

摘要：分析了反激式变换器的噪声模型，根据原、副边的噪声回路特点，提出利用反激式变换器的辅助绕组改变变压器内的电位分布以调整其内部分布电容，从改变噪声通路阻抗的角度调整原、副边噪声平衡，实现共模噪声抑制。以一台 50W 反激式变换器为平台对分析结果进行了实验，实验结果验证了分析的正确性。

关键词：反激式变换器；分布电容；辅助绕组；共模 EMI 抑制

## 1 引言

反激式变换器所用的元器件少、成本低，是一种性价比很高的电路拓扑，广泛用于充电器、适配器、各类电器及仪表中的直流电源等功率等级较小的场。目前已有大量的文献集中于其电路原理、应用设计等方面。近年来，随着对电磁干扰要求的日益严格，对反激式开关电源的电磁干扰问题的研究也逐渐得到重视[1]，文献[1]和[2]分析了反激式开关电源的电磁干扰模型，采用优化变压器内部结构、外加补偿绕组等手段实现了反激式开关电源电磁干扰的抑制；文献[3]详细分析了反激式开关电源高频变压器内分布电容在高频关、断过程中对电磁干扰的影响机理，利用斜坡补偿原理改善了电磁干扰现象。但由于电磁干扰形成和传播的复杂性，对其形成机理和干扰抑制的研究仍在不断的深入探索中。

本文首先分析了反激式开关电源共模电磁噪声的传播机理，详细分析了原边噪声通路和副边噪声通路的特点及影响因素；针对共模噪声特点提出了利用补偿电容和变压器内部辅助绕组的两种改善共模噪声的方案，并以一台 50W 反激式开关电源作为实验平台进行了验证。

本文首先分析了反激式开关电源共模电磁噪声的传播机理，详细分析了原边噪声通路和副边噪声通路的特点及影响因素；针对共模噪声特点提出了利用补偿电容和变压器内部辅助绕组的两种改善共模噪声的方案，并以一台 50W 反激式开关电源作为实验平台进行了验证。

## 2 共模传导噪声耦合通道模型分析

图 1 是 Flyback 变换器的共模噪声传输通道的原理图，LISN 模块是用来测量传导发射的标准电路。电容  $c_1$ 、 $c_2$  和  $c_3$  用细点线表示分布电容，其中  $c_1$  表示变压器原边、功率开关管和散热片的对地分布电容， $c_2$  表示负载端对地分布电容， $c_3$  表示原边“热点”（电位跳变点）到副边“静点”（电位稳定点）的耦合电容。开关管 M1 漏极电位在开通、关断时产生电位跳变，变化的电位经对地耦合电容形成共模噪声电流，用  $V_m$  表示原边噪声源，图中用黑体点线表示共模噪声的传播路径，共模电流分两路流向大地，一路经散热片和开关管的对地电容，另一路流经副边对地电容。

图 2 是原边共模噪声的简化电路，50 $\Omega$  电阻是 LISN 的标准阻抗。由于开关管与散热片接触面积很大而间距很小，两者间的分布电容高达数十 nF。如果散热片直接接地，共模噪音将会沿此分布电容与 LISN 阻抗构成回路，造成严重的共模噪声，一般情况

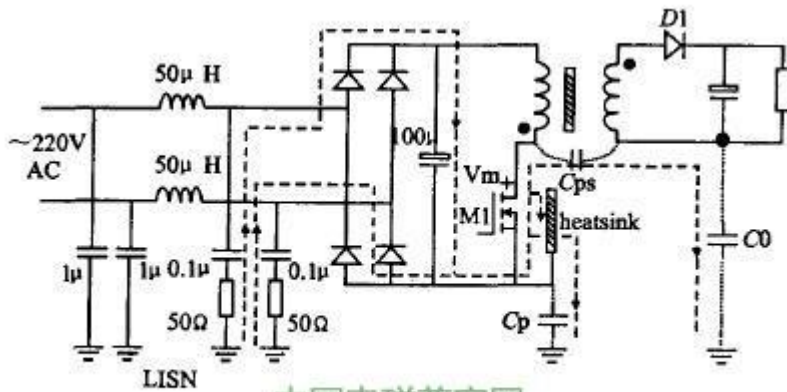


图 1 原边共模噪声传输通道

下将散热片直接接原边地线，对共模噪音起到旁路屏蔽作用。这种情况下共模噪音主要经变压器的原、副边电容由副边对地电容返回 LISN 阻抗构成回路，副边对地分布电容受电源使用环境的限制无法控制，因此变压器的原、副边电容  $c$  是噪音通路中的主要可控参数。

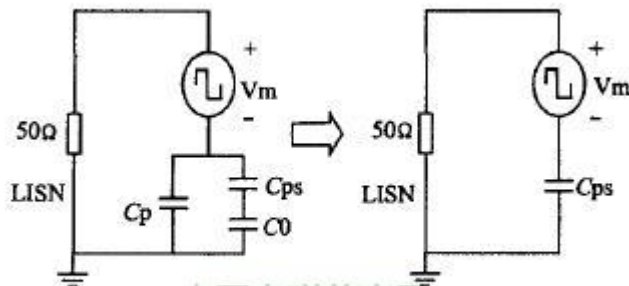


图 2 原边共模干扰通路简化电路

除原边共模噪声外，变压器副边电位跳变也会形成共模噪音。一般情况下由于副边输出电压较低，其产生的共模噪音经常被忽略，但这种简化分析可能存在严重的偏差。原因是较低的副边输出电压虽然意味着电位跳变产生的噪声源较低，但副边噪声通路阻抗却有可能比原边噪声阻抗低的多。在这种情况下副边噪声电流  $c_M - (c_o + C_h) \cdot dV/dt$  可能大于原边噪声电流，在实际应用中这种现象并不少见。

图 3 是副边共模噪声传输通道，电压跳变 形成噪声电流，经变压器的副、原边间的分布电容  $C$ 。（副边电位跳变点“热点”到原边电位稳定点“静点”）到 LISN 阻抗构成回路；为改善 EMI 特性，变压器原、副边间经常使用屏蔽层，连接在母线的地线端，副边共模噪声通过副边到屏蔽层间的分布电容  $C_h$  流回 LISN 阻抗构成回路。

图 4 是副边共模噪声通路的简化电路，使用屏蔽层的变压器由于屏蔽层与副边绕组较大的接触面积，其分布电容  $c$  较原、副边间电容  $c$  印大，电容  $C_h$  成为影响电磁干扰效果的主要参数

图 5 是反激式变换器总的噪声简化回路,噪声通路显示:原边噪声电流大小  $i_{CMp} = C_{ps} * dV_m/dt$ ,副边共模噪声大小为  $i_{CMs} = (C_{sp} + C_{ssh}) * dV_d/dt$ ,在噪声源

$V_m$ 、 $V_d$  作用下,电容  $C_{ps}$ 、电容  $C_{sp}$  和  $C_{ssh}$  的数值将影响噪声的大小,调整三个电容参数即可实现共模噪声调整  $i_{CM} = i_{CMp} - i_{CMs}$ ,当原、副边的噪声大致相等时,共模噪声可以在变换器内相互抵消而改善电磁干扰现象。

变压器结构的变化影响三个分布电容参数,因此改变变压器的结构和连接方式可以实现 EMI 特性的调整和抑制。

### 3 外加电容调整噪声通路阻抗改善共模噪声

通过调整外加电容可以控制共模噪声通路阻抗,实现传导共模噪声抑制。外加补充电容的位置取决于原边、副边共模噪声的大小。如图 6 所示,原边噪声  $i_{CMr}$  大时,外加电容位置如 C dd 所示,通过 c dd1 降低副边噪声通路阻抗使副边噪声增大  $i_{CMs} = (C_{sp} + C_{ssh}) * dV_d / dt$ ,当副边噪声增大至与原边噪声大小相当时,共模噪声在变换器内部相互抵消,流经 LISN 阻抗的共模电流显著降低。

同理,当副边噪声较大时,补偿电容的位置如图 6 中的 C. dd. ,使原边阻抗降低而噪声  $i_{CMp}$  增大,原、副边噪声达到平衡实现共模抑制。图 6(b)给出了补偿电容的简化电路原理图。

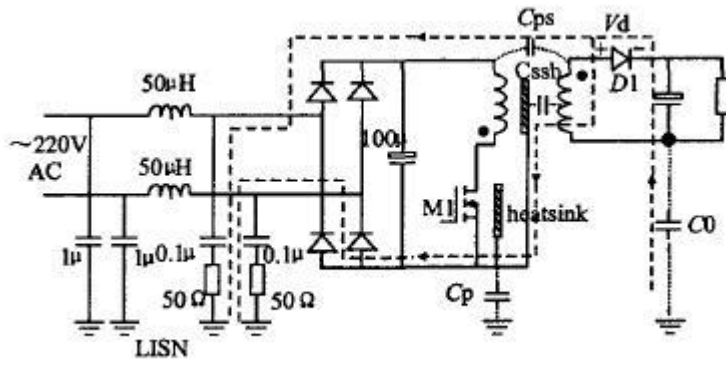


图3 副边干扰源的共模噪声传输通道

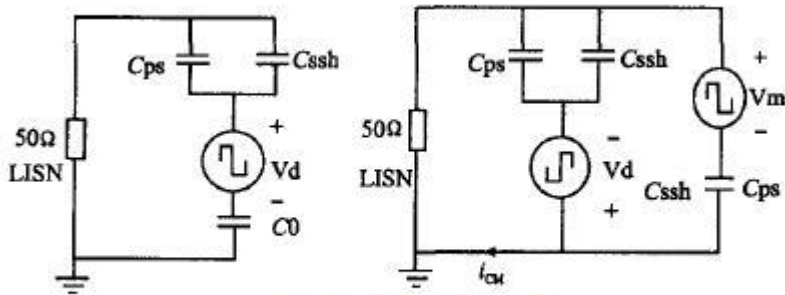


图4 副边共模干扰通路简化电路 图5 反激式变换器共模噪声回路模型

本文以一台 50w 反激式开关电源作为实验平台，详细的高频变压器设计参数为

原副边匝比： $N_p:N_s=46T:15T$

原边绕组：单根  $\varphi 0.36\text{mm} \times 2$

副边绕组：5 根  $\varphi 0.45\text{mm} \times 2$

屏蔽铜箔厚度： $0.025\text{mm}$

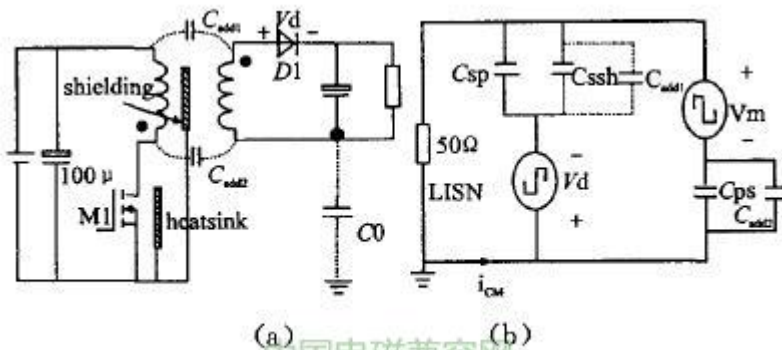


图6 外加补偿电容抑制原理

采用原边、副边、原边的三明治绕制方式，原、副边间用铜箔屏蔽，屏蔽层接原边母线。三明治绕法中原、副边的两层相邻处均采用了屏蔽层屏蔽，副边到屏蔽

层较大的接触面积造成分布电容  $C_{dh}$  较大，因此本实验中补偿电容的位置如图 6 的 甜 所示。

图 7 是该电源的共模传导噪声频谱图，当补偿电容  $C_{dd2}$  分别取 5pF、10pF、15pF、20pF 时，其补偿效果如图中的不同包络线所示。补偿电容使共模噪声水平明显降低，当补偿电容由 5pF 增加至 10pF 时取得最好的补偿效果；但是随着补偿电容继续增大，原边噪声逐渐补偿过度，补偿效果开始恶化且噪声整体表现为原边噪声。

由噪声频谱图可以发现，补偿电容对低、中频段效果比较明显，在高频段补偿的效果不太明显。这是因为补偿电容使变压器内的电容增大，高频下噪声的相位关系比较复杂，导致补偿电容失去噪声调整效果。

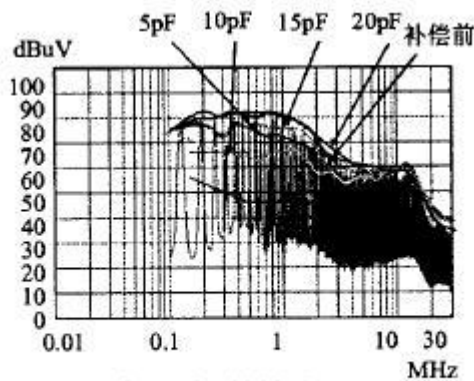


图 7 外加补偿电容后的共模噪声频谱图

#### 4 利用辅助绕组改善共模噪声

文献[4]中提出了增加辅助反相绕组并串联补偿电容的共模 EMI 抑制技术，辅助绕组和补偿电容构成补偿网络，人为构造与原边噪声方向相同的噪声源来抵消副边噪声。

反激式变换器的变压器除了原边和副边外，一般有一个辅助绕组为控制芯片提供驱动电源，本文提出的新方案将屏蔽层由常见的接入原边母线改为与辅助绕组相连，具体接线与简化电路图见图 8。新方案通过接辅助绕组抬高了屏蔽层电位，从而调节屏蔽层与副边的分布电容，另一方面辅助线圈串联在副边回路中在高频下增加了副边的噪声回路阻抗，降低了传导发射。

图 9 给出了样机在新方案下的频谱分析图，实验结果显示新方案在中、低频率段取得明显改善，但在高

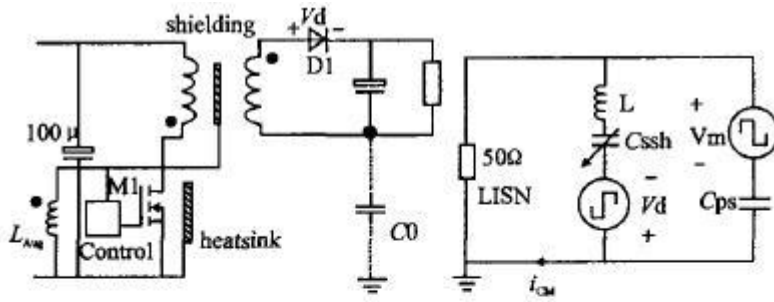


图 8 利用电源辅助绕组补偿示意图

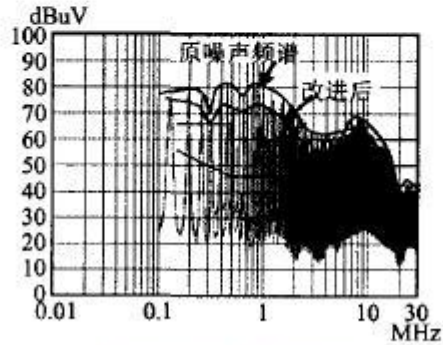


图 9 利用辅助绕组抑制的共模噪声频谱图

频段由于相位的复杂性，其噪声改善并不明显。

## 5 结论

本文详细分析了反激式变换器的原、副噪声特点，针对原边、副边噪声可以相互抵消的相位关系，指出合理的利用外加补充电容可以改善共模干扰；新方案将屏蔽层与辅助绕组相连调整变压器内的电位分布，改变分布电容实现噪声回路阻抗调整，改善共模干扰。

[上一篇]开关电源传导干扰信号的短时分形..