

# 反激变压器绕组屏蔽共模干扰模型建立与分析

余根安

康舒电子有限公司，东莞 523710

**摘要：**建立绕组屏蔽的共模耦合模型；讨论了绕组屏蔽在 EMI 改善上的优势；反激电源变压器的寄生电容的计算以及仿真；提出有效的绕组屏蔽的设计来降低共模噪声；并进行实验性验证。

**关键词：**反激变压器，屏蔽绕组，分布电容，共模耦合

## Analysis and simulation the flyback transformer windings shield common-mode Interference

Yu Genan

Acbel Electronic Co. Ltd. , Dongguan 523710, China

**Abstract:** Windings shielding of common mode coupling model is established. Discusses the windings shield on EMI improvement. Calculation and simulation the parasitic capacity of flyback converter transformer; Propose a valid windings shield to decrease common mode noise; and carry out a valid experiment.

**Keywords:** flyback transformer, windings shield, distributed capacity, common-mode Interference

### 1 引言

随着技术的发展以及应用的多样化，促使电源提高功率密度减小体积，导致了电源工作频率的上升，半导体器件的开关速度提高。而根据傅立叶变化可以把这些功率半导体的开关信号分解成基波与高次的谐波，由于开关频率的提高使得处于高次谐波的能量的增加，这就加剧了共模耦合。为了满足国际上的 CISPR16 和国内的 GB3907-83 EMI<sup>[1]</sup> 标准，通常会在变压器的一二次侧间增加屏蔽来阻隔共模干扰的耦合路径<sup>[2]</sup>。

反激式的电源中，一次侧的 MOSFET 和二次侧的 DIODE 是主要的两个开关器件，在导通关断瞬间会生成较大  $dv/dt$  和  $di/dt$ ，这些能量的高次谐波会通过共模耦合与串扰的形式传播到电网中形成干扰。现有的文献主要是针对利用铜箔屏蔽的变压器耦合模型建立与分析，对于企业中大量应用的低成本低损耗的解决方案：绕组屏蔽法却相提甚少。

本文的主要研究对象是对反激电源中屏蔽绕组在共模干扰中模型的建立计算与验证，为反激电源变压器的绕组

屏蔽在设计上提供理论依据。

### 2 反激电源绕组屏蔽的共模耦合模型

图 1 是反激电源的电磁干扰(EMI) 中的共模干扰的耦合模型，为了便于研究，变压器采用普通绕法，具体结构如表 1 与图 1 所示。在图 1 中标明了一二次侧以及屏蔽绕组间的寄生电容： $C_{n1-n2}$  是一次侧对绕组屏蔽的耦合电容； $C_{n2-n3}$  是二次侧对屏蔽的耦合电容； $C_{n1-n3}$  是一次侧对二次侧的耦合电容； $C_{n3-n4}$  是二次侧与辅助绕组的耦合电容，从表 1 中可以看出二次侧与辅助绕组的相位相同，且匝数相差不大，所以在后续的分析中将忽略  $C_{n3-n4}$  对共模干扰的作用。

控制芯片输出的高频驱动信号在 Q1 的 G 与 S 间的寄生电容  $C_{GS}$  作用下，在开通与关断时会产生具有一定斜率  $dv/dt$ ，根据梯形波的频域分解，其中包含了较高频率的频谱<sup>[3]</sup>。且在变压器漏感的作用下，开关管的关断瞬间  $dv/dt$  在整个频谱下的幅值会增加，这时原本存在与变压器内部的比较小的耦合电容显得尤为重要。

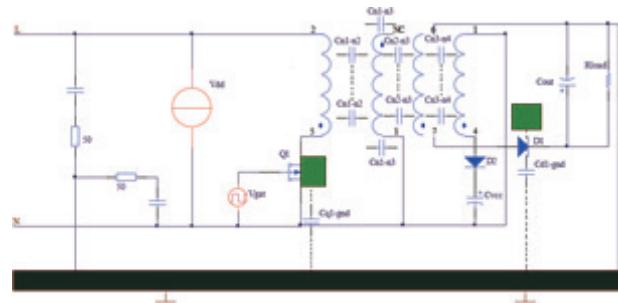


图 1 反激电源的共模耦合模型

表 1 变压器设计结构

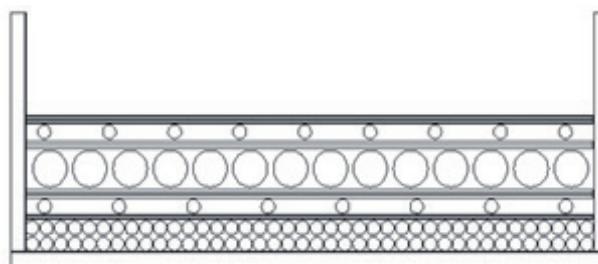
ORDER	S - F	WIRE SIZE	TURN	TA PE
#1	5 - 2	Φ0.26	80	1 层
#2	1 - NC	Φ0.26	7.5	2 层
#3	6 - 7	Φ0.5	14	2 层
#4	4 - 1	Φ0.26	9	2 层

这些高频分量也可以通过机体的与地的耦合电容形成共模干扰，为了尽量避免非研究变量的影响，采用了小型化的 Adopter，忽略对地的耦合，在测试的时候去除了输入输出的共模电感<sup>[4]</sup>，且把二次侧的低电位接地。这样可以在测试的时候比较完整的呈现屏蔽绕组在一二次侧的耦合对共模干扰的作用。

### 2.1 变压器的层间寄生电容的折算

在制作变压器过程中绕组间的结构形式不能完成相同，而要根据实际的情况精确的计算匝间电容，层间电容是非常困难的。由于同层相邻匝间的电位差是相等的，所以可以把层间的电位差折算成中点的电位差静态能量，通过能量法把所有的这些几何容折算成等值的分布电容<sup>[5]</sup>。而电容定义表示的是一种储存电荷的能力，具体形式为  $dQ/dV$ 。这样就可以根据式(1)通过相对面积距离以及介电常数来估计层间电容的大小。

$$C = \epsilon * \epsilon_0 * S/d \quad (1)$$



C<sub>n1-n2</sub> = 103PF, C<sub>n3-n2</sub> = 26PF, C<sub>n1-n3</sub> = 56PF.

图 2 变压器结构的图面

图 2 和表 1 表明了变压器的内部结构以及具体的参数，根据胶纸的 Datasheets 上说明，可以认为层间胶纸的厚度  $h=0.15mm$ ，相对介电常数  $\epsilon=3$ ，接触面积  $S=$  线的长度  $L$ \* 直径  $D$ ，但是由于一二次侧电场被中间的屏蔽绕组给切割了，于是在计算一二次侧的寄生电容时就必须去除由于屏蔽绕组接触的部分接触的部分。在实际的设计中，可以利用 PExprt 进行精确计算具体绕组结构的寄生电容。

### 2.2 变压器层间寄生电容两端的电压时域分析

当 Q1 关断瞬间，变压器的主电感为了维持磁通量的惯性以及场的传播，电压源 Vdd 会带动主绕组的 5 脚的电压的升高同时对 Q1 的寄生电容  $C_{DS}$  充电，直到电压升到二次侧完全导通，这时的 5 脚对地的电压为  $V_{out}*80/14+V_{dd}$ 。且由于漏感储存的能量无处释放，继续推动 5 脚的电压升高，按实验单体的实际情况，这里  $V_{LK}$  取 90V， $V_{out}$  为 12V， $V_{dd}$  为 320V。经过实际计算可得  $V_{ds}$  为 479V，也就是说，变压器 5 脚的电压从 0V 变化到了 479V，根据表 1 所示变压器的主绕组为 80 圈，在实际的绕制过程中将根据 Bobbin 的幅宽分为两层绕各 40 圈。而辅助绕组的圈数为 7.5，那么相对应的 NC 处的电压变化从 30V 到 -3V，此时二次侧导通，其中变压器 7 脚的电压为输出电压 12V。在这里我们认为电场在线圈内是均匀传递的<sup>[6]</sup>，所以根据以上的分析，我们可以推导出在一二次侧以及辅助绕组中任意一匝线圈的电压的变化。同理，我们可以分析出在 Q1 导通的时候的各个线圈的电压变化情况。

我们对一二次侧以及屏蔽绕组的电压耦合模型的进一步分析，如图 1 中可知变压器的具体的结构以及耦合电容的关系，其中把变压器内部的耦合电容分成三个部分，一

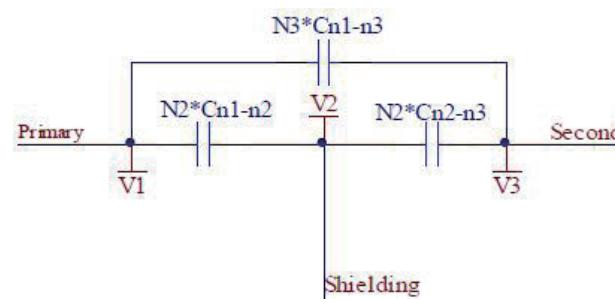


图 3 变压器共模耦合模型

次侧对辅助绕组 C<sub>n1-n2</sub>, 二次侧对辅助绕组 C<sub>n3-n2</sub> 以及一次侧对二次侧 C<sub>n1-n3</sub>。为了简便模型的计算过程, 我们假设其中的一个绕组对于另一个绕组每匝所产生的电容的容值是一样的。这样就可以利用绕组的中点的电位变化来表示整个绕组在寄生电容中的电位的变化的平均值。

综上所述, 可以将如图 2 的变压器的各个共模耦合电容以及变压器各个绕组中的各个时期的绕组中点的电压差的关系简化为图 3 和表 2。在表 2 中可以得到 V<sub>1-V2</sub> 与 V<sub>3-V2</sub>, V<sub>1-V3</sub> 的电压变化方向是相同的, 那么就可以理解他们的能量的传递方向是一样的。所以在 Q1 关断的瞬间能量传递方向是从 V<sub>1</sub> 到 V<sub>2</sub>, V<sub>3</sub> 到 V<sub>2</sub>, V<sub>1</sub> 到 V<sub>3</sub>, 在 ON 的时则相反。

表 2 寄生电容电压变化

	V1	V2	V3	V1-V2	V3-V2	V1-V3
ON	240v	15v	-28v	225v	-43	268
OFF-Time	360v	-15v	7v	375	23	353
OFF	340v	-3v	7v	343	10	333

这里还有一条能量的传递的路径往往为人们所忽略, 也就是变压器一次侧的干扰也会经过人工电源网络到地, 然后到达二次侧, 通过二次侧与屏蔽层的耦合电容现成通路。可以理解为寄生电容的两端电压变化导致了能量的传递。

### 2.3 变压器屏蔽绕组与共模干扰的关系

根据 2.2 的分析, 大体了解到当单体的 Q1 与 D1 开通瞬间, 关断瞬间变压器一二次侧绕组与屏蔽绕组间产生的能量的传递路径, 也就是干扰的传播路径。由于 V<sub>1-V2</sub>, V<sub>3-V2</sub>, V<sub>1-V3</sub> 的变化是同向的, 可以得出在关断瞬间, 变压器的一次侧产生的共模耦合干扰一部分传递到二次侧然后到地通过人工电源网络回到变压器的一次侧; 一部分传递到屏蔽绕组通过屏蔽绕组的静态点回到一次侧的; 一部分通过大地以及二次侧与屏蔽层的耦合电容现成耦合回路。变压器的二次侧 D1 的干扰也会从二次侧的绕组通过屏蔽绕组的静态点传递到一次侧然后通过 LN 线经过人工电源网络和大地回到变压器二次侧的绕组。同理也可以得出机体在其他状态的共模干扰的传递路径。

从以上的分析中我们可以得出重要的结论: 一次侧耦合到二次侧的干扰与一次侧经过地到二次侧和二次侧对辅助绕组所产生的干扰是相反的, 也就他们各自的耦合电流在干扰检测器的匹配电阻上产生的电压是相反的。那

么在理论上可以调节屏蔽绕组的圈数来调节 C<sub>n1-n3</sub> 与 C<sub>n3-n2</sub>, 使得一二次侧的共模干扰相抵消而得到平衡。

$$C_{n1-n3} \times \nabla(V1 - V3) = C_{n3-n2} \times (\nabla(V3 - V2) + \nabla(V1 - V2)) \quad (2)$$

而在实际情况上这是难以实现的, 由于 Q1 与 D1 的电压上升的斜率及幅值的并不相同, 如果把他们各自的波形进行频谱分析的话, 会得到到他们各自的谐波频率以及幅值都不尽相同。这就难以使在测试的 150KHZ 到 30MHZ 之间的每个频段都可以得到平衡。那么在进行 EMI 调试的时候, 就要从中选择所需要抵消的频段而调节屏蔽绕组的圈数而使得 EMI 测试符合标准。

### 2.4 变压器层间寄生电容两端电压的频域分析

在频域分析中的信号源为一次侧的 MOSFET 以及二次侧的 Diode。MOSFET 与 Diode 的 ON/OFF, 以及在 MOSFET 的 D 端以及在 Diode 的 N 端形成的高频震荡, 这个震荡在频域上有形成了各个频率的分量。我们可以 F<sub>n</sub> 来表示各个频率段, 可以同样的利用能量的平衡来优化令人困扰的频率段。

$$A1/S * C_{n1-n3} = A2/S * C_{n3-n2} \quad (3)$$

其中 A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> 分别表示一二次侧的干扰源的在 F<sub>n</sub> 频率段的幅度。这样可以精确的分析与优化, 在这里的高频信号的谐波的振幅比较复杂, 可以利用 Simplorer 导入实际的 MOSFET 与 Diode 的波形来进行仿真分析。

## 3 绕组屏蔽的设计优化与验证

在实际开发过程中, 大多数的工程师往往忽略了在变压器屏蔽中的电场平衡的作用, 使得在实际的调试过程中依靠大量的试验, 这样即浪费了大量的人力物力, 也延长了开发的周期。如图 4, 其中的 #2 屏蔽采用了传统的满一层的铜箔屏蔽, 而图 5 采用了满半层的铜箔屏蔽。其中测试波形分别为 PK 与 AC 线, 通常让人难以理解的是在小于 4Mhz 的时候, 明显好过满一层的铜箔屏蔽。

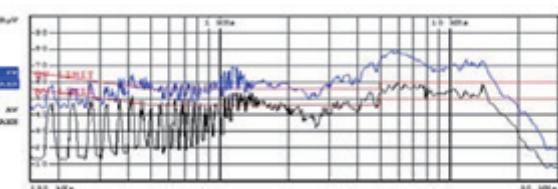


图 4 满一层的铜箔屏蔽 EMI 波形

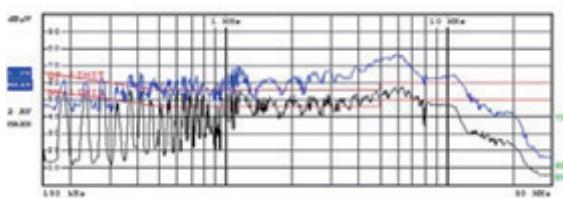


图 5 半层的铜箔屏蔽 EMI 波形

但是如果从电场平衡的角度上分析，可以得到较好的解释，在频率比较低的时候用满一层的铜箔屏蔽，那么一次侧耦合到二次侧的能量几乎可以忽略，二次侧通过通过铜箔屏蔽耦合到一次侧的能量与一次侧的能量相叠加通过检测网络到地回到一二次侧。而采用了满半层的铜箔屏蔽可以使一次侧耦合到二次侧的能量与二次侧通过铜箔屏蔽耦合到一次侧的能量加上一次侧经过地到二次侧再耦合到屏蔽的能量相抵，而使得总体体现出来的能量比较小。当屏蔽层的面积相对于变压器的幅宽所占的比例比较大时，在低频处干扰的主要是一次侧的能量经过地到达二次侧的绕组加上二次侧的能量通过与铜箔屏蔽耦合到一次侧。而在高频的时候则相反。

根据以上的分析，利用线修顶来代替铜箔修顶，在原本的设计中 #2 为 7.5T，我们可以得到如图 6 的结果。可以看到在频率比较低的时候相对于铜箔修顶有一定的改善，可是在频率比较高的时候相对于铜箔修顶得到更差的结果。这是因为在线修顶的时候在一定程度上削弱了一次侧干扰经过地到二次侧和二次侧干扰通过线修顶耦合到一次侧的能量，增加了一次侧干扰直接耦合到二次侧的量，所以在高频的时候会比较差。在这里我们可以根据式(1)和式(2)来计算最佳的圈数使得整体达到平衡状态，计算得出的是在圈数在 10.5T 的时候效果最好。

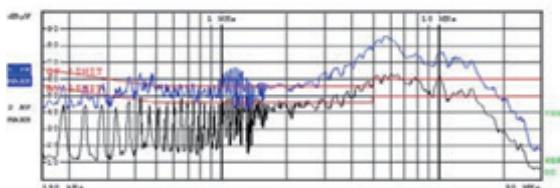


图 6 7.5 圈绕组屏蔽 EMI 波形

经过测试我们可以得到如图 7，其中的线修顶 #2 为 10.5T。从整个频率段上看都会比 7.5T 有所改善。在高频上对比图 4 的全层铜箔修顶有所不足，这时由于高频的共模干扰是从一次侧的 MOS 上的高压震荡直接耦合到二次

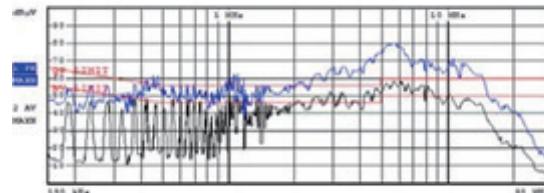


图 7 10.5 圈绕组屏蔽 EMI 波形

侧，通过地形成回路，而线修订对这种干扰无法达到令人满意的退耦作用。但在低频上的改善是比较显著的，所以可以大量的使用在低功率场合。

#### 4 总结

通过以上的论述以及实验以下结论：

- (1) 反激电源中，变压器的铜箔屏蔽不一定好过线修顶屏蔽。
- (2) 反激电源中，变压器的屏蔽层相对于一二次侧的面积有着至关重要的作用，我们可以通过定量的计算得到。
- (3) 粗略估算的层间电容的值，以此为根据通过调整线修顶的圈数而得到较好的屏蔽效果，从而有效的减小EMI。
- (4) 本文通过实验分析，给线绕组屏蔽的设计与实践提供的理论根据。使得在 EMI 调试过程中可以更有快的提出有效的解决方案，从而减少开发过程中的人力物力。由于圈数比较少的线修顶在制程方面比铜箔修顶来的简单，且用料上也比较少，这就减少了变压器的制造成本。

#### 参考文献

- [1] 电磁兼容国家标准汇编. 中国标准出版社, 1998
- [2] 何宏, 魏克新. 开关电源电磁兼容性 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [3] 冯江涛, 杨志辉, 管峻峰, 陈为. 变压器屏蔽对开关电源电磁干扰 (EMI) 影响的分析 [J]. 电源技术学报, 2002 年 02 期
- [4] 何宏, 魏克新. 开关电源电磁兼容性 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [5] 周承鸣, 李建明. 双绕组变压器电容参数的研究及仿真计算 [J]. 高压电器, 2010 年 03 期.
- [6] 万凯, 刘会金, 陈允平. 考虑铁磁特性的有载调压变压器无暂态切换过程的理论研究 [J]. 中国电机工程学报, 2003 年 06 期