高频高压大功率变压器设计/工艺/测试之难点及应对方法

李宾

上海兆启新能源科技有限公司，上海 201313

摘　要：随着中国制造2025的逐步实施，电力电子的发展进入一个快速时期，尤其是轨道交通、太阳能、风能、环保设施等领域平均每年近30%以上的增长，其中的核心部件大功率高频变换器也开始大量应用。作为变换器中的关键器件高频高压变压器，其主要功能是电气隔离、调压、电源质量控制等，性能既不同于电子变压器，也不同于电力变压器，它的性能直接影响到整个变换器性能与可靠性。本文针对高频高压变压器的特殊性（设计/工艺/测试）提出针对性的解决方案，通过试验测量并验证，对产品的参数及应用进行了梳理和总结，最后对产品发展存在关键制约因素以及未来发展的趋势进行了总结和展望。

关键词：制造2025，电力电子高频高压变压器

0　引言

高频高压大功率变压器主要指应用于电源频率 1KHz 及以上、电压 1KV 及以上、功率 5KW 及以上的变压器。它的应用主要是为了减少电气装置的体积、重量和方便控制，区别于常规变压器就在于它的高频、高压和大电流（50A 及以上）同时存在，有多个矛盾需要解决：

☆高频下铁芯损耗大，温升高，但损耗低的铁芯在高温下性能差；

☆大电流需要用大面积导线，但大面积导线在高频下趋肤效应明显造成线圈温升高；

☆漏感要求低初次级间隙小但绝缘设计及寄生电容要求间隙大，保证了安规距离那漏感将增大，需要反复调试并验证，可制造性差；

☆产品要求可靠性高，相关测试设备价格居高不下，一套检测设备至少需要两百万以上，普通企业难以承受，所以产品出厂一般只做静态测试不做动态测试，留下了质量隐患，造成产品质量一致性差。

我们的团队对上述问题进行了深入的分析与梳理，通过铁芯与绕组材料的选型优化、提高绝缘耐压等级、开发低成本测试设备等几个方面来解决上述问题，以实现产品的高可靠性和高制造性。

1　铁芯材质与绕组材质的选择

表 1

用于功率变压器的常用磁性材料特性的比较 Performance Index						
基本磁性参数 Basic magnetic property	单位 unit	冷轧硅钢 silicon steel	锰锌铁氧体 Ferrite	铁基非晶 Amphours	纳米晶 Nano-crystalline	备注
典型型号		23Z110	NCD-LP10	JK101-28	JK107-30	
初始磁导率 υ。 Initial pemeability	H/m	＞1000	＞2000	＞1000	＞80000	影响感量
最大磁导率 Initialpem eability	H/m	＞10000	＞4000	＞200000	＞200000	
铁损 Pfe(f=5kHz,B^=200mT W/dm^3)	W/dm^3	195	7.2	35.9	3.6	涉及温升
铁损 Pfe(f=10kHz,B^=200mT W/dm^3)	W/dm^3	600.6	19.2	107.7	10.8	
铁损 Pfe(f=20kHz,B^=200mT W/dm^3)	W/dm^3	1872	43.2	251.3	28.8	
饱和磁密 Bs@25℃ Saturate flux density	T	2	0.52	1.55	1.25	涉及可靠性
饱和磁密 Bs@100℃ Saturate flux density	T	1.95	0.41	1.35	1.2	
Tmax （最高工作温度）	℃	＞400	140 ℃	120 ℃	120 ℃	
居里温度Tc（min）℃ Curie temperature	℃	740	215	400	570	
密度d Density	g/cm^3	7.8	4.8	7.18	7.2	涉及成本
饱和磁致伸缩系数λs Satuiration Magnetostriction	*10^{-6}	27	12	25	2	涉及噪音
叠片系数Stacking factor	-	0.97	1	0.75	0.75	涉及成本
价格Cost（RNB/dm^3）	RNB/dm3	156	288	359	864	涉及成本
适用频率段 frequency	KHz	＜2	1-400	＜10	1-400	涉及可靠性

常用铁芯材质性能如表 1：

根据表中的数据，从性价比方面考虑，在 1-2KHz 频率段我们选用材质的顺序为硅钢、非晶、铁氧体、纳米晶，在 2-10KHz 频率段我们选用材质的顺序为非晶、铁氧体、纳米晶，在 10KHz 及以上频率段我们选用材质的顺序为铁氧体、纳米晶。

常用绕组材质性能如表 2

根据表中的数据，同时计算损耗及相关寄生参数（漏感及电容），结合安装尺寸选择最优的一种或组合方案。

表 2

用于功率变压器的常用导线材料特性的比较 Performance Index					
基本参数 Basic property	单股绝缘线	多股绞线	利兹线	三层绝缘线	铜箔
直流损耗 DC Loss	高	中	低	低	中
交流损耗 AC Loss	高	中	低	低	中
趋肤效应 skin effects	高	中	低	低	中
临近效应 proximity effect	低	中	中	中	高
有效面积 effective area	高	中	低	中	高
耐压 Withstand Voltage	低	低	中	高	低
自动化 automation	高	高	低	中	中
工艺 Process	简单	中	中	复杂	简单
适用频率段 frequency	＜5KHz	＜10KHz	1-400KHz及以上	1-400KHz及以上	1-200KHz及以上
成本 Cost	低	中	高	高	中

2 磁密的考量

由于磁芯都具有饱和特性，所以正常工作时都必须远离饱和点。部分电路如推挽电路中磁通为正激的两倍，所以常规设计工作磁密应该不高于饱和磁密的一半。在《应用于电力电子技术的变压器和电感》书有推荐两种（受磁饱和不受磁饱和）情况下的最佳磁感应强度计算方法，插图如下（B_0 最优磁感应强度，B_{sat} 饱和磁感应强度）：

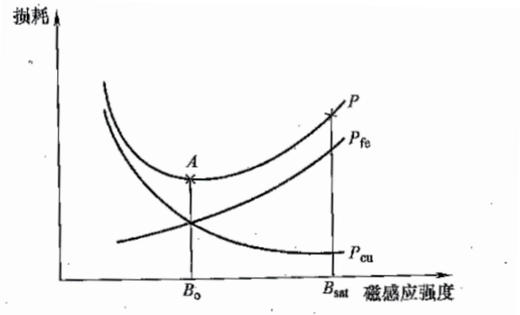


图 5.1 不受磁饱和限制时绕组损耗、磁心损耗和整体损耗

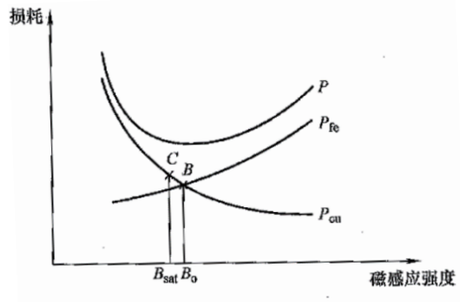


图 5.2 受磁饱和限制的绕组损耗、磁心损耗和整体损耗

3 电密的考量

考虑趋肤效应选择合适厚度的导线

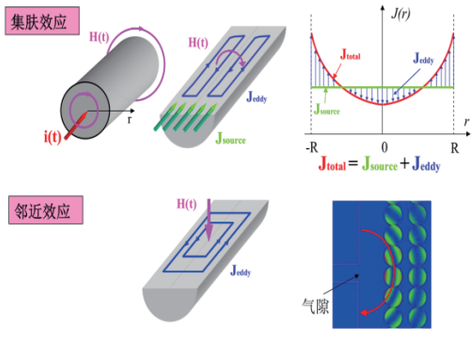
考虑临近效应选择合适厚度的层数 (Dowell 公式)

Δ 为绕组层厚度 d 与集肤深度 δ_0 之比。第 p 层的交流电阻系数为

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Re\left(\Delta(1+j)\left[\coth(\Delta(1+j)) + \frac{2(p^2-1)}{3}\tanh\left(\frac{\Delta}{2}(1+j)\right)\right]\right)$$

$$= \Delta\left[\frac{\sinh 2\Delta + \sin 2\Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta} + \frac{2(p^2-1)}{3}\frac{\sinh\Delta - \sin\Delta}{\cosh\Delta + \cos\Delta}\right]$$

导体高频涡流损耗机理



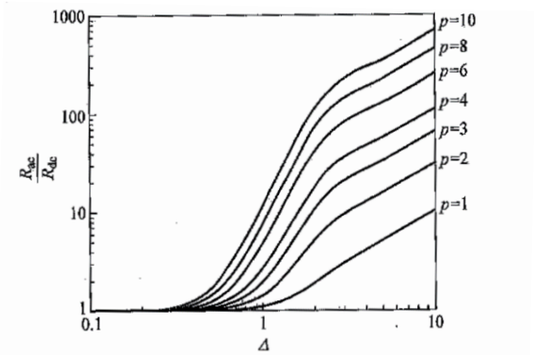


图 6.7 正弦电流作用下的邻近效应系数

表 6—10　　圆铜导线穿透深度

f/kHz	1	3	5	7	10	13
Δ/mm	2.089	1.206	0.9436	0.7899	0.6608	0.5796
f/kHz	15	18	20	23	25	30
Δ/mm	0.5396	0.4926	0.4673	0.4538	0.4180	0.3815
f/kHz	35	40	45	50		
Δ/mm	0.3532	0.3304	0.3115	0.2955		

在图 6.10 中，横轴与导电箔厚度相关。由图而知，对于给定绕组层数，通常存在一个最优的△，使得损耗与层厚之间的函数最小△ opt。当 0 ＜△＜△ opt 时，DCR 随着层厚增加而减少。但当△＞△ opt 时，交流电阻随之增大，其增大程度超过层厚增加带来的 DCR 减少程度。

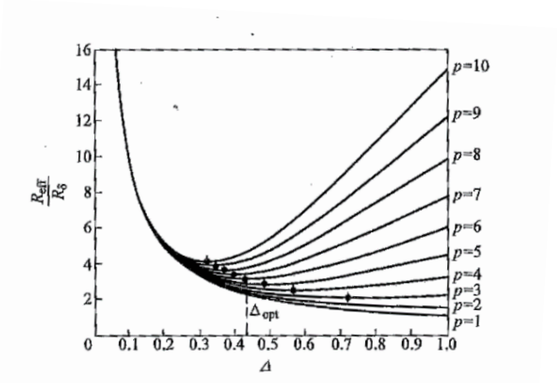


图 6.10　不同绕组层数时 R_{eff}/R_δ 与 Δ 的关系曲线

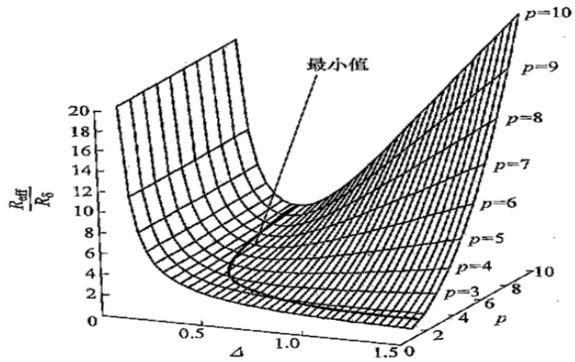
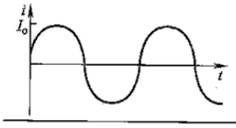
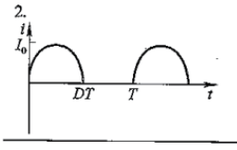
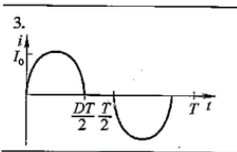
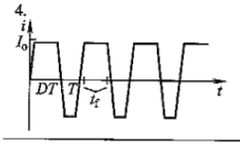
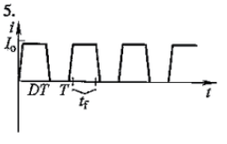
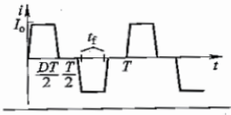
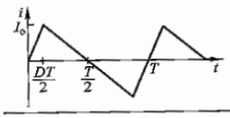
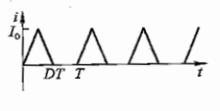
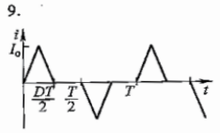


图 6.11　不同绕组层数时 R_{eff}/R_δ 与绕组层数 Δ 的关系曲线

表 6.1　不同电流波形时绕组最优厚度计算公式

电流波形	I_{rms} 和 I'_{rms}	电流 $i(t)$ 傅里叶分解	Δ_{opt}
1. 	$I_{rms}=\frac{I_o}{\sqrt{2}}$ $I'_{rms}=\frac{2\pi}{T\sqrt{2}}I_o$	$I_o\sin(\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{1}{\Psi}}$
2. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{\frac{D}{2}}$ $I'_{rms}=I_o\frac{\pi}{DT}\sqrt{\frac{D}{2}}$	$\frac{2DI_o}{\pi}+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4DI_o}{\pi}\left\{\frac{\cos(n\pi D)}{(1-4n^2D^2)}\right\}^{①}\times\cos(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{4D^2}{\Psi}}$
3. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{\frac{D}{2}}$ $I'_{rms}=I_o\frac{2\pi}{DT}\sqrt{\frac{D}{2}}$	$\sum_{n=1,odd}^{\infty}\frac{4DI_o}{\pi}\left\{\frac{\cos(n\pi D/2)}{(1-n^2D^2)}\right\}^{①}\times\cos(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{D^2}{\Psi}}$
4. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{1-\frac{8t_r}{3T}}$ $I'_{rms}=I_o\sqrt{\frac{4}{t_rT}}$	$I_o(2D-1)+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4I_o}{n\pi}\sin(n\pi D)\times\mathrm{sinc}\left(n\pi\frac{2t_r}{T}\right)\cos(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{\left(1-\frac{8t_r}{3T}\right)\pi^2\frac{t_r}{T}}{\Psi}}$
5. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{D-\frac{4t_r}{3T}}$ $I'_{rms}=I_o\sqrt{\frac{2}{t_rT}}$	$I_o\left(D-\frac{t_r}{T}\right)+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2I_o}{n\pi}\sin\left[n\pi\left(D-\frac{t_r}{T}\right)\right]\times\mathrm{sinc}\left(n\pi\frac{t_r}{T}\right)\cos(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{\left(D-\frac{4t_r}{3T}\right)2\pi^2\frac{t_r}{T}}{\Psi}}$

（续）

电流波形	I_{rms}和I'_{rms}	电流 $i(t)$ 傅里叶分解	Δ_{opt}
6. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{D-\frac{8t_r}{3T}}$ $I'_{rms}=I_o\sqrt{\frac{4}{t_rT}}$	$\sum_{n=1,odd}^{\infty}\frac{4I_o}{n\pi}\sin\left[n\pi\left(D-\frac{t_r}{T}\right)\right]$ $\times\operatorname{sinc}\left(n\pi\frac{t_r}{T}\right)\cos(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{\left[D-\frac{8t_r}{3T}\right]\pi^2\frac{t_r}{T}}{\Psi}}$
7. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{\frac{1}{3}}$ $I'_{rms}=\frac{2I_o}{T\sqrt{D(1-D)}}$	$\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2I_o\operatorname{sinc}(n\pi D)}{\pi n(1-D)}\sin(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{\pi^2D(1-D)}{3\Psi}}$
8. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{\frac{D}{3}}$ $I'_{rms}=\frac{2I_o}{\sqrt{DT}}$	$\frac{I_oD}{2}+\sum_{n=1}^{\infty}I_o\operatorname{sinc}^2\left(\frac{n\pi D}{2}\right)\cos(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{\pi^2D}{3\Psi}}$
9. 	$I_{rms}=I_o\sqrt{\frac{D}{3}}$ $I'_{rms}=\frac{4I_o}{\sqrt{DT}}$	$\sum_{n=1,odd}^{\infty}I_o\operatorname{sinc}^2\left(\frac{n\pi D}{4}\right)\cos(n\omega t)$	$\Delta_{opt}=\sqrt[4]{\frac{\pi^2D}{12\Psi}}$

① 在波形 2 中，$n=k=1/2D\in\mathbf{N}$（自然数集）；在波形 3 中，$n=k=1/D\in\mathbf{N}$，大括号中项由 $\pi/4$ 代替。
$\Psi=(5p^2-1)/15$，p = 带材层数，$\operatorname{sinc}(x)=\sin(x)/x$。

4 漏感与寄生电容的平衡

在高频情况下，变压器的分布参数会严重影响逆变电源的工作性能，尤其是开关管的工作状态。变压器初、次级之间的分布电容是电磁干扰的耦合通道，在设计和制作高频变压器时，应采取尽可能多的措施以减小其分布参数，从而减小对逆变电源工作性能的影响。分由电容主要由三部分组成：

（1）绕组对磁芯（或屏蔽层）的分布电容

（2）各绕组的分布电容

（3）绕组间的分布电容

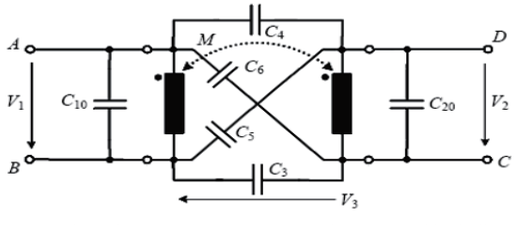


图 1　含六集总电容的双绕组高频变压器等效模型

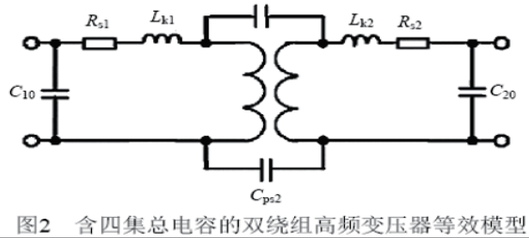
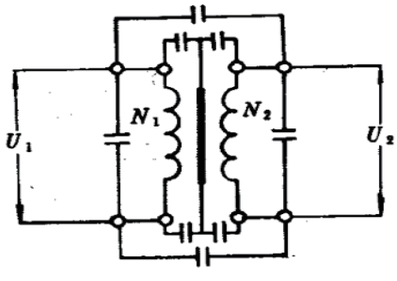
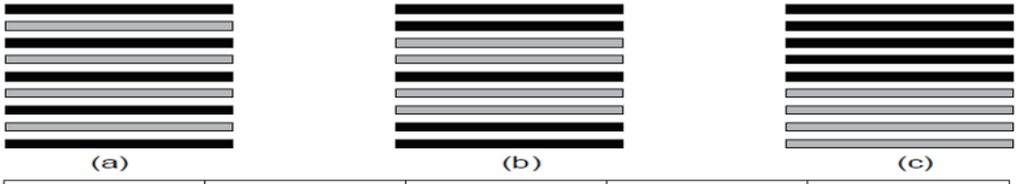
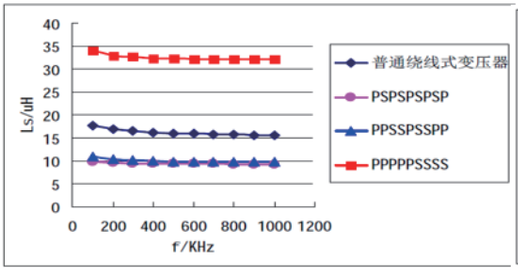


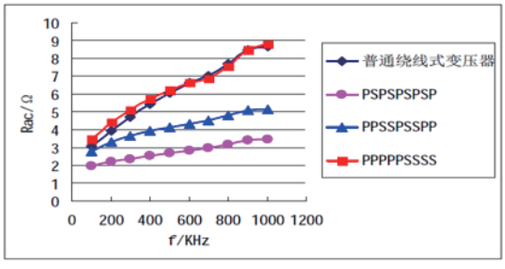
图2　含四集总电容的双绕组高频变压器等效模型





	变压器（a）	变压器（b）	变压器（c）	变压器（d）
原边电感 L_1	545.3 μH	548.5 μH	548.9 μH	550.1 μH
原边漏感 L_s	9.84 μH	10.99 μH	34.11 μH	17.69 μH
短路电阻 R_s	1.98Ω	2.79Ω	3.47Ω	3.09Ω





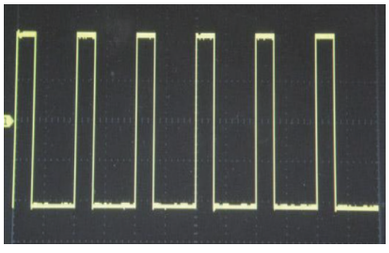
经过内部反复试验，得到如下结果：

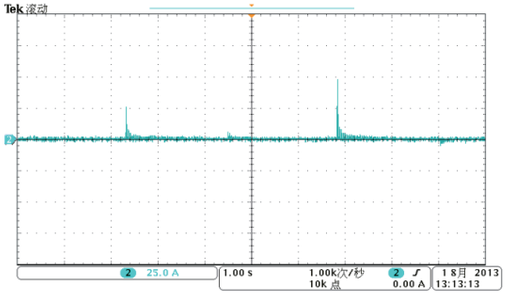
措施	漏感	分布电容
减少绝缘厚度	降低	增加
初次间绕线方式由常规 改为三明治、交叉、并绕	降低	增加
减少匝数	降低	降低
增加绕线高度	降低	增加
增加绕线层数	增加	降低
单个绕组由多层平绕改立绕	不影响	降低
单个绕组由多层平绕改 Z 形绕	不影响	降低
单个绕组由多层平绕改分段绕	不影响	降低
增加内屏蔽	不影响	降低
增加外屏蔽	不影响	降低
增加磁芯接地	不影响	降低

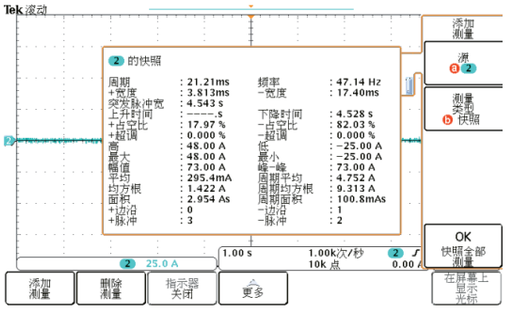
最终我们要同时满足降低漏感和不增加分布电容可采取的措施有：增加铁芯面积减少线圈匝数、三明治绕法同时加屏蔽、绕组立绕及分段绕法加磁芯接地。

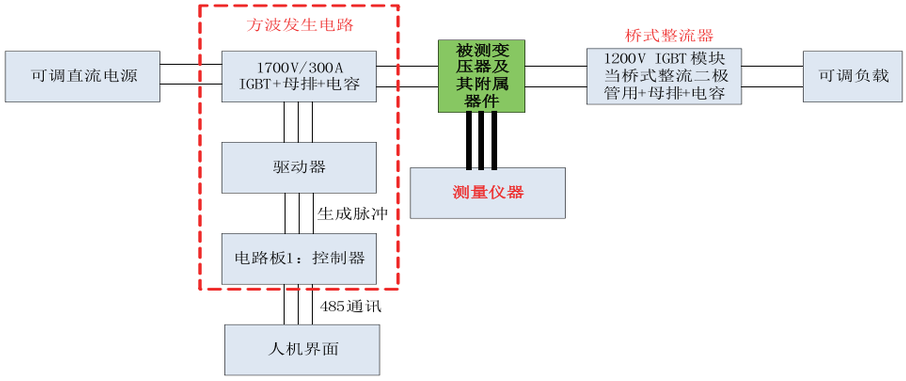
5　绝缘的考量

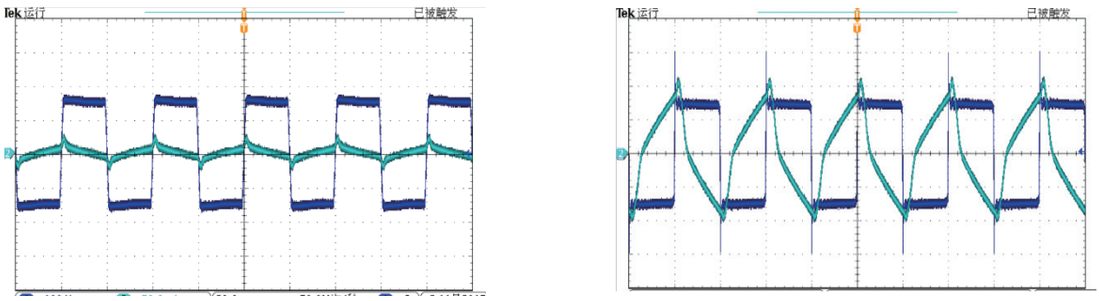
在正常标准中的绝缘考量是基于正弦波，峰值是有效值的 1.414 倍，但在开关电源中电压峰值可达到有效值的 4 倍及以上，所以在开关电源中应当以电压峰值来设计绝缘，另外由于部分设施需要经常启动，冲击电流（合闸电流）会达到额定电流的 6 倍及以上，绕组局部热量将远超额定负载时的热量，所以绝缘材料的耐热等级至少需要提高一个档次，同时绕组的关键部位（起头、结尾及端部需要加强绝缘）。



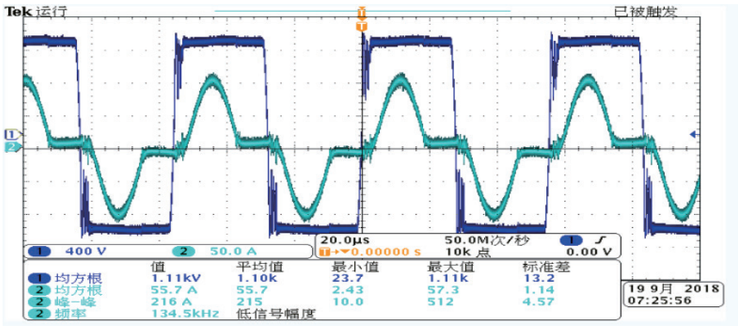




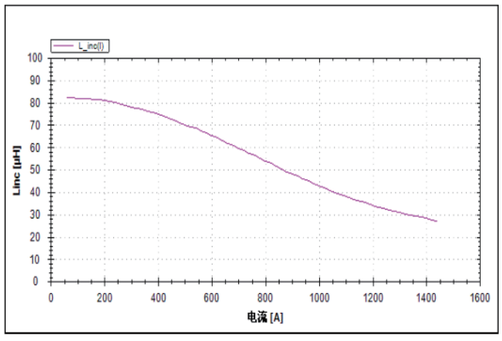




载（方波直接输出）负载（短路法，方波直接输出）



LLC 电路（加隔直电容）



LI 曲线测试

部分产品图片

6 低成本可靠性测试设备

行业内由于缺少性价比的设备，大功率高频变压器一般都只做静态试验，动态试验几乎就不做，动态试验如：空负载损耗、温升、感应耐压测试、饱和伏秒积测试、漏感 LI 曲线测试。参考普通工频变压器试验方法，我们可用高频高压 IGBT 搭一全桥电路，DC 输入，AC 输出（方波、频率及占空比可调），后端桥整模块。可测试变压器的空负载损耗（负载根据电流大小加中间隔离降压变压器）、温升、感应耐压测试、饱和伏秒积测试，功率分析仪检测 DC 端损耗。漏感 LI 曲线脉冲法测试（德国 EDK 设备）。

7 结论与展望

高频高压变压器作为电源里面的核心部件，质量的高低直接影响到系统的可靠性。本文从设计、工艺、测试三个方面分析了目前存在的问题，提出了解决方案：①根据性价比选择合适的铁芯及绕组材料；②根据峰值电压计算绝缘耐压；③根据合闸电流与开关时间计算耐热等级；④实施三明治并加屏蔽的绕线方法以降低漏感及分布电容；⑤搭建测试平台以做好可靠性测试。通过有效实施这几个方案，产品质量在实际中也得到了市场的认可，解决了客户对于可靠性的担忧。

随着电力电子的发展，未来系统的频率将达 200KHz 及以上，变压器的体积进一步缩小，但单位体积损耗将越来越大，散热方式将会有大改变，风冷、液冷、液氮（超导）等单一或组合冷却方式都有，由于分布参数的存在，体积将趋于朝扁平化以降低漏感。

参考文献

[1] W.G.Hurley/W.H.Wolfle, 应用于电力电子技术的变压器和电感－理论、设计与应用，机械工业出版社，2014.10
[2] 陈为，磁性元件设计对损耗和 EMI 的影响，201304
[3] 王全保，电子变压器手册，辽宁 辽宁科学技术出版社，1997.10
[4] 陈家新，高频变压器 6 集总电容等效电路模型转换，磁性材料及器件，2016.05
[5] 祝锦，平面变压器绕组高频损耗的研究，硕士学位论文，200801