AA11A145)、天津市科技支撑计划重点项目(批准号: 09ZCKFGX01800)和天津市科技创新专项资金(批准号: 08FDZDGX02000) 资助

摘要 通过对三相变换器主电路各部分高频寄生参数的研究, 对变换器传导电磁干扰的产生机理及共模、差模干扰耦合路径进行了分析, 给出了确立寄生参数及其拓扑结构的一种方法, 提出了三相变换器系统的高频干扰预测模型并使用频域计算的方法得到了相应的频谱. 设计实验, 并以一台大功率整流器为对象进行了实验测试. 实验结果与计算结果的对比较验证了理论分析的正确性.

关键词
寄生参数
PWM
共模
差模

功率变换器的 EMC(电磁兼容, Electro Magnetic Compatibility)问题已成为当今电力电子技术领域的热点问题之一^[1]. 复杂的电磁环境、紧凑的系统结构以及高频开关动作所造成的高 dv/dt 和高 di/dt 都给以 IGBT(绝缘栅双极型晶体管, Insulated Gate Bipolar Transistor)为核心的 PWM 变换器传导 EMI(电磁干扰, Electro Magnetic Interference)的研究工作带来了挑战. 近几年, 国内外该领域研究人员主要致力于变换器传导电磁干扰机理分析^[2-9]、抑制技术^[10-13]及测量方法^[14, 15]等方面的研究.

机理分析方面, 文献[3]在不破坏物理结构的情况下通过提取开关电源的寄生参数并对其高频特性进行了分析. 文献[4]建立了带交流励磁双变流器的双馈电机传导干扰耦合通道模型, 并建立了双馈电机全系统的高频模型. 抑制技术方面, 文献[13]提出了减小电容的高频等效串联电感和等效串联电阻的技术, 有效降低了 IPEM 的高频电磁干扰. 使用精确的测量方法, 文献[14]对开关电源的噪声源阻抗进行

了研究. 这些研究成果对于深入认识电磁干扰形成机理, 指导电磁兼容预测和系统设计有重要意义.

在中小容量变换器系统中, 通常采用的是中小功率的电力电子器件, 器件应用技术较为成熟, 器件裕量较高, 变换器的可靠性较高. 而大功率变换器集高电压大电流于一体, 器件裕量不足, 寄生参数对系统的影响较大, 其可靠性受到严峻的考验. 又由于高压大容量变换器的技术门槛相对较高, 所以对大功率变换器 EMI 的研究是电力电子技术的重点和难点. 此外, 随着功率等级的提高, 大容量变换器系统对耐压、绝缘、过流等能力的要求在不断的提高, 瞬时电压电流变化率的脉冲能量也在提高. 这就需要应用许多大尺寸功率半导体器件、功率元器件, 从而导致变换器出现许多在中小功率变换器中无法产生的不期望的寄生参数. 这必然会增加对大功率变换器中寄生参数影响的预测和定量分析的难度. 目前针对大功率 PWM 整流器的高频电磁特性的预测研究并不多见. 文献[2]对高压大容量变频调速系统杂散参数

进行了量化分析及结构优化设计, 取得了有益的结论. 文献[16]提出了 PWM 变换器一种干扰源的预测模型, 并对大功率整流器的干扰频谱进行了仿真分析. 结合干扰路径的分析, 计算出了相应的差模和共模干扰频谱, 总结了干扰随频率变化的分布规律. 但该文有两个方面尚需改进: 一是几乎没有考虑系统在高频状态下的系统参数变化问题, 这就使得对干扰机理的分析不够深入, 路径模型的可靠性得不到保证. 二是系统验证停留在仿真的阶段, 模型准确性未经 EMI 仪器的实验考量.

考虑到这两个方面的问题, 本文借助 WK65120B 型阻抗分析仪提取并详细分析了三相变换器的寄生参数, 借此建立了系统的共模及差模高频预测模型. 同时通过合理布局及优化设计搭建了一套较完整的传导干扰测试系统, 利用该测试系统对一套大功率变换器网侧的传导干扰进行了研究.

1 干扰源预测模型

开关器件在工作状态下产生的高 dv/dt 和 di/dt 是电力电子系统主要的电磁干扰源. 由电磁干扰三要素可知, 干扰源产生的高频干扰须经耦合路径传递出去, 从而形成该变换器对电网及其他电气设备的电磁干扰. 本文侧重于对干扰耦合路径进行分析, 而系统的干扰源模型引用文献[16]所得结果, 即三相整流器差模干扰电压表达式为:

$$\begin{aligned}
 u_{DM} = (S_{ah} - S_{bh})u_{DC} = & \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}} 2u_{DC}}{n\pi} \\
 & \times \sum_{l=1}^{\infty} J_{2k} \left(\frac{n\pi\alpha}{2} \right) \sin \frac{2\pi l}{3} \times \left[\sin \left(2l\omega t_2 + n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) \right. \\
 & + \sin \left(2l\omega t_2 - n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) + \sin \left(2l\omega t_1 + n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) \\
 & \left. + \sin \left(2l\omega t_1 - n\omega_s t - \frac{2\pi l}{3} \right) \right] + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n+3}{2}} 2u_{DC}}{n\pi} \\
 & \times \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1} \left(\frac{n\pi\alpha}{2} \right) \sin \frac{(2l-1)\pi}{3} \\
 & \times \left\{ \sin \left[(2l-1)\omega t_1 - n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] \right. \\
 & \left. + \sin \left[-(2l-1)\omega t_1 - n\omega_s t + \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \sin \left[-(2l-1)\omega t_2 + n\omega_s t + \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] \\
 & + \sin \left[(2l-1)\omega t_2 + n\omega_s t - \frac{(2l-1)\pi}{3} \right] \Bigg\}. \quad (1)
 \end{aligned}$$

由此得到的 DM 干扰频率点序列 u_n 和幅值 A_n 分别为:

$$u_n = n\omega_s \pm m\omega, \quad A_n = \frac{\sqrt{3}}{n\pi} J_m(x) u_{DC}, \quad (2)$$

其中, $m = (6i-3) \pm 1, (6i-3) \pm 2, i=1, 2, 3, \dots, \infty$.

同理可得 CM 干扰的频率点序列 u'_n 和幅值 A'_n 分别为:

$$u'_n = n\omega_s \pm m\omega, \quad A'_n = \frac{1}{n\pi} J_m(x) u_{DC}, \quad (3)$$

其中, 当 n 为奇数时, $m=6l$, 当 n 为偶数时, $m=6l-3$, $l=1, 2, \dots, \infty$.

2 寄生参数提取

对传导耦合而言, 电磁噪声的能量在电路中以电流或电压的形式存在, 并通过电阻、电感、电容和金属导线等耦合到被干扰对象. 由于这些无源器件及导线中高频寄生参数的存在, 使得系统在高频工作条件下的元器件不再表现为单纯的理想特性. 因此, 在对变换器的传导干扰问题进行研究之初, 必须首先分析电路中元器件的寄生参数, 继而运用电路综合的方法得出相应高频模型的参数. 进而基于足够准确的电路模型, 可就各元件及其杂散参数对传导干扰的影响进行分析, 为电力电子装置的 EMC 设计提供有效的指导.

2.1 电抗器寄生参数

使用 WK65120B 型精密阻抗分析仪对系统电抗器的高频寄生参数实施了测量. 图 1 为电抗器寄生参数的测试图, 测试范围为 0~100 MHz. 但由于传导干扰是定义在 30 MHz 频率范围内的干扰成分, 因此本文只对该频段阻抗进行了分析, 而对最高频段处的波峰忽略不计. 如图 1, 0~20 kHz 频段内的电抗器阻抗曲线较平缓, 之后的幅频曲线中出现了两个波峰 (f_1 和 f_3) 及一个波谷 (f_2), 当频率大于 430 kHz 之后, 阻抗会随频率的增大而不断减小. 由于第 1 个阻抗谷 f_2 及第 2 个阻抗峰 f_3 是在高于 100 kHz 后出现的, 根据

100 kHz 之前的幅相曲线的形态, 可用图 2 所示的等效电路去描述其阻抗特性.

该等效电路包含电感 L_1 , 电容 C_1 和电阻 R_1 . 使用这个二阶模型计算得到的阻抗曲线能与测试图中的第一个波峰 f_1 吻合. 如图 2 所示.

然而, 这个二阶模型不能与第一个阻抗谷及第二个阻抗峰吻合, 这样就必须使用一个更高阶的模型去刻画相应的阻抗特性. 图 1 中幅值的波峰或波谷是由于系统中发生了串联或并联谐振造成的. 既然用等效电路中的 L_1 和 C_1 可描述 f_1 处的并联谐振, 那么可以再加入 L_2 与图 2 中的二阶模型串联, 使 L_2 与 C_1 在 f_2 处构成新的谐振. 如图 3 所示.

由于 C_1 的值已知, 所以 L_2 的值可通过 $f_2 = (2\pi\sqrt{L_2C_1})^{-1}$ 得到. 又因为 f_2 的频率比 f_1 高 6 倍之多, 加入 L_2 后不会对 f_1 的转折频率造成什么影响. 比较图 3 和 2 可见, 图 3 可以更好地与测试曲线吻合. 然而, 模型曲线只能在小于 100 kHz 范围内有效. 因

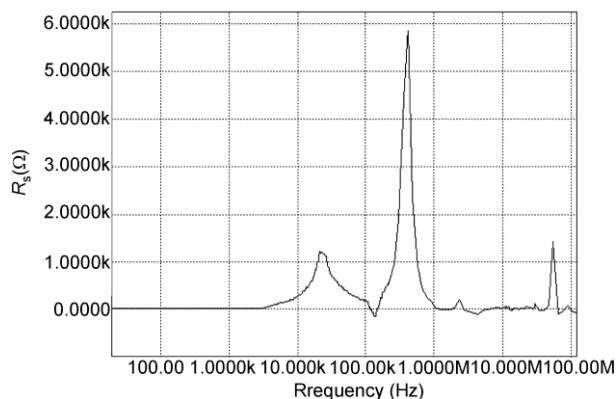


图 1 电抗器阻抗曲线

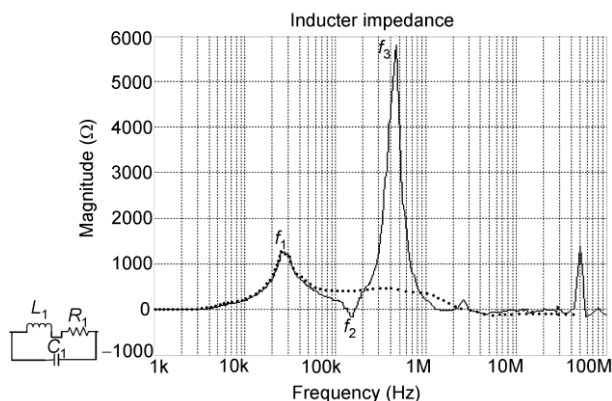


图 2 电抗器二阶模型及其阻抗曲线对照图

此, 本文尝试加入了新的电容与 L_2 并联, 使之构成 f_3 处的谐振, 但由于 f_3 较接近 f_2 , 所以加入 C_2 使 f_2 的频率发生了很大变化. 这就不得不在拓扑结构上进行多次尝试、探索和计算. 本文最终确定了如图 4 所示的等效电路, 并对相应的参数值进行了调整. 该电路中将 L_2 分为了 L_{21} 和 L_{22} 两部分. 在 30 MHz 范围内图 4 可与测试曲线较好地吻合, 只是在最高幅值处有些出入. 更细致的电路拓扑结构划分可能有助于阻抗曲线的契合度, 但也必然会大大增加阻抗的计算量以至于无法最终求得传导干扰. 因此本文使用该网络作为电抗器的最终等效模型. 其中, $R_1=0.91\ \Omega$, $R_2=0.57\ \Omega$, $C_1=57.1\ \text{pF}$, $C_2=43.2\ \text{pF}$, $L_1=2\ \text{mH}$, $L_{21}=25.9\ \mu\text{H}$, $L_{22}=18.3\ \mu\text{H}$.

2.2 电力线寄生参数

导线作为各类电气设备的连接纽带, 通常情况下会被视为无阻值的理想导体, 但它对设备的电磁兼容性起着重要的作用. 大量的理论和工程实践表明, 设备互连导线和电缆是系统中引入电磁干扰的重要途径.

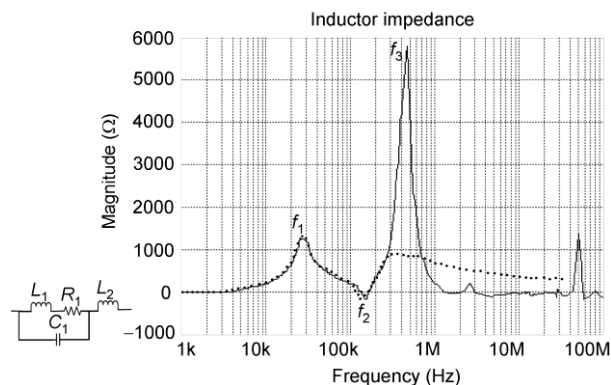


图 3 加入电感后的电抗器等效模型及阻抗曲线对照图

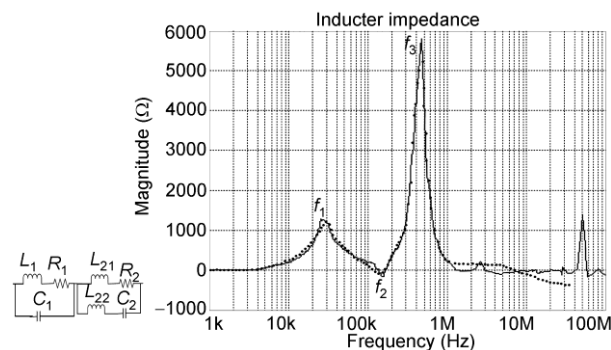


图 4 电抗器高阶模型及其阻抗曲线对照图

传导干扰是定义在 30 MHz (该频率点对应的波长 $\lambda=10$ m) 频率范围以内的干扰成分, 在本试验系统中, 整流柜的主电路距电源及 LISN (线性阻抗稳定网络, linear impedance stabilizing network) 的线路长度 L_a 均小于 1.6 m, 此时导线长度 $L_a < \lambda/2\pi$, 由于凡是短于干扰信号波长 $\lambda/2\pi$ 的系统导线的高频等效电路均可用集总参数来表示, 所以可以不必考虑导线的传输线效应, 而建立导线的集总参数等效模型, 即由电阻 R_{cable} 与电感 L_{cable} 串联而成, 如图 5 所示. 需要说明的是, 本文的分析范围是 30 MHz 以内的干扰成分, 由与之对应的波长 λ 所决定的导线长度必须在小于 1.6 m 的范围内才能使用集总参数的方法建模. 作为本文考察对象的变换器系统的连线距离均处于这个范围内. 而对于导线长度较长的情况, (如轧机中可能达数百米) 本文尚未涉及, 这是本预测模型的局限所在. 即本模型适用于导线长度小于 1.6 m 的变换器系统, 考察的频率范围限制在 30 MHz 以内.

R_{cable} 与 L_{cable} 的准确值可通过计算或由阻抗分析仪直接测得. 本文对样机交流侧上长度为 1.5 m, 直径为 1.5 cm, 外敷为 PVC, 内层为铜芯的导线的寄生参数进行了测量. 实际导线是由图 5 所示的串联电阻 R_{cable} 和串联电感 L_{cable} 构成. 测得的导线寄生参数为: $L_{\text{cable}}=26.7 \mu\text{H}$, $R_{\text{cable}}=0.021 \Omega$.

2.3 桥臂中点对地分布电容

高频条件下的开关器件与散热片之间存在着具有高电压变化率的分布电容, 这些参数会对共模干扰的发射强度产生一定的影响, 所以有必要分析其高频特性^[13].

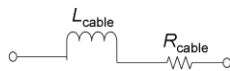


图 5 导线的高频模型

表 1 变换器寄生参数表

Parameter	Values	Component	Parameter	Values	Component
L_{cable}	26.7 μH	Power lines	L_1	2 mH	Inductor
R_{cable}	0.021 Ω		R_1	0.91 Ω	
C_p	270 pF	Distribution capacitance at the middle of the legs related to ground	R_2	0.57 Ω	
			C_1	57.1 pF	
			C_2	43.2 pF	
			L_{21}	25.9 μH	
			L_{22}	18.3 μH	

每个桥臂一般由一个功率器件对管模块构成. 为了利于散热, 功率器件管心与金属外壳间只有一个很薄的绝缘层, 而模块的金属外壳与散热器以及装置机壳都是通过固定螺钉电气连通的. 为了安全考虑, 机壳通常都要可靠接地. 这就在桥臂中点与参考地(机壳)之间形成了较大的分布电容. 当开关器件进行高频开关动作时, 桥臂中点相对参考地形成很大的 dv/dt , 该高频跳变的电压不断对分布电容进行充放电, 从而形成共模电流.

为了简化分析, 本文只考虑理想情况下构成整流桥的 3 个开关器件具有相同的物理特性的情形. 即每个 IGBT 集电极与散热片之间的分布电容 C_p 都相等. 其表达式为:

$$C_p = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{h}, \quad (4)$$

式中, $\varepsilon_0=10^{-9}/36\pi 6\text{F/m}=8.85\times 10^{-12}$.

本文在实验中选用 FF300R12KT3 型 IGBT 模块, 其硅胶绝缘垫片的相对介电常数 $\varepsilon_r=8.5$, 垫片的厚度 $h=0.03$ cm, 开关管与散热片的接触面积 $A=106\times 61=64.66$ cm², 故而可得该模块与散热片的寄生电容为:

$$C_p = \frac{8.85\times 8.5\times 10^{-12}\times 64.66}{0.03\times 6} = 270 \text{ pF}. \quad (5)$$

3 三相整流器高频模型

通过前面的分析, 结合考虑寄生参数下的整流器各部分的高频拓扑结构, 得到整流器寄生参数值如表 1 所示.

结合图 6 所示的整流器干扰耦合路径示意图, 建立了如图 7 所示的三相整流桥干扰高频等效电路模型. 其中 R_{cable} 和 L_{cable} 为交流导线上的等效电阻和寄生电感. C_3 , C_4 , R_3 , R_4 和 L_4 分别为 LISN 提供的标准元件, 用于隔离电网传递的干扰.

在 PWM 变换器工作状态下, 寄生参数也会出现

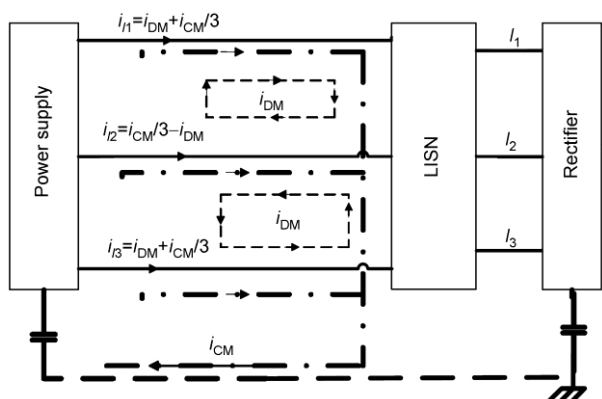


图 6 差模、共模干扰耦合路径示意图

在直流侧负载及储能电容上(如图 7 所示)。但由于本文侧重于考察系统交流侧对外电网的传导干扰,且干扰源集中于 6 个开关管的高频开关动作中,所以在预测频谱的计算中将直流侧寄生参数对交流侧的影响忽略不计。

在路径分析的基础上,将干扰源预测结果结合图 8 进行分流计算便可算出变换器共模干扰的频谱。同理,结合图 9 使用分压公式便可算出三相变换器内部干扰源降落在 LISN 电阻上的差模干扰的频谱。

4 实验验证

4.1 实验系统的搭建

用图 10 所示的测试系统测量了整流桥在电网侧引起的传导干扰。为保证测量结果的可重复性和可比性,应在测量点加入一个标准的负载阻抗——其端口的连接方式应随测试对象和测试目的的不同而有所改变。本实验中, LISN 的电源输入端口连接变压器的输出端, LISN 的 EUT 端口与电源输入线相连, LISN 的输出端口连接到接收机,待测的干扰就是从 LISN 电阻上取得的电压。将 LISN 放置在变压器之后是为了有效避免变压器线圈高频参数带来的干扰信号,在变压器之前安装电源线滤波器则可有效减小叠加在电源上的电磁能量对系统产生的干扰强度。样机参数设置: 交流相电压 $U_{a,b,c}=80\text{ V}$, IGBT 的开关频率 $f=15\text{ kHz}$, 直流侧电压 $V_{DC}=135\text{ V}$, 电抗器 $L=2\text{ mH}$, 直流侧储能电容 $C=4700\text{ }\mu\text{F}$ 。

4.2 结果对比

由图 11 可见, PWM 整流器网侧低频段的干扰以 DM 干扰为主, 而高频段的 DM 和 CM 成分都比较高。

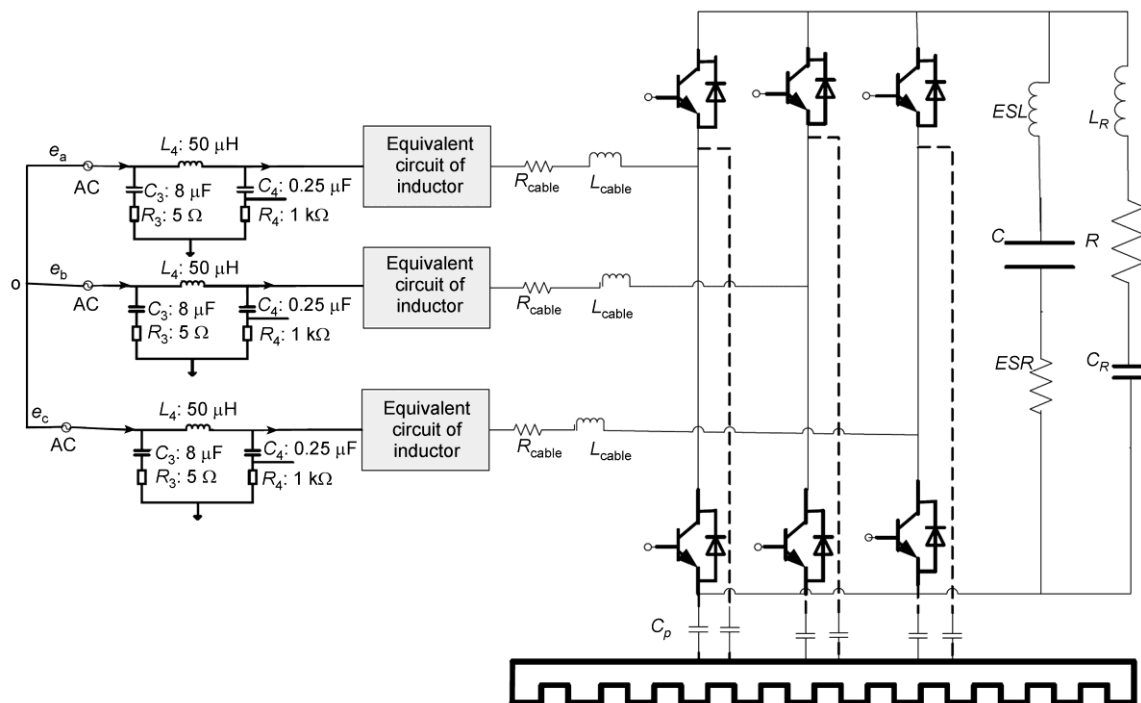


图 7 整流器三桥臂寄生参数分布及高频等效电路模型

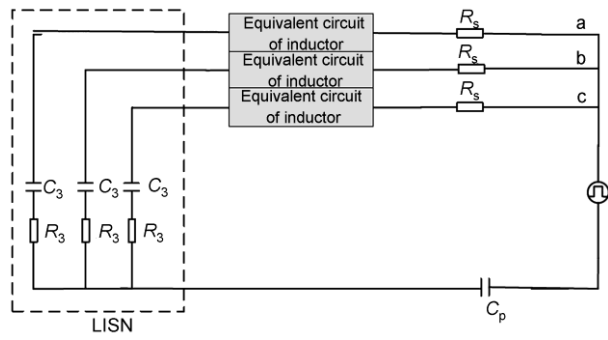


图 8 共模干扰耦合路径示意图

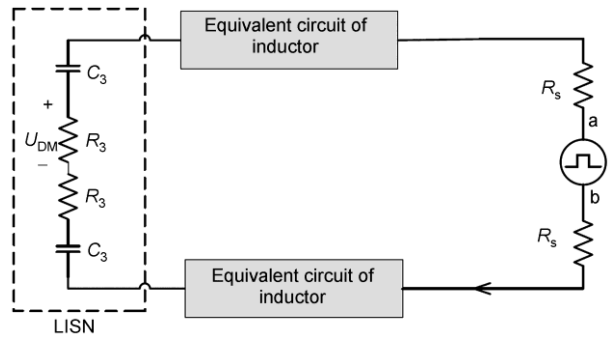


图 9 差模干扰耦合路径示意图

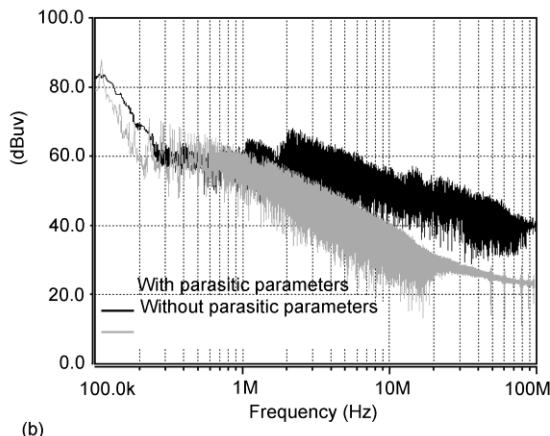
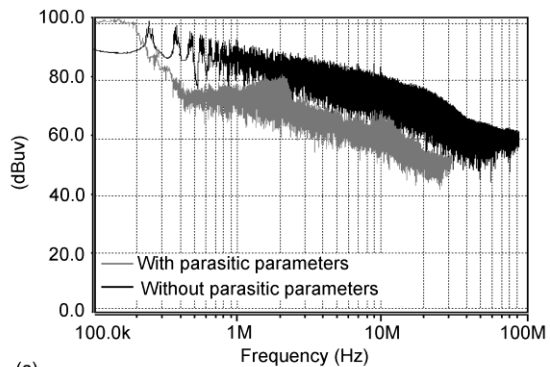
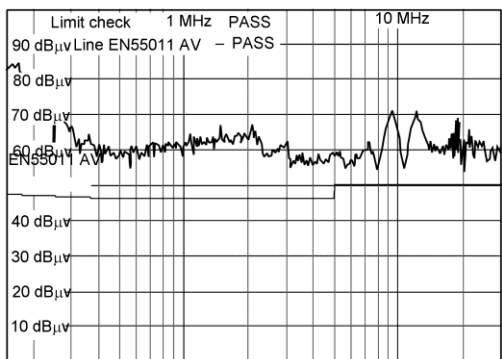
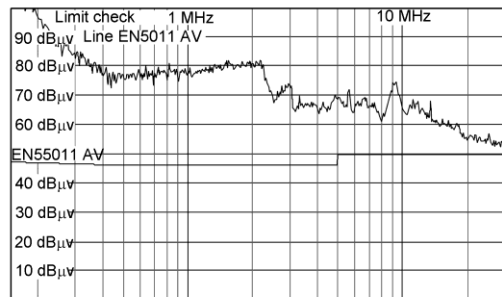


图 11 (a) 差模干扰测量图和计算频谱; (b) 共模干扰测量图和计算频谱

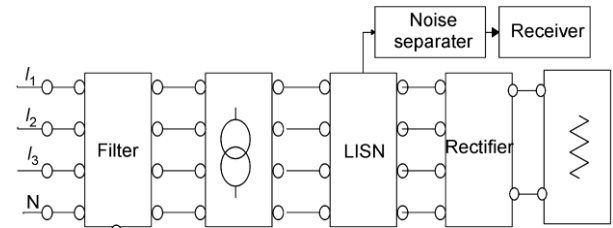


图 10 传导干扰测试系统接线图

无论是差模还是共模干扰图中, 考虑寄生参数后建立的精确模型都能够比以往模型更准确地预测干扰频谱. 其中, DM 图中带寄参预测的结果与实验结果比较吻合, 而 CM 图中带寄参的计算结果只与实验结果的中低频段吻合, 预测对于共模干扰的高频段略有差异. 这是由于本文研究对象主要是变换器的近场区低频电磁现象, 研究方法为传导途径的集总参数电路模型. 但随着频率的增加, 诸如电缆细缝和端部接触器的近场辐射效应对于变换器的传导干扰也有一定程度的影响^[17]. 另外, 电容老化、系统参数变化或线缆布置的不对称性都有可能造成三相电网不完全平衡, 由此所形成的非固有差模噪声^[18]也会

使共模干扰发生变化. 鉴于电磁干扰问题的复杂性, 相应研究有待进一步深入.

5 结论

本文通过考虑 PWM 变换器高频寄生参数对系

统的影响, 对传导干扰产生的机理及耦合路径作了分析, 提出了三相整流器的高频干扰预测模型, 计算了相应的传导干扰频谱. 分析了变换器网侧不同频段的共模及差模干扰分布特性. 最后运用已建立的传导干扰测试系统对一台三相整流器的传导特性进行了验证, 证明了所建模型及分析、推导的正确性.

参考文献

- 1 钱照明, 陈恒林. 电力电子装置电磁兼容研究最新进展. 电工技术学报, 2007, 22(7): 1-11
- 2 赵争鸣, 白华, 袁立强. 高压大容量变频调速系统关键技术分析与研究. 中国科学 E 辑: 技术科学, 2009, 39(3): 394-401
- 3 Yang L Y, Odendaal W G H. Measurement-based method to characterize parasitic parameters of the integrated power electronics modules. IEEE T Power Elect, 2007, 22(1): 54-62
- 4 潘启军, 孟进, 李毅, 等. 带交流励磁双变流器的双馈电机电磁干扰研究. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 80-86
- 5 和军平, 姜建国, 陈为. 离线式 PWM 变换器电磁干扰传播通道模型的研究. 电工技术学报, 2004, 19(4): 56-60
- 6 孟进, 马伟明, 张磊, 等. PWM 变频驱动系统传导干扰的高频模型. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 141-146
- 7 裴雪军, 康勇, 熊健, 等. PWM 逆变器共模传导电磁干扰的预测. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 83-88
- 8 Ran L, Gokani S, Clare J, et al. Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems. I. Time domain analysis and identification of dominant modes. IEEE T Power Elect, 1998, 13(4): 757-767
- 9 Ran L, Gokani S, Clare J, et al. Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems. II. Frequency domain models. IEEE T Power Elect, 1998, 13(4): 768-776
- 10 黄劲, 熊蕊, 王志, 等. 采用三相四桥臂抑制逆变器共模干扰的 SPWM 控制策略. 电工技术学报, 2009, 24(3): 110-115
- 11 章勇高, 蒋有缘, 方华松, 等. 基于模拟退火算法的共模电磁干扰抑制技术. 电工技术学报, 2008, 23(6): 1-6
- 12 Mihalic F, Kos D. Reduced conductive EMI in switched-mode DC-DC power converters without EMI filters: PWM versus randomized PWM. IEEE T Power Elect, 2006, 21(6): 1783-1794
- 13 Wang S, Lee F C, Odendaal W G. Cancellation of capacitor parasitic parameters for noise reduction application. IEEE T Power Elect, 2006, 21(4): 1125-1132
- 14 Tarateeraseth V, See K Y, Canavero F G. Accurate extraction of noise source impedance of a SMPS under operating. IEEE T Power Elect, 2010, 25(1): 111-117
- 15 Zhu H B, Lai J S, Hefner A R, et al. Modeling-based examination of conducted EMI emissions from hard and soft-switching PWM inverters. IEEE T Power Elect, 2002, 37(5): 1383-1393
- 16 魏克新, 梁斌, 岳有军. 基于非对称规则采样策略的变换器传导干扰预测. 电网技术, 2011, 35(6): 208-212
- 17 Yan D, Sun Y X, Sun L, et al. Analysis and suppression of crosstalk for T-saped microstrip line by using FDTD. Compumag, 2007, 29(9): 2283-2286
- 18 Chen W, Feng L M, Chen H L, et al. Near field coupling effects on conducted EMI in power converter. IEEE PESC, 2006. 1-6