

# EMI 滤波器的近场耦合特性分析与应用

## The Analysis and Application of the Near-field Characteristics in the EMI Filter

陈庆彬, 陈为

福州大学电气工程与自动化学院 福建省 福州市 350108

**摘要** : EMI 滤波器是目前 EMI 抑制的重要手段, 随着功率密度的逐步提高, 器件间的距离越来越小。EMI 滤波器的近场耦合严重, 目前研究较少且尚无利用 EMI 滤波器的近场耦合来提高 EMI 滤波器低频段差模滤波性能的方法。本文提出了一种利用电容与电感发生串联谐振来提高 EMI 滤波器在谐振点附近的滤波性能的新方法。同时提出利用 EMI 滤波器的近场耦合效应实现 X 电容串联谐振电感的集成。该方法可通过利用 EMI 滤波器的近场耦合参数的控制实现 X 电容串联谐振频率点控制。理论仿真结果与实验结果的一致性验证了所提出的控制方法的正确性和可行性。

**关键词** : EMI 滤波器, 近场耦合, 串联谐振, 电感集成

中图分类号: TM7 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2015)06-6-109

## 1 引言

EMI 滤波器是目前传导电磁干扰抑制的最后屏障, 绝大部分的开关功率变换器要通过电磁干扰的标准均需借助于 EMI 滤波器的滤波功能, 尤其在产品设计之初未进行 EMI 设计时, EMI 滤波器是一种重要的补救措施。鉴于 EMI 滤波器的重要性, 许多专家和学者都对 EMI 滤波器的分布参数及各元件间的耦合关系和相互影响进行了研究<sup>[1-6]</sup>。

在开关电源中, EMI 滤波器由于器件放置紧凑, 如图 1 为 EMI 滤波器的一般结构, 器件之间的相对较大存在着近场耦合效应的作用<sup>[7]</sup>。



图 1 EMI 滤波器的一般结构

目前业界主要把焦点集中在 EMI 滤波器元件分布参数的抵消提高 EMI 滤波器的高频性能上<sup>[1-6]</sup>, 而对 EMI 滤波器元件间的近场耦合研究较少, 且尚无考虑利用 EMI 滤波器的分布参数来提高 EMI 滤波器的低频性能的方法和手段。由于 EMI 滤波器的低频性能直接决定了 EMI 滤波器

的体积, 提高 EMI 滤波器低频性能是解决 EMI 滤波器小型化的一种有效的手段。因此, 开关电源中磁元件 EMI 特性及滤波器的近场耦合特性是 EMI 滤波器小型化的研究热点和有效的技术手段之一。

近场耦合包括: 磁场耦合和电场耦合。在 EMI 滤波器中主要一般以磁场耦合为主<sup>[7-8]</sup>。磁场耦合是指: 产生磁场的一方通过磁场将信号耦合到其它器件的过程。产生干扰磁场的器件为干扰体, 而能被干扰磁场所耦合到的器件为被干扰体。在 EMI 滤波器中磁件和电容为主要的干扰体和被干扰体。磁场耦合主要发生在磁件之间、磁件与电容之间。

本文详细分析了 EMI 滤波器中的近场耦合效应和解耦方法, 提出了一种提高 EMI 滤波器低频段差模滤波性能的新方法。并结合 EMI 滤波器的解耦等效电路提出了一种利用 EMI 滤波器的近场耦合特性来达到提高 EMI 滤波器在低频段差模滤波性能的方法。实验结果验证了理论分析的正确性和可行性。

## 2 解耦的基本原理及 EMI 滤波器的解耦

### 2.1 有公共支路的解耦方法

由于多个器件在磁场中相互耦合, 在电路中体现了多个受控源的相互影响, 因而不便于进行直观的分析理解。

所以将耦合电路进行解耦对于分析和理解耦合电路具有重要作用。在分析近场磁场耦合之前，根据电路理论，可对有公共支路的磁场耦合的解耦方法<sup>[6]</sup>。

如图 2(a) 所示，两电感  $L_1$  和  $L_2$  在空间中存在耦合  $M$ 。设  $L_1$  和  $L_2$  为正耦合，则：

$$u_{AB} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

$$u_{AC} = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (2)$$

式 (1)、式 (2) 可变形为式 (3)、式 (4)：

$$u_{AB} = (L_1 - M) \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \quad (3)$$

$$u_{AC} = (L_2 - M) \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \quad (4)$$

由式 (3)、式 (4) 可得到图 2(b) 的等效电路图，则  $L_1$  与  $L_2$  实现解耦。

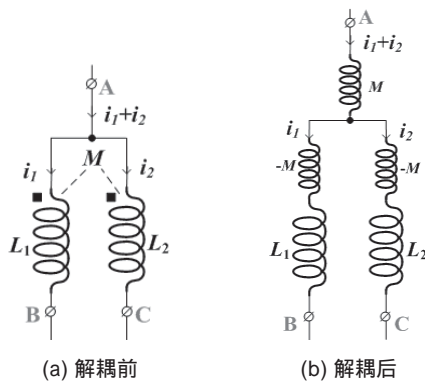


图 2 磁耦合解耦方法

## 2.2 无公共节点的近场耦合解耦问题

图 3 中存在无公共节点的磁场耦合，图中  $M_1$  为  $L_2$  和  $L_3$  的互感， $M_2$  为  $L_1$  和  $L_4$  的互感。虚线的端部对应两个耦合电感的同名端。 $i_1, i_2, i_3, i_4$  分别为  $L_1, L_2, L_3, L_4$  电感支路的电流，且参考方向如图 3 所示。

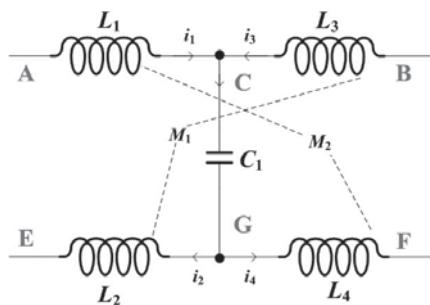


图 3 无公共交点的近场耦合示意图

则：

$$\begin{cases} u_{AC} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M_2 \cdot \frac{di_4}{dt} \\ u_{BC} = L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_2}{dt} \\ u_{EG} = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_3}{dt} \\ u_{FG} = L_4 \cdot \frac{di_4}{dt} + M_2 \cdot \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

设：

$$\begin{cases} u_1 = M_2 \cdot \frac{di_4}{dt} \\ u_2 = M_1 \cdot \frac{di_3}{dt} \\ u_3 = M_1 \cdot \frac{di_2}{dt} \\ u_4 = M_2 \cdot \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

则图 3 可变换为图 4 所示用受控源表示的示意图。

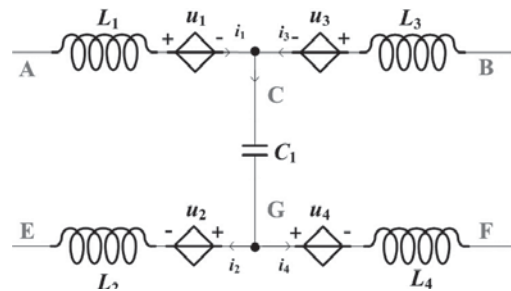


图 4 无公共交点的近场耦合简化简图

若  $i_1=i_2, i_3=i_4, M_1=M_2$ ，则式 5 可简化为：

$$\begin{cases} u_{AC} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M_2 \cdot \frac{di_4}{dt} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_3}{dt} = (L_1 - M_1) \cdot \frac{di_1}{dt} + M_1 \cdot \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \\ u_{BC} = L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_2}{dt} = L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_1}{dt} = (L_3 - M_1) \cdot \frac{di_3}{dt} + M_1 \cdot \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \\ u_{EG} = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_3}{dt} = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_3}{dt} = (L_2 - M_1) \cdot \frac{di_2}{dt} + M_1 \cdot \frac{d(i_2 + i_4)}{dt} \\ u_{FG} = L_4 \cdot \frac{di_4}{dt} + M_2 \cdot \frac{di_1}{dt} = L_4 \cdot \frac{di_4}{dt} + M_1 \cdot \frac{di_2}{dt} = (L_4 - M_1) \cdot \frac{di_4}{dt} + M_1 \cdot \frac{d(i_2 + i_4)}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

由式 6 可得到图 4 变换为图 5，从而实现解耦。

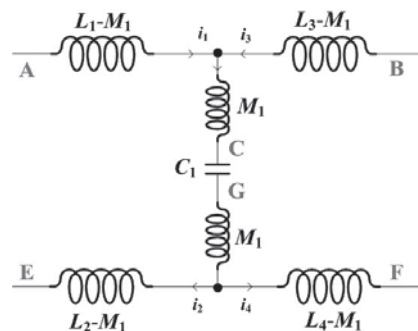


图 5 无公共交点的近场耦合解耦图

### 2.3 二阶 EMI 滤波器的近场耦合解耦

在二阶 EMI 滤波器中，常用的共模电感为差共模集成电感，利用共模电感的差模分量作为 EMI 滤波器的差模电感。由于共模电感的共模分量的磁通在磁芯中形成回路且共模电感感值较大、Y 电容容值量级较小，因而近场耦合对共模电感和 Y 电容低频段的性能影响较小，一般可以忽略；而共模电感所集成的差模分量的磁通是由空气形成回路，其量级较小且 X 电容的容值较大，因而近场耦合对差模电感和 X 电容的低频段性能影响较大。下面对二阶 EMI 滤波器中的差模滤波器部分的近场耦合进行分析。常用二阶差模 EMI 滤波器的结构如图 6 所示。其近场耦合如图 7 所示。

其中： $M_1$ ： $L_1$  与  $L_3$  间的互感； $M_2$ ： $L_1$  与  $L_4$  间的互感； $M_3$ ： $L_2$  与  $L_3$  间的互感； $M_4$ ： $L_2$  与  $L_4$  间的互感； $M_5$ ： $L_1$  与  $C_{x2}$  电容 ESL 间的互感； $M_6$ ： $L_3$  与  $C_{x2}$  电容 ESL 间的互感； $M_7$ ： $L_4$  与  $C_{x2}$  电容 ESL 间的互感； $M_8$ ： $L_2$  与  $C_{x2}$  电容 ESL 间的互感； $M_9$ ： $L_2$  与  $C_{x1}$  电容 ESL 间的互感； $M_{10}$ ： $L_2$  与  $C_{x1}$  电容 ESL 间的互感； $M_{11}$ ： $L_2$  与  $C_{x3}$  电容 ESL 间的互感； $M_{12}$ ： $L_2$  与  $C_{x3}$  电容 ESL 间的互感。虚线的端部对应两耦合电感的同名端。另外：两相邻 X 电容由于中间有一共模电感隔开，距离相距较远，其近场耦合较小，可忽略；X 电容

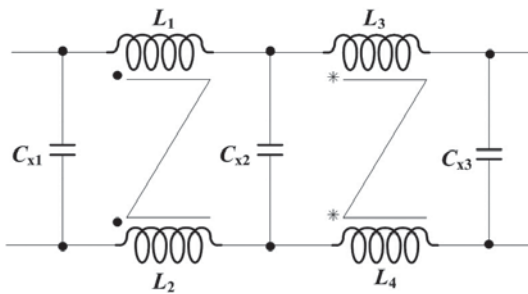


图 6 二阶差模滤波器结构

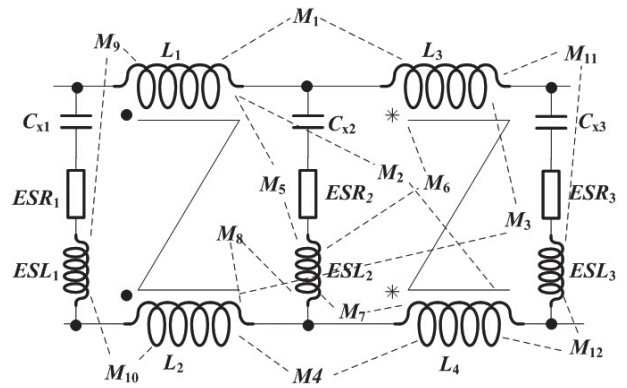


图 7 二阶差模滤波器近场耦合示意图

与不相邻的共模电感也因距离较远近场耦合小，也可忽略。

应用第 2 节的解耦方法，可得到其解耦电路为图 8，实现了完全解耦。

### 3 提高 EMI 滤波器滤波性能的新方法

如图 9 所示为一次电源模块的差、共模分离后的原始差模噪声图，从图中可以看出在 150kHz 处所需的插入损耗最大，为 117dB，其余频率点所需的差模插入损耗均远远小于 150kHz。对于这样的原始噪声下的 EMI 滤波器设计可针对噪声的特点进行设计，增大原始差模噪声最大点处的滤波性能。

下面通过一个仿真来说明电容串联电感的影响。在图 10(a) 的仿真电路中， $L$  为与电容  $C$  串联的电感，变化  $L$  的取值，分别取  $L=0.01 \mu\text{H}$ ， $L=0.1 \mu\text{H}$ ， $L=0.5 \mu\text{H}$ ， $L=1 \mu\text{H}$  仿真其插入损耗。

图 10(a) 的插入损耗为：

$$IL = 20 \log \left( \frac{V_{o2}}{V_{o1}} \right) \quad (8)$$

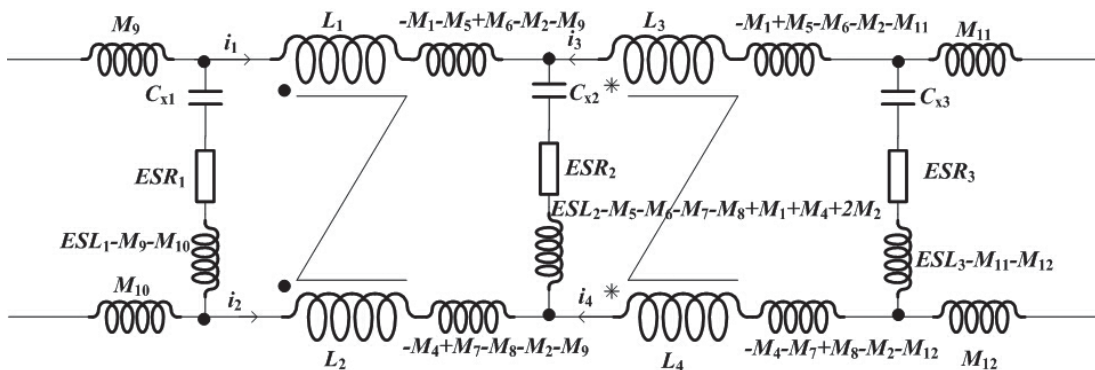


图 8 二阶差模滤波器解耦示意图

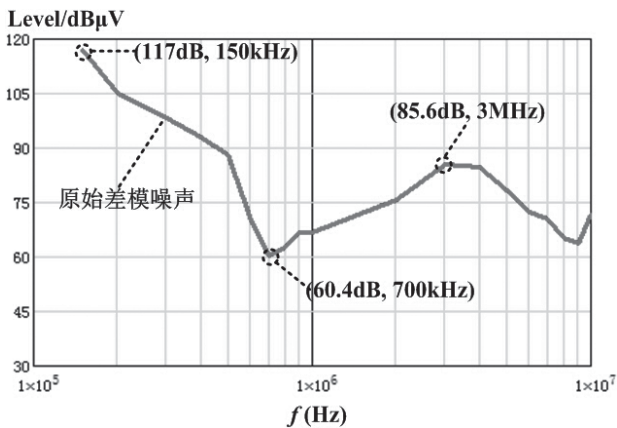
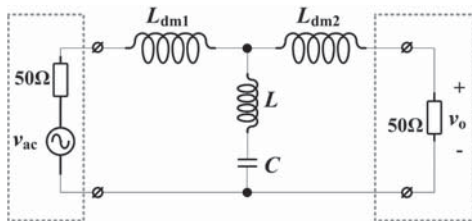
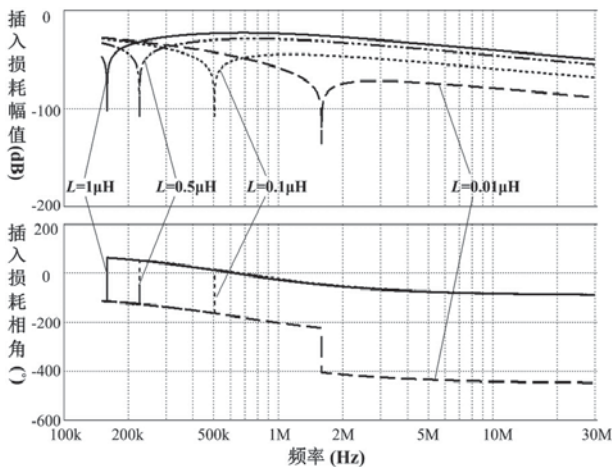


图9 一次电源模块原始差模噪声示意图



(a) 仿真电路图



(b) 仿真结果

图10 仿真电路图及仿真结果比较

式中： $IL$ ：插入损耗；

$v_{o1}$ ：加入滤波器前的输出电压；

$v_{o2}$ ：加入滤波器后的输出电压；

插入损耗仿真结果如图10(b)所示。从图10(b)中可以看出以下结论：

1) 当电容上串联电感时，EMI滤波器的差模插入损耗发生谐振，谐振点频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C \cdot L}} \quad (9)$$

2) 当电容上串联电感越大时，EMI滤波器的插入损耗的谐振点越低；相应EMI滤波器的谐振点以下的差模插入损耗越高；

3) 可以通过调节电容上串联电感的大小，使EMI滤波器的差模插入损耗的谐振点发生在开关电源的所需差模插入损耗最大点，可实现EMI滤波器差模滤波特性的控制以及滤波性能的提高。

从图8二阶EMI差模滤波器近场耦合解耦示意图中可以看出，由于近场耦合效应在X电容上等效出的总的串联电感：

$$\begin{cases} L_{Cx1} = ESL - M_9 - M_{10} \\ L_{Cx2} = ESL - M_5 - M_6 - M_7 - M_8 + M_1 + M_4 + 2M_2 \\ L_{Cx3} = ESL - M_{11} - M_{12} \end{cases} \quad (10)$$

实际应用中可以通过调节二阶EMI差模滤波器中的近场耦合来调节与 $C_{x2}$ 电容串联的电感的感值，从而实现EMI滤波器差模插入损耗的谐振点，使谐振点发生在开关电源所需差模插入损耗最大点处，从而提高EMI差模滤波器的性能。

## 4 仿真与实验验证

利用一台AC/DC通讯电源一次模块的EMI滤波器作为测试实验对象，输入 $v_{ac}$ ：220V/50Hz，输出 $V_o$ ：53V/50A。样机中采用的EMI滤波器的结构如图11所示。

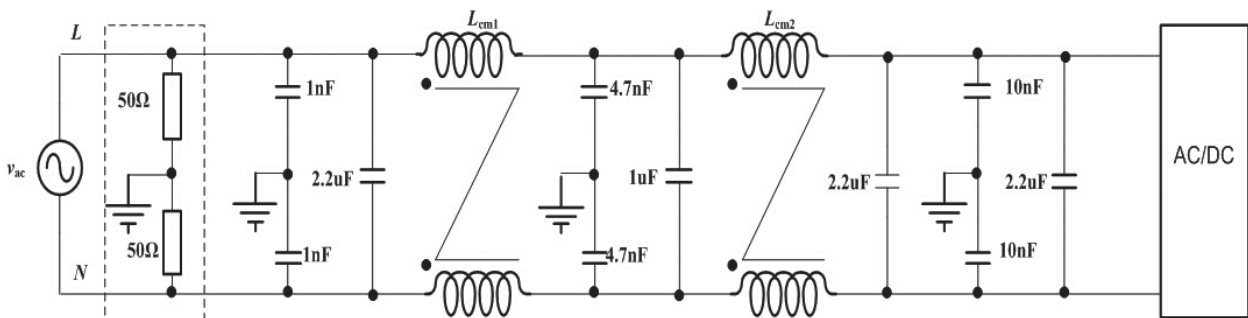


图11 一次电源模块中的EMI滤波器结构

一次电源模块不带 EMI 滤波器的原始差模噪声如图 12 所示。从图 12 中可以看出，一次电源模块的差模噪声最大值在低频段且远远高于中高频段，尤其在 150kHz 附近。因而可利用第 3 部分的分析，控制图 11 两共模电感间的  $1\mu\text{F}$  的 X 电容的等效串联电感，使其串联谐振频率发生在 150kHz 附近，从而提高 EMI 差模滤波器的滤波性能。

#### 4.1 EMI 滤波器的近场耦合仿真

利用 Ansoft Maxwell 3D 静磁场来仿真 EMI 滤波器的近场耦合特性，首先建立 EMI 滤波器的近场磁耦合仿真模型如图 13 所示。当两共模电感正耦合时仿真结果中绕组的耦合大小如表 1 所示，两共模电感负耦合时仿真结果如表 2 所示。

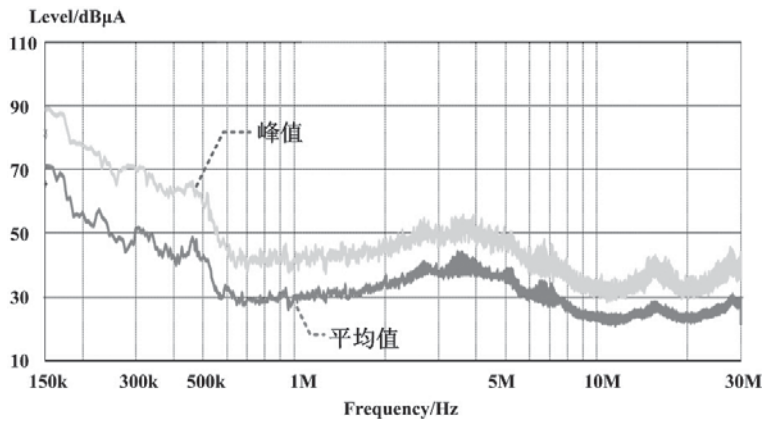


图 12 一次电源模块的原始差模噪声

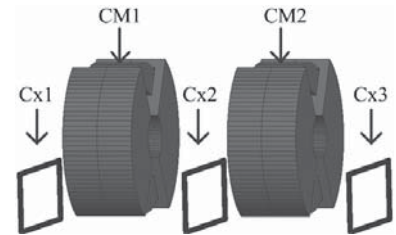


图 13 EMI 滤波器近场磁耦合仿真

将表 1、2 的仿真所得的参数代入公式 10 中，可得：正耦合时  $LC_{x1} = 50\text{nH}$ ， $LC_{x2} = 0.85\mu\text{H}$ ， $LC_{x3} = 50\text{nH}$ ，负耦合时  $LC_{x1} = -50\text{nH}$ ， $LC_{x2} = -0.75\mu\text{H}$ ， $LC_{x3} = 50\text{nH}$ 。

从图 14 中可以看出，当两共模电感正耦合时在 150kHz~266kHz 的插入损耗大于无耦合及负耦合的插入损耗。因而控制 EMI 滤波器中的耦合极性可以实现 X 电容串联电感的集成，实现了 EMI 滤波器在低频段差模插入损耗的提高。

分别控制样机中 EMI 滤波器两共模电感的耦合极性，并进行 CE(传导 EMI)测试。其 CE 测试结果如图 15 所示。

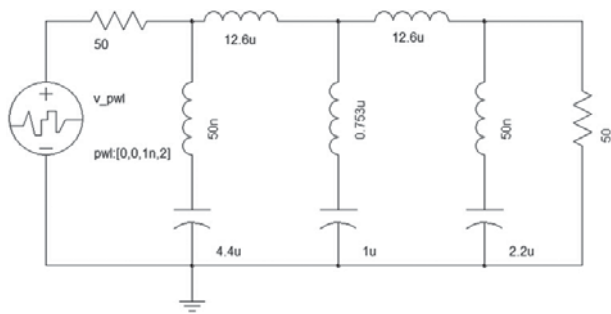
从图 15 的 CE 测试结果可以看出，两共模电感正耦合比负耦合时在 200kHz 以下时有明显的改善。两共模电感负耦合时，准峰值 :67.8dB/150kHz。两共模电感正耦合时，准峰值 :59.6dB/150kHz。EMI 滤波器在只改变共模电感的

表 1 两共模电感正耦合仿真结果表

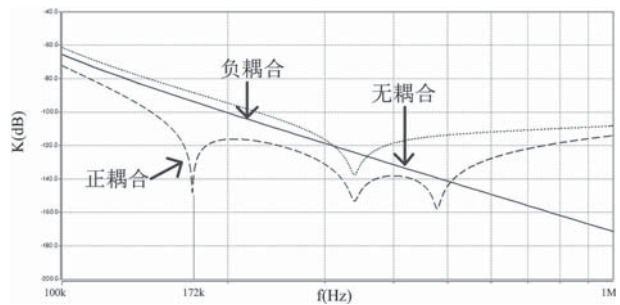
	L1 (mH)	L2 (mH)	L3 (mH)	L4 (mH)	Cx1 (mH)	Cx2 (mH)	Cx3 (mH)
L1	1.1262	-1.12	0.00018827	0.00018221	-2.37E-05	-2.53E-05	-4.38E-06
L2	-1.12	1.1262	0.00018217	0.00018829	-2.37E-05	-2.53E-05	-4.37E-06
L3	0.00018827	0.00018217	1.1262	-1.12	1.65E-07	-2.53E-05	-2.44E-05
L4	0.00018221	0.00018829	-1.12	1.1262	1.65E-07	-2.53E-05	-2.44E-05
Cx1	-2.37E-05	-2.37E-05	1.65E-07	1.65E-07	3.92E-05	-2.75E-07	1.75E-08
Cx2	-2.53E-05	-2.53E-05	-2.53E-05	-2.53E-05	-2.75E-07	3.93E-05	1.14E-05
Cx3	-4.38E-06	-4.37E-06	-2.44E-05	-2.44E-05	1.75E-08	1.14E-05	2.85E-05

表 2 两共模电感负耦合仿真结果

	L1 (mH)	L2 (mH)	L3 (mH)	L4 (mH)	Cx1 (mH)	Cx2 (mH)	Cx3 (mH)
L1	1.1262	-1.12	-0.00018894	-0.00018281	2.37E-05	2.54E-05	-1.64E-07
L2	-1.12	1.1262	-0.0001828	-0.00018888	2.37E-05	2.54E-05	-1.65E-07
L3	-0.00018894	-0.0001828	1.1262	-1.12	1.63E-07	-2.54E-05	-2.37E-05
L4	-0.00018281	-0.00018888	-1.12	1.1262	1.64E-07	-2.54E-05	-2.37E-05
Cx1	2.37E-05	2.37E-05	1.63E-07	1.64E-07	3.94E-05	-2.75E-07	5.46E-08
Cx2	2.54E-05	2.54E-05	-2.54E-05	-2.54E-05	-2.75E-07	3.94E-05	-2.75E-07
Cx3	-1.64E-07	-1.65E-07	-2.37E-05	-2.37E-05	5.46E-08	-2.75E-07	3.95E-05



(a) 仿真电路



(b) 仿真结果

图 14 EMI 滤波器插入损耗仿真

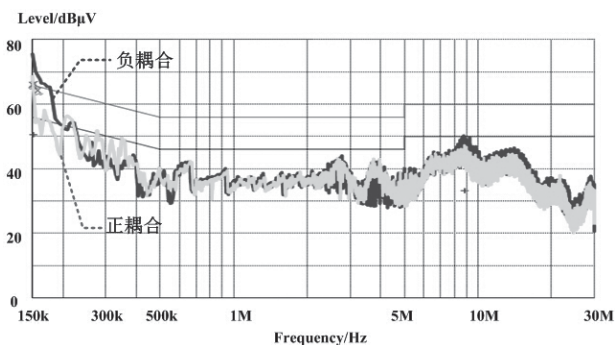


图 15 改变两共模电感耦合极性的 CE 测试结果

耦合极性，不增加任何器件的情况下，150kHz 处准峰值改善了 8.2dB。CE 的测试结果与仿真结果趋势的一致性验证了理论分析正确性和可行性。

这里需要指出的是样机中的 CE 测试结果与插入损耗并不完全对应，这是由于样机中的噪声源阻抗与负载阻抗与仿真电路中的阻抗并不一致造成的。同时此时的 EMI 滤波器的最大插入损耗点与原始差模噪声的最大点的频率并不对应，对于如何增大  $LC_{x2}$  实现两频率点重合使 EMI 差模滤波器的性能最优将在后续的论文中论述。

## 5 结论

本文分析了 EMI 滤波器的近场耦合特性及利用近场耦合特性来提高 EMI 差模滤波器在低频段的滤波性能，得到的结论如下：

1) EMI 滤波器的近场耦合会影响 EMI 滤波器的分布参数。利用解耦的基本原理对有公共节点和无公共节点的近场耦合进行解耦。应用这两种基本结构的解耦方法对二阶 EMI 滤波器的近场耦合进行解耦，得到二阶 EMI 滤波器的完全解耦等效电路。

2) 提出了一种利用电容与电感发生串联谐振来提高 EMI 滤波器在谐振点附近的滤波性能的新方法。控制电容和电感的串联谐振点与原始噪声的最大值重合，可实现 EMI 滤波器性能的最优化。若控制串联谐振点发生在低频，可实现 EMI 滤波器低滤波性能的提升，进而实现 EMI 滤波器的小型化。

3) 应用二阶 EMI 滤波器的解耦模型，提出了利用 EMI 滤波器的近场耦合参数来实现 X 电容串联谐振频率点控制的方法。

4) 实验结果与理论分析结果的一致性验证了所提出的 EMI 滤波器近场耦合分布参数应用的正确性和可行性，为 EMI 滤波器的小型化研究提供了一个新的思路与方向。

## 参考文献

- [1] Shuo Wang, F C Lee and W G Odendaal. Controlling the Parasitic Parameters to Improve EMI Filter Performance. In: Proceedings of IEEE APEC, 2004: 503-509.
- [2] D S Lyman, T C Neugebauer, D J Perreault. Coupled-Magnetic Filters with Adaptive Inductance Cancellation. In: Proceedings of IEEE PESC, Recife, Brazil, 2005: 590-660.
- [3] Shuo Wang, Lee F C, Odendaal, W G. Van Wyk, et al. Improvement of EMI Filter Performance with Parasitic Coupling Cancellation. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005: 1221-1228.
- [4] Shuo Wang, Fred C Lee and J D Van Wyk. Design of Inductor Winding Capacitance Cancellation for EMI Suppression. In: Proceedings of IEEE PESC, Jeju, Korea, 2006: 2734-2740.
- [5] Neugebauer T C, Perreault D J. Parasitic Capacitance Cancellation in Filter Inductors. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006: 282-288.
- [6] M Youssef, J Roudet, Y Marechal. Near-field characterization of power electronics circuits for radiation prediction. In:

下转124页