

高频功率变压器的共模噪声特性分析

卢增艺, 章进法

台达电子企业管理(上海)有限公司, 上海 201209

摘要: 基于变压器共模感应电荷在原副边绕组间的作用机理, 推导出对变压器的等效共模噪声模型, 并且提出以等效共模噪声电压源为观测量对原、副边绕组物理结构进行调整, 可以获得共模噪声的平衡和改善。以三明治绕组结构的变压器为实验对象, 详细讨论了影响变压器共模EMI性能的6个关键管控因素, 得出的结论可为变压器的电磁兼容设计和大批量产品一致性控制提供理论指导。

关键词: 共模噪声, 变压器, 绕组结构, 绝缘胶布, 屏蔽层

1 引言

高频功率变压器在半导体器件的开关切换作用下实现能量传递, 绕组电位存在着强烈的非线性、大幅值的变化特征, 在变压器绕组内部建立了高频电场, 绕组匝间、层间以及绕组和铁心都会存在感应电荷和位移电流与^[1-6]。特别地, 为了提高能量传递效率, 原、副边绕组需交叉绕制, 紧密相邻, 降低变压器原、副边绕组间的漏感, 但这却使得原、副边绕组的正对面积变大, 距离减小, 等效共模电容增加, 共模 EMI 噪声阻抗减小, 电源的 EMI 恶化。

本文首先研究高频功率变压器的共模噪声机理, 包括电场特征和变压器共模感应电荷, 提出以变压器等效共模噪声源为观测量, 详细探讨影响变压器共模噪声的影响因素, 包括绕组结构、层间胶布、绝缘材料、屏蔽铜箔、铁芯电位等物理参数和电气设计, 为变压器品质管控和电源整机电磁兼容设计提供参考。

2 变压器共模噪声机理分析

功率变压器在进行能量传递时, 原边绕组两端用于接收高频激励电压, 通过电磁耦合在副边绕组两端也建立起呈匝比变化的交流电压。原边绕组电压为 V_p , 副边绕组电压为 V_s , 原、副边匝比为 n , 则 $V_p = V_s * n$ 。变压器原、副边绕组在相邻空间结构上建立电位和电场的分布, 如图 1, 原边电压 V_p 在副边导体上感应出电荷 Q_{ps} , 以正负符号 (+/-) 表示; 副边电压 V_s 在原边导体上感应出电荷 Q_{sp} , 以带圈的正负符号 (\oplus / \ominus) 表示; 原、副边绕组感应出的净电荷 Q_c 等于 Q_{ps} 与 Q_{sp} 之差, 如式 (1)。

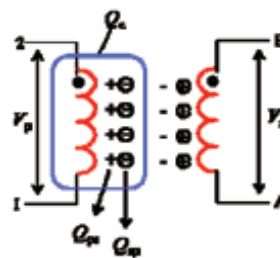


图 1 感应电荷示意图

$$Q_c = Q_{ps} - Q_{sp} \quad (1)$$

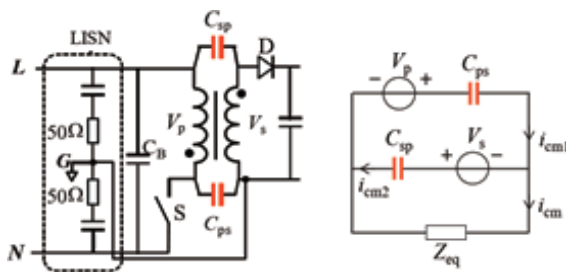
净电荷 Q_c 穿越变压器两侧形成位移电流, 即共模噪声电流 i_{cm} 。等效共模电容等于净电荷量 Q_c 除以给定电压 V_p 。共模电流 i_{cm} 是原边绕组电压在原、副边之间形成的感应电流, 其大小直接表示了变压器对共模噪声的抑制能力。当 i_{cm} 等于零, 表示变压器原边电压作用下, 没有在原、副边绕组之间感应出电荷, 也就意味着不会经过变压器产生共模噪声。

以图 2 (a) 反激变压器为例, 从变压器的原、副边绕组的连接看, 电荷感应形成共模噪声电流的机理可以用集总等效电容电路来理解。交流激励电压 V_p 作用于原边绕组, 经过等效电容 C_{ps} 连接到副边绕组, 再经大地 G 返回; 副边电压 V_s 经过电容 C_{sp} 连接到原边绕组, 再经大地 G 返回到副边地。图 2 (a) 从工作原理可等效为图 2 (b), 共模等效电路上存在两个支路并联, 支路 1 是原边绕组电压 V_p 经过原边到副边的等效电容 C_{ps} 产生电流 i_{cm1} , 支路 2 是副边绕组电压 V_s 经过副边到原边的等效电容 C_{sp} 产生电流 i_{cm2} 。 Z_{eq} 为线性阻抗稳定网络 LISN 的等效共模阻抗。支

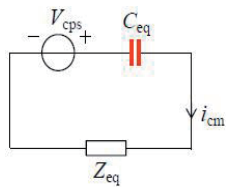
路电流 i_{cm1} 和 i_{cm2} 相减构成共模噪声电流 i_{cm} , 即 $i_{cm}=i_{cm1}-i_{cm2}$ 。

等效电容 C_{ps} 和 C_{sp} 一般为 pF 级, 忽略阻抗 Z_{eq} , 式(1)可以进一步表达为式(2)。

$$Q_c = V_p C_{ps} - V_s C_{sp} \quad (2)$$



(a) 反激变换器 (b) 共模噪声等效电路



(c) 变压器共模简化等效模型

图2 反激变换器及其共模噪声等效电路

根据戴维南等效原理, 图2(b)变压器共模等效电路可进一步等效为图2(c), 由等效电压源 V_{cps} 和等效电容 C_{eq} 串联。 V_{cps} 为横跨原、副边的开路电压, 也就是等效共模噪声电压源, C_{eq} 为经过变压器的原副边等效电容, 分别如式(3)和(4)。

$$V_{cps} = \frac{V_p C_{ps} - V_s C_{sp}}{C_{ps} + C_{sp}} \quad (3)$$

$$C_{eq} = C_{ps} + C_{sp} \quad (4)$$

将等效阻抗 Z_{eq} 短路, 即 $Z_{eq}=0$, 测量得共模电流 i_{cm} , 对应于感应电荷 $Q_c (=V_{cps} * C_{eq} = V_p * C_{ps} - V_s * C_{sp} = Q_{ps} - Q_{sp})$ 。对比式(3)和式(2), 等效共模噪声电压源 V_{cps} 的分子部分和电荷 Q_c 的表达式相同, 说明测量变压器等效电路的等效共模噪声电压源 V_{cps} 就可以体现共模感应电荷 Q_c 的大小, 评价变压器共模噪声抑制能力。因此, 本文提出以等效共模噪声电压源 V_{cps} (简称“共模电压”)为观测量来研究共模 EMI 噪声特性, 也可作为变压器共模性能合格与

否的评判标准, 方便产品质量管控。共模电压 V_{cps} 的测量方法可参照图3, 直接用示波器电压探头测量原、副边“地”之间的电压, 示波器探头的正端 (+) 接副边的“地”(图3的A点), 示波器的参考端 (-) 和信号发生器的参考端连接。

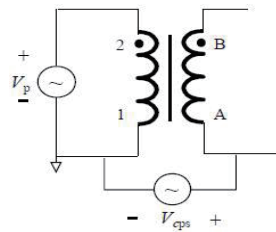


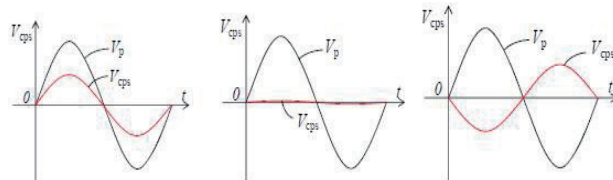
图3 共模电压 V_{cps} 测试法

共模电压 V_{cps} 存在三种情况, 如图4。

(1) 当 $V_{cps} > 0$, 说明 V_{cps} 与激励电压 V_p 同相位, 变压器共模噪声以原边侧为主。原边电压 V_p 的作用越大, V_{cps} 沿正方向幅值越大。

(2) 当 $V_{cps} = 0$, 说明原边和副边之间的噪声电流平衡抵消, 变压器产生的共模噪声最小。

(3) 当 $V_{cps} < 0$, 说明 V_{cps} 与激励电压 V_p 反相位, 变压器共模噪声以副边侧为主。副边电压 V_s 的作用越大, V_{cps} 沿负方向幅值越大。



(a) $V_{cps} > 0$ (b) $V_{cps} = 0$ (c) $V_{cps} < 0$

图4 共模电压 V_{cps} 的三种情况

表1整理出不同 V_{cps} 的 EMI 余量, 噪声平均值频谱的余量最差点发生在频率 478.1kHz 处。从表中可以看出, 当 V_{cps} 越向负向增长时, EMI 的余量越小。当 $V_{cps} = -110\text{mV}$, 对应噪声余量为 7.56dB。当 $V_{cps} = -143\text{mV}$, 噪

表1 不同共模电压 V_{cps} 与 EMI 余量的对应关系

	(a)	(b)	(c)	(d)
V_{cps} (mV)	-143	-127	-120	-110
EMI 余量 (dBuV)	4.38	5.99	6.27	7.56

声余量下降为 4.38dB。说明共模电压 V_{cps} 能直接反映电源实测 EMI 性能。

3 变压器等效共模噪声源的分析

目前实际应用的变压器结构形式多样，但总体上以三明治 (Sandwich) 绕组结构居多，既可降低变压器漏感和绕组交流损耗，又兼顾变压器的制作工艺和成本。以图 5 三明治绕组结构的变压器为例进行研究，绕组结构大致上是原边绕组分成两部分串联，将副边绕组夹在原边两绕组之间。原边绕组端部标示为 1 和 2，原边绕组包括 1-x 和 x-2 两部分，脚位 x 为原边两串联绕组的连接点。 C_1 是原边绕组 1-x 和副边绕组 A-B 的等效电容， C_2 是原边绕组 x-2 和副边绕组 A-B 的等效电容， C_3 是 Core 和副边绕组 A-B 的等效电容， C_4 是原边屏蔽层 Shield 和副边绕组 A-B 的等效电容。

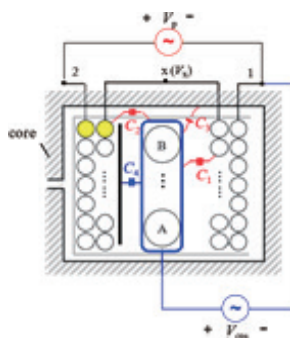


图 5 变压器内部分布电容

结合图 2 (a)，图 5 的脚位 1 和母线电容 CB 连接，图 5 的脚位 2 接开关管 S。因此，图 2 (b) 的共模等效电路可以进一步表示为图 6。考虑到具体三明治绕组结构下，原边噪声源主要取决于相邻副边绕组的原边绕组电位，原边绕组 1-2 的两部分绕组分配体现到脚位 x 点处的电位 V_x 。图 6 的原边噪声电压为 $k \cdot V_p$ ，其中 k 是变压器原边两串联绕组的电位比值， $k = V_x / V_p$ 。

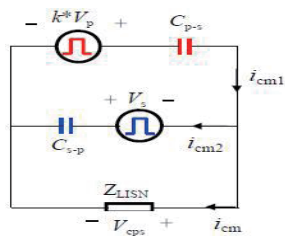


图 6 改进的共模 EMI 等效电路

图 5 中由于原、副边之间屏蔽层 (Shield) 的存在，原边到副边的等效电容 C_{ps} 更包含有 C_1 、 C_2 和 C_3 。副边绕组到原边绕组的等效电容 C_{sp} ，只包含 C_4 ，即 $C_{sp} = C_4$ 。因此，原边到副边的等效电容 C_{ps} 不等于副边到原边的等效电容 C_{sp} 。

结合式 (3) 的 V_{cps} 定义，又可进一步等效为如下式 (5)。

$$V_{cps} = \frac{kV_p f(C_1, C_2, C_3) - V_s C_4}{C_{ps} + C_{sp}} \quad (5)$$

其中函数 $f(C_1, C_2, C_3)$ 不是精确的表达式，可定性理解为电容 C_1, C_2, C_3 共同作用的等效电容，这三个电容的增加都会增强原边对副边的噪声作用，使共模电压 V_{cps} 朝正方向增加。

4 变压器结构参数对共模 EMI 噪声的影响

对电源来讲，共模 EMI 的噪声通道有很多，比如电源外壳、半导体散热片、PCB 板等，变压器不是唯一的共模 EMI 噪声通道，共模电压 V_{cps} 也不一定是越接近零越好，而是搭配电源整机的 EMI 要求，给定范围取值。这样共模电压 V_{cps} 可以明确下来，以 V_{cps} 为参考指标就可对变压器进行单独的设计。接下来，本文讨论从高频功率变压器的物理结构入手，分解出多个微观等效电容来理解变压器内部复杂的电场特性，根据式 (5)，可通过对电容 $C_1 \sim C_4$ 的调整，获得所需的共模电压 V_{cps} 。

研究共模电压 V_{cps} 的影响因素，整理归纳出如下 6 个方面加以讨论。

- (1) 绕组内部屏蔽层宽度的影响
- (2) 原边绕组匝数分配的影响
- (3) 原、副边绕组层间胶布的影响
- (4) 副边绕组和内部屏蔽层之间胶布的影响
- (5) 三层绝缘线的影响
- (6) 铁心外包屏蔽铜箔的影响

以一离线式电源中的变压器为例进行说明。铁芯采用 RM8/16.4，原边绕组为 54 匝，副边绕组为 9 匝，辅助绕组为 8 匝。绕组采用 Sandwich 结构，原、副边绕组之间设置有一屏蔽铜箔，整体型式如图 5。

4.1 绕组内部屏蔽层宽度的影响

文献 [4] 研究和提出了变压器部分屏蔽在原、副边绕组之间的共模噪声平衡作用。本节扩展分析屏蔽层 Shield

宽度对三明治绕组结构变压器的共模电压 V_{cps} 的影响, 如图 7 所示。当宽度从 8mm 降低为 6mm 时, 会增加 C_2 和减小 C_4 , 原边对副边的作用加强, 共模电压 V_{cps} 向正向增长, 从 150mV 上升到 526mV。因此, 当减小 Shield 宽度, 会增加 C_2 和减小 C_4 , V_{cps} 增大。

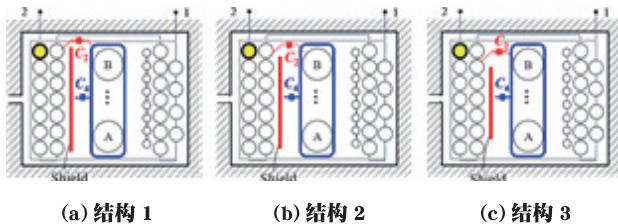


图 7 不同绕组内部 Shield 宽度

表 2 绕组内部 Shield 宽度对共模电压 V_{cps} 的影响

	结构 1	结构 2	结构 3
屏蔽层宽度 (mm)	8	7	6
V_{cps} (mV)	150	245	526

4.2 原边绕组匝数分配的影响

上节 4.1 基于噪声平衡的原则, 以减小 Shield 的包围区域来增加原边对副边的作用, 可达到原、副边噪声抵消的效果。而对于图 5 的 Sandwich 结构变压器, 原边绕组由两部分绕组串联构成, 原边的第一部分绕组 2-x 由 Shield 包围, 第二部分原边绕组 x-1 保持和副边相邻, 这样的结构在噪声原理上也可以认为副边绕组被 Shield 部分屏蔽的效果。通过调整原边 x-1 的匝数来改变原、副边绕组的电位差, 可获得所需的共模电压 V_{cps} 。

本节对比分析三种不同原边绕组分配的 Sandwich 结构, 不同结构对应的 x 点的位置不同, 如图 8。调整绕组 x-1 的匝数获得三种结构说明如下:

图 8 (a) 结构 1: 原边绕组为 2-x (一层密绕) 串联 x-1 (两层密绕加一层疏绕)。2-x 为单层 17 匝。x-1 为三层, 匝数依次为 16 匝、14 匝和 7 匝。

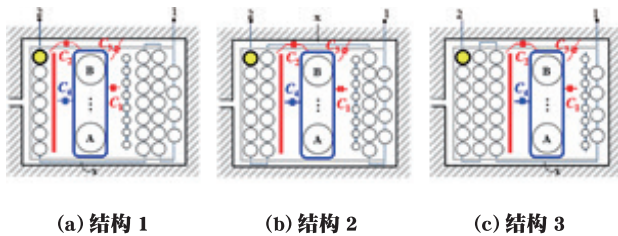


图 8 三种原边匝数分配不同的 Sandwich 绕组结构

图 8 (b) 结构 2: 原边绕组为 2-x (两层密绕) 串联 x-1 (一层密绕加一层疏绕)。2-x 为两层, 依次为 17 匝和 16 匝。x-1 为两层, 匝数依次为 14 匝和 7 匝。

图 8 (c) 结构 3: 原边绕组为 2-x (三层密绕) 串联 x-1 (一层疏绕)。2-x 为三层, 依次为 17 匝、16 匝和 14 匝。x-1 为单层, 匝数为 7 匝。

观察原、副边绕组间的电容特性, 基本上可以认为相同。而不同的是相邻绕组的电位分布, 从结构 1 到结构 3, 电容 C_1 和 C_2 对应于原边到副边的绕组电压差下降, 根据式 (5), V_{cps} 将会减小, 实测得 V_{cps} 如表 3 所示。共模电压 V_{cps} 从 1005mV 减小为 41mV。因此, 当副边绕组远离原边交变电压 V_p , 原、副边绕组相邻的电压差减小, k 越小, V_{cps} 值越小。

表 3 原边绕组匝数分配对共模电压 V_{cps} 的影响

	结构 1	结构 2	结构 3
漏感 L_k (uH)	12.52	10.61	16
V_{cps} (mV)	1005	150	41

4.3 原、副边绕组层间胶布的影响

原边绕组 x-1 和副边绕组 AB 的层间胶布如图 9 所示之胶布 (Tape), 位于原边绕组 x-1 及原边辅助绕组 Aux 和副边绕组 A-B 之间。保持原副边绕组结构和匝数配置不变, Tape 的薄厚将直接影响等效电容 C_1 的大小。根据绕组结构电容 C_1 的表达式 (6), 当厚度 d 增加, 电容 C_1 将减小。根据式 (5), 共模噪声电压 V_{cps} 将下降。

$$C_1 = \epsilon \frac{S}{d} \quad (6)$$

其中 ϵ 为胶布的介电常数, S 为原、副边绕组的相对面积, d 为原、副边绕组的胶布厚度。

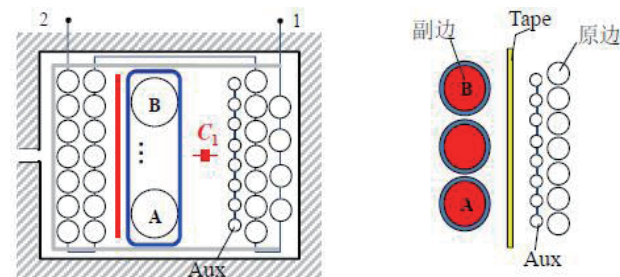


图 9 原、副边绕组层间胶布

实验上通过增加胶布层数来分析不同胶布厚度 d 对

V_{cps} 的影响, 如表 4 所示, 随着胶布层数的增加, 共模噪声电压 V_{cps} 从 448mV 降低为 155mV。因此, 原、副边绕组层间胶布圈数越多, d 值越大, C_1 越小, V_{cps} 越小。

表 4 原、副边绕组间的层间胶布对共模电压 V_{cps} 的影响

胶布圈数	1	2	3
胶布厚度 d (mm)	0.065	0.13	0.195
V_{cps} (mV)	448	219	155

4.4 副边绕组和内部屏蔽层之间胶布的影响

副边绕组和内部 Shield 之间胶布如图 10 所示之 Tape, 位于副边绕组 A-B 和 Shield 之间。Tape 的薄厚将直接影响等效电容 C_4 的大小。 C_4 的表达式可参考式(6), 当厚度 d 增加, C_4 将减小, 根据式 (5), V_{cps} 将上升。

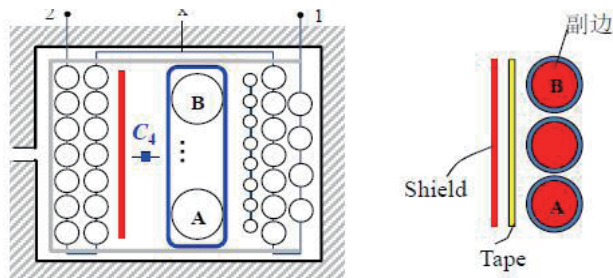


图 10 副边绕组和内部 Shield 之间的胶布

表 5 副边绕组和内部 Shield 间胶布对共模电压 V_{cps} 的影响

胶布圈数	1	2	3
胶布厚度 d (mm)	0.065	0.13	0.195
V_{cps} (mV)	262	291	341

实验上通过增加胶布圈数来分析不同胶布厚度 d 对共模电压 V_{cps} 的影响, 如表 5 所示, 随着胶布圈数的增加, 共模电压 V_{cps} 从 262mV 上升为 341mV。因此, 副边绕组和 Shield 的层间胶布越多, d 值越大, C_4 越小, V_{cps} 越大。

4.5 三层绝缘线的影响

基于安规考虑, 变压器原、副边绕组间需要加强绝缘。从空间体积考虑, 变压器绕组通常采用三层绝缘线以提高绕线窗口的利用率。当副边绕组采用三层绝缘线时, 如图 11, 绝缘皮材料的特性将会影响原副边绕组之间的等效电容。因为副边绕组 A-B 与屏蔽层 Shield 相邻, 除了节 4.4 讨论的胶布影响, 更需要考虑副边三层绝缘线绝缘皮的影响。本文针对两种常用的三层绝缘导线进行试验, 分别为 F 线和 T 线, 如表 6。从表中可看出, F 线的介电常数为

5.2, 比 T 线的大。由于绝缘皮的厚度相差不大, F 线将使等效电容 C_4 增加, 副边绕组的作用增强, 共模电压 V_{cps} 从 150mV 下降为 26mV。因此, 当副边绕组的三层绝缘层采用 F 线, 因介电常数 ϵ 的较大, 构成的 C_4 较大, V_{cps} 较小。

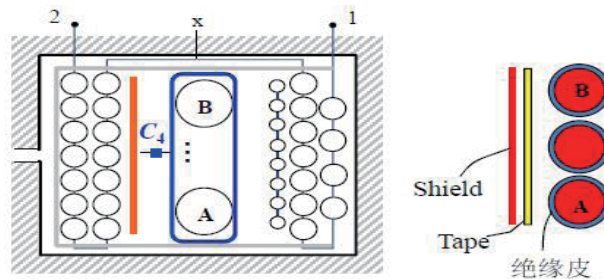


图 11 三层绝缘线

表 6 三层绝缘线对共模电压 V_{cps} 的影响

	F 线	T 线
相对介电常数 ϵ	5.2	3.3
绝缘皮厚度 d (mm)	0.1	0.09
V_{cps} (mV)	26	150

4.6 铁芯外包屏蔽铜箔的影响

人们对变压器外部屏蔽设计往往采用“试 - 错”的调试方法, 进行各式各样的尝试, 包括如图 12 所示的五种变压器屏蔽结构。这些结构在某些应用场合对 EMI 有帮助, 但在另外场合却无效, 甚至导致 EMI 变差, 工程上缺乏合理的理论指导。图 12 所示的结构分别有:

- (1) 结构 1 是无外包屏蔽铜箔 Shield;
- (2) 结构 2 是有底部部分包围 Shield;
- (3) 结构 3 是有环绕铁芯两边柱垂直包围 Shield;
- (4) 结构 4 是有环绕铁芯和线包的水平包围 Shield;
- (5) 结构 5 是有综合水平和垂直的十字 Shield。

因为原、副边绕组的匝比为 54:9, 原边绕组的电压远比副边的高, 并且 Sandwich 结构使得原边绕组和铁芯有较大的相对面积, 铁芯的电位跟随原边绕组同相位变化。当铁芯接地时, 铁芯电位被强制降低为 0, 铁芯电位对副边的噪声发射降低, 反过来加强了副边对原边的噪声发射, 共模电压 V_{cps} 降低。从物理结构上看, 图 12 的结构 1 到结构 5, 外部 Shield 和铁芯的接触面积逐渐地增加, 铁芯电位更加接近零电位, 虽然 C_3 没有改变, 但原边到副边的噪声发射作用不断地被削弱, 共模电压 V_{cps} 将不断地下降。

式(5)能够合理地解释现有各种“试-错”对EMI的影响机理。



图 12 不同外包 Shield 结构

表 7 铁心外包 Shield 对共模电压 V_{cps} 的影响

	结构 1	结构 2	结构 3	结构 4	结构 5
屏蔽层结构	无	L 型	水平	垂直	十字
V_{cps} (mV)	262	150	79	64	48

5 结论

本文基于变压器共模感应电荷在原、副边绕组间的作用机理,推导出对变压器的等效共模噪声模型。提出以等效共模噪声电压源 V_{cps} 为观测量,对原、副边绕组物理结构的调整,可以获得共模噪声的平衡和改善。以 Sandwich 绕组结构的变压器为实验对象,详细讨论了影响变压器共模 EMI 性能的 6 个管控因素,得到的结论可为变压器的电磁兼容设计和大批量产品一致性控制提供理论指导。

参考文献 (略)

上接 145 页

反步法控制适合工作在基频为 500Hz 的系统中。同时,也验证了反步法控制相对于传统 PI 控制在暂态性能方面的

优越性。这在提升变流器的暂态性能方面具有重要的意义。

参考文献 (略)

上接 150 页

在系统或设备设计中选择数字隔离器的时候,必须要考虑系统级的静电放电测试。而相关的设计工程师则需要熟悉行业首选的静电放电标准,即系统级静电放电应该满

足的 IEC 61000-4-2。而对静电放电的测试、方法和脉冲形状的了解将有助于工程师在设计布局、元器件摆放、选择确定合适的静电放电防护方法等问题上做出决定。