

取阻尼系数不小于 0.707 是比较合适的, 这样在转折频率处有 -3dB 的衰减量, 就不会因振荡而产生噪声。另外, 由于认证机构用 LISN 进行测试时, 所用的输入线路阻抗为 50Ω, 所以这里假设输入的阻抗也为该值。下面来计算滤波器的共模电感和“Y”联结的电容值:

$$L = \frac{R_L \zeta}{\pi f_c} = \frac{50\Omega \times 0.707}{\pi \times 12.5\text{kHz}} = 900\mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 12.5\text{kHz})^2 \times 900\mu\text{H}}$$

$$= 0.18\mu\text{F}$$

实际情况中, 电容值并不允许取得这么大, 能通过交流漏电流测试的最大电容值是 0.05μF, 这是电容计算值的 27%, 所以必须将电感提高 360% 来保证同样的转折频率。将电感变成 3.24mH, 最终阻尼因数是 2.5, 这是可以接受的。

Coilcraft 公司提供现成的共模滤波扼流圈 (变压器), 最接近上述值的器件型号是 E3493。这样滤波器在 500kHz 和 10MHz 的频率之间最少有 -40dB 的衰减量。如果在后面的 EMI 测试阶段, 发现需要附加滤波器, 可以在这里加入三级差模滤波器。

功率因数校正电路的最终示意图见图 C-9。

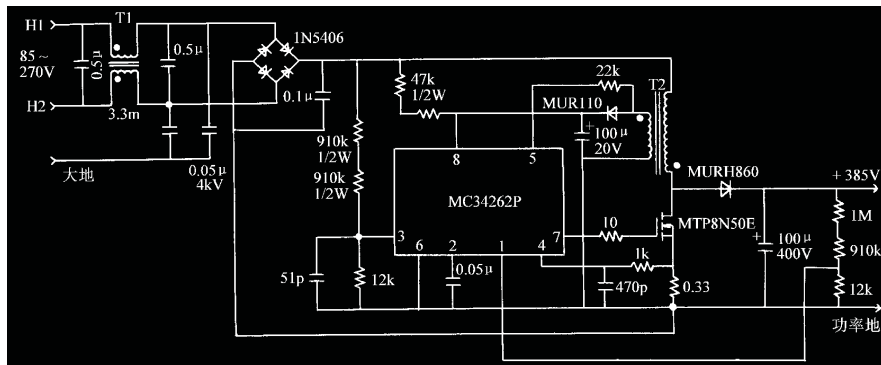


图 C-9 180W 功率因数校正电路示意图 (含 EMI 滤波)

#### 印制电路板考虑事项

功率因数校正电路单元将在世界各个地方销售。最严格的安全规程要求是由德国的 VDE 提出的。因为对于 300V (RMS) 交流线路, 要求具有 3.2mm 爬电距离或弧光传过表面的距离。这意味着在 H1 和 H2 (高压和中线) 线与它们的整流直流信号之间必须有 3.2mm 的间隔。同样地, 在输入共模滤波变压器的绕组之间以及反激式变换器中的电感高低引脚之间也必须有 3.2mm (最小) 的表面距离。440V 输出线和其他低压输送线路的间隔必须大于 4.0mm。任何接地线和其他线的距离必须大于 8.0mm。

所有的电流输送线应当尽量粗而短。电流检测电阻的接地点应作为输入、输出以及低电压电路的一个公共接地点。

## 附录 D 磁学和磁性元件

磁性元件是构成开关电源的重要基础。了解它的基本工作原理和实际的设计参数的取舍对整个电源的工作至关重要。如效率和可靠性这些指标很大程度上依赖磁性元件的设计。

然而，通常工程师在大学只是学了一门与磁学理论相关的课程，并很快就忘记了。本附录的目的是让这些人回顾那些与开关电源应用有关的磁学理论。

### D.1 应用于开关电源的基本磁学理论

磁场是伴随着可见到的电信号而出现的不可见的伴生物，只要有电流流动就

有相应的电场和磁场。它们的方向很容易用右手法则确定，见图 D-1a，可以看到，电场从载流导线放射状地射出，如果导线方向如图 D-1a 所示，电流流向读者，那么磁场就围绕导线逆时针流动。当导线绕成线圈就像一个电感时，磁场就围绕整个线圈流动见图 D-1b。

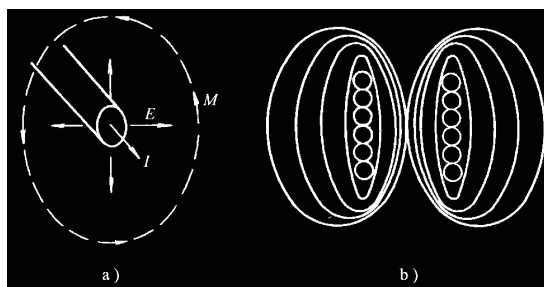
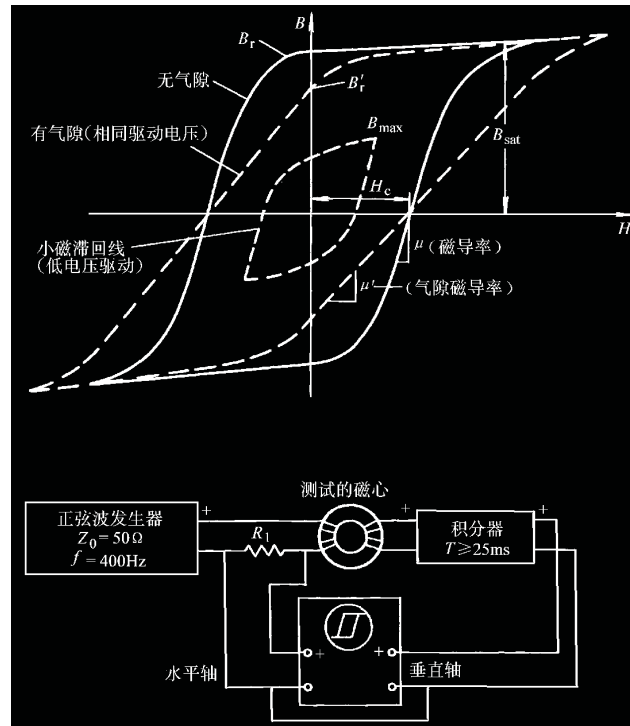


图 D-1 围绕空气中导体的磁场  
a) 围绕单根裸线的磁场 b) 围绕空气中线圈的磁场

图 D-1 的磁力线是磁通密度

的图形表示。在线圈内部，磁场被压缩在线圈中心的很小的区域内，因此磁通密度很高。线圈外面的区域没有边界，磁场可以向外扩散，因此磁通密度会很低。

如果线圈是绕在磁性材料（如环形铁氧体），则磁场只在磁心中流动，因为磁心中的阻力（或者称为磁阻），要比空气中的磁阻低得多，因此磁心就构成了一个完整的磁路。当同样的线圈绕在磁环上作为二次侧时，测试线路见图 D-2，可以测到类似的曲线，该曲线称为 **B-H** 曲线。这个曲线是磁性材料及其合金独特的“指纹”。如果交流励磁电压足够高，曲线马上就成为上下“平坦”的了。当磁心材料内几乎所有的磁畴方向与外加磁场方向一致时，这种情况被称为磁心饱和，这个曲线的重要性在于它表示了由绕组和驱动电压产生的磁场要改变磁性材料内的磁畴方向所要加的磁力。在磁心内部，它以热的形式损耗掉，这被称为磁心的磁滞损耗。这个损耗在电源的每一个工作周期都必然存在，这可以看成是一个运货车。在运送货物从起点到送货地再返回时消耗了能量。但在这个过程中，

图 D-2  $B$ - $H$  曲线及显示

确实完成了附加的工作。 $X$  轴是矫顽力或磁场强度 ( $H$ )，单位是安匝每米或奥斯特 (Oe)，它就是产生磁场的驱动力。它与电路的等式中的电压非常相像。

$$H = \frac{4\pi NI}{l_m} \quad (\text{D-1})$$

式中  $N$ ——驱动线圈的匝数。

$I$ ——流过驱动线圈的峰值电流，单位为 A；

$l_m$ ——磁路的长度，单位为 cm。

$Y$  轴是所测的磁通密度  $B$ ，单位是高斯 (G) 或韦伯每平方米 ( $\text{Wb}/\text{cm}^2$ )，而特斯拉或韦伯每平方米是国际单位。它可以用法拉第定律给出的关系式得到，即

$$B_{(\text{mx})} = \frac{E \times 10^8}{kNA_c f} \quad (\text{D-2a})$$

式中  $B_{(\text{mx})}$ ——磁通密度单位为 G (美国单位)；

$k$ ——方波时为 4.0，正弦波时为 4.4；

$A_c$ ——磁心截面面积，单位为  $\text{cm}^2$ ；

$E$ ——驱动绕组上的电压，单位为 V；

$f$ ——工作频率，单位为 Hz。

在美国以外使用的 MKS 制，公式变成

$$B_{(\text{max})} = \frac{E}{kNA_c f} \quad (\text{D-2b})$$

式中  $B_{(\text{max})}$ ——磁通密度，单位为 T (国际单位制)；

$k$ ——方波时为 4.0，正弦波时为 4.4；

$A_c$ ——磁心截面面积，单位为  $\text{m}^2$ ；

$E$ ——驱动绕组上的电压，单位为 V；

$f$ ——工作频率，单位为 Hz。

这是一个确定电感或变压器工作时饱和程度的有用公式，可以避免大的事故发生。

$B$ - $H$  曲线的斜率代表了材料的磁导率，可以看出材料内磁场改变的难易程度。斜度越大，产生给定的磁通密度所需的磁场强度和电流就越小。它的值对绕组每匝所得的电感量有很大影响，磁导率越高（斜边越陡），每匝增加的电感量越多。

$$\mu = \Delta B / \Delta H \quad (\text{D-3})$$

它们的关系由下式给定：

$$B = \mu H \quad (\text{D-4})$$

当电感或变压器用在开关电源中，其磁心决不会工作到饱和点。相反，它工作在一个小磁滞回线内，这些  $B$ - $H$  曲线完全被包围在饱和  $B$ - $H$  曲线内。在 20 ~ 50kHz PWM 开关电源中，磁通密度的最大值  $B_{\text{max}}$  通常是饱和磁通密度  $B_{\text{sat}}$  的一半。这样磁心的损耗在整个变换器中占 2%，是可以接受的。对于更高的工作频率， $B_{\text{max}}$  会更低，使磁心损耗所占地比例不到 2%。通常小磁滞回线见图 D-3。曲线 A 是“推挽”式正激变换器的变压器中的  $B$ - $H$  曲线，如推挽、半桥和全

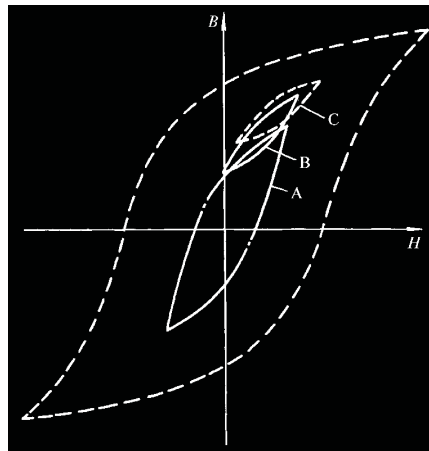


图 D-3 不同磁性元件的小磁滞回线的  $B$ - $H$  曲线

桥式变换器。曲线 B 是断续模式反激式变换器的  $B$ - $H$  曲线。曲线 C 是正激式滤波扼流圈和连续模式反激式变压器工作的  $B$ - $H$  曲线。对于直流和单象限磁通应用场合，希望在磁心的磁路中有一个小的气隙，它对  $B$ - $H$  曲线的影响可在图 D-3 中看出，整个电感的磁导率下降了。下降值与引入的气隙长度成正比，这带来一个好处是，电感或变压器需要工作在更大电流才能使磁心的磁通密度进入饱和状态。磁心中的大部分能量此时储存在气隙中，导致磁性材料内的磁通密度下降。对此，磁心上要多加几匝以维持同样的电感值，这将使电感或变压器总的体积增

大，但对于增大电源的安全工作范围是必需的。

任何磁心材料中，主要损耗都是磁滞损耗和涡流损耗。这些损耗一般由磁心制造商计算在一起，并以每单位体积损耗的瓦数对工作峰值磁通密度  $B_{\max}$  和工作频率的图表给出。磁滞损耗由下式给出：

$$P_H = k_h v f B_{\max}^2 \quad (D-5)$$

式中  $k_h$ ——材料的磁滞损耗常数；

$v$ ——磁心的体积，单位为  $\text{cm}^3$  (CGS)、 $\text{m}^3$  (MKS)；

$f$ ——工作频率，单位为 Hz；

$B_{\max}$ ——最大磁通密度，单位为 G (CGS)、T (MKS)。

涡流损耗是磁心材料内部由局部磁场感应的电子流产生的。它们通常以环形流动，并且在大块连续的磁心中电流更大，在有角的磁心中也很普遍。磁心材料的磁阻大，则涡流小，或者是磁心叠成片状减小横截面使环形电流减小。涡流损耗由下式表达：

$$P_e = k_e v f^2 B_{\max}^2 \quad (D-6)$$

可以看到，它们的损耗都会因  $B_{\max}$  的增加而大大增加，并且涡流损耗会随着工作频率的提高而迅速增加。这些损耗使得工作频率增加时引起电感或变压器体积的增加。开关电源的工作频率增加并不一定能减少磁心的尺寸。

在设计电源内部的磁性元件时，大多数问题出自于一般电子设计者使用的术语和磁心制造商所用的术语有明显不同的缘故，美国和美国以外的制造商使用的单位不同也会让人混淆不清，尤其是在公式和单位表达不明确时。对磁心损耗数据，每个制造商似乎都用自己的单位。有的使用每单位体积 ( $\text{cm}^3$  或  $\text{m}^3$ ) 瓦或每单位重量 (lb) 瓦。设计者只能使用制造商提供的特性图表中 50kHz 时  $B_{50}$  的一半作为  $B_{\max}$  的参考值，这使得磁心元件的损耗占整个电源效率中的 2%。设计者可以再调整  $B_{\max}$  以维持这个百分数。应该仔细回顾一下实用的单位，采用适当的磁计算公式。通常磁心制造商会列出各种应用的公式和各自的单位。

## D.2 磁心材料和型式的选择

在开关电源设计应用中，设计者开始首次变压器设计时，选择磁心材料和型式常常是一件很没有把握的事。虽然几乎每一种磁心材料和型式都可以应用在电源中，但它们在应用中的性能决定了哪一种是最好的。在选择过程中需要作一些判断。

首先是选择磁心材料。所有的磁心材料都是铁磁合金，磁心材料要考虑的最主要因素是它在工作频率处的损耗和应用的磁通密度。最好从磁心材料制造商建议的用于 PWM 开关电源的磁心材料和行业内设计者常用的磁心材料着手（见表 D-1）。

使用表 D-1 所列的磁心材料时，设计者有理由相信他们已经对铁氧体有了最好的选择。Mopemalloy 是一种掺非磁性物质钼的钼镍铁永磁合金，钼在材料中起

到分布式空气隙的作用，使得这种材料非常适用于直流偏磁或单极性应用场合。遗憾的是，这种磁心只有环形的，它通常用作输出滤波扼流圈。

如果有新的材料出现，如何来评价它呢？人们很感兴趣的是磁心损耗（ $W/cm^3$ ）、温度升高时  $B-H$  降低程度，以及是否有各种磁心形状（带气隙）。最基本的是磁心损耗，包括磁滞和涡流损耗。制造商用图表画出损耗对工作频率和最大工作磁通密度的关系曲线，使得很容易对材料进行比较（参见图 D-4）。然而要小心，制造商们会使用不同的测量单位（如特斯拉或高斯），或者不同的基准（如体积或重量）。单位转换在附录 F 中给出。要使用这些图表，设计者应该已经清楚所要用的工作频率。第二个要考虑的是最大磁通密度（ $B_{sat}$ ）。工业界对允许的磁性元件损耗大小的经验方法是损耗在整个电源效率中不超过 2%。例如，在 50kHz 额定的  $B_{max}$  应该是  $B_{sat}$  的一半。 $B_{max}$  应该按照表 D-2 所示的准则以保持电源设计中磁心损耗量相同。使用类似图 D-4 的图表，在 X 轴上定下  $B_{max}$ ；垂直向上找到所需频率曲线的交点，从 Y 轴读取单位体积磁心损耗。

表 D-1 工业中使用的普通磁心材料

制造厂商	磁心材料（铁氧体）	
	< 100kHz	< 1MHz
Magnetics, Inc.	F, T, P	F, K, N
TDK	P7, C4	P7, C40
Philips	3C8	3C85
Siemens	N27	N67

表 D-2 建议的磁通密度限制与频率的关系

频率	最大工作磁通密度 $B_{max}$
< 50kHz	$0.5B_{sat}$
< 100kHz	$0.4B_{sat}$
< 500kHz	$0.25B_{sat}$
< 1MHz	$0.1B_{sat}$

第二个要考虑的是随着工作温度升高，材料的  $B_{sat}$  有多大的降额（见图 D-5）。有些材料降额度会比其他的大。一般来说，常用的材料在 100°C 时  $B_{sat}$  下降 30%。这提示设计者决不要使磁通偏移超过材料的额定饱和磁通密度的 70%。最后，有些材料在温度升高时损耗降低。磁心总是比周围温度要高，磁心温度上升 10~40°C 是很常见的。有时磁心制造商会提供一个图表显示给定功率下的温度点，如果材料在 50°C 时损耗最低，这对设计者来说是个好消息。

磁心材料选定以后，就要考虑磁心形状。磁心制造商会提供许多不同的磁心形状；它们基本上不脱离图 D-6 所列的样式。每一种都有尺寸、成本或屏蔽上的优势，在具体应用中，要综合考虑这些因素。基本上有两种形状：环形和线轴型磁心。环形变压器生产成本低，因为需要特制的机器来绕线，但它的磁通辐射是最小的。线轴型磁心一般来说生产成本比环形的低，这是它固有的优势，但是

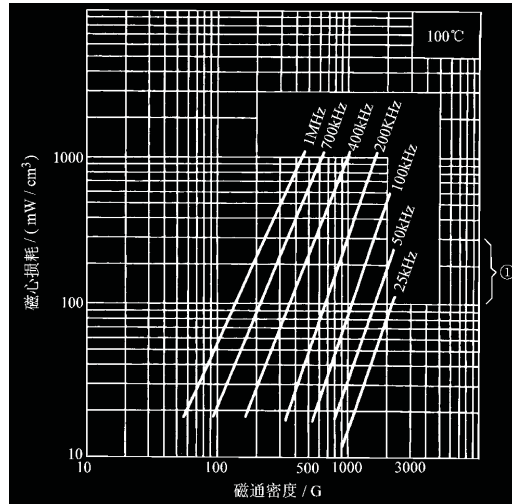


图 D-4 单位体积磁心损耗与频率和  $B_{\max}$  的关系曲线  
(图示材料为 3C8) (蒙 Philips 元件公司惠允)  
① 建议的有限损耗设计的工作范围。

注：双向励磁磁通密度是  $B$ 。单向励磁磁通密度是  $\frac{B_{P-P}}{2}$ 。

磁心部分要比环形的贵。这些考虑在表 D-3 中大致罗列了出来。罐型磁心和它的派生系列 (PQ、RS 等) 价格较高, 但生产变压器的成本不高。罐型磁心对绕组的磁屏蔽较好, 并可以有气隙。遗憾的是, 绕组缺乏空气流动, 使得它的工作温度会更高。E-E 和 E-I 磁心比罐型磁心便宜, 且通常有更大的绕组区域。由于在变压器的绕组中, 绕组大小决定磁心的尺寸, 这使得 E-E 和 E-I 磁心成为设计者的首选。绕组暴露在空气中, 所以绕组工作温度更低, 但是由于暴露的空气隙, 使它向外的辐射更多。

磁心的成本、最终的变压器成本及 RFI 的权衡是主要的考虑因素。

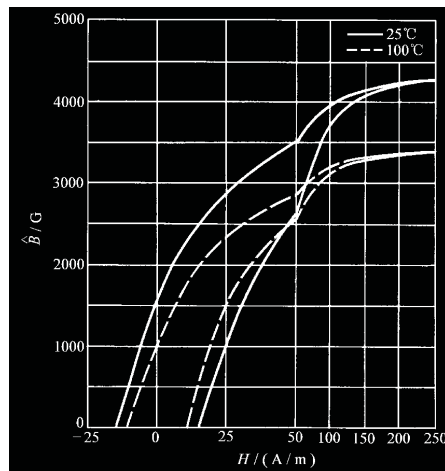


图 D-5 表明随磁心温度的  $B_{\max}$  降额曲线  
(图示材料为 3C8) (蒙 Philips 元件公司惠允)  
注:  $100\text{A/m} = 1.250\text{e}$

表 D-3 磁心形状和它们的优点

基本磁心形状	磁心材料					
	Pemalloy	铁氧体	气隙	绕组屏蔽	磁心成本	生产成本
环形	×	×	有/无	无	低	高
E型		×	有	无	低	低
U型		×	有	无	低	低
罐型		×	有	有	高	中
EP型		×	有	无	低	中

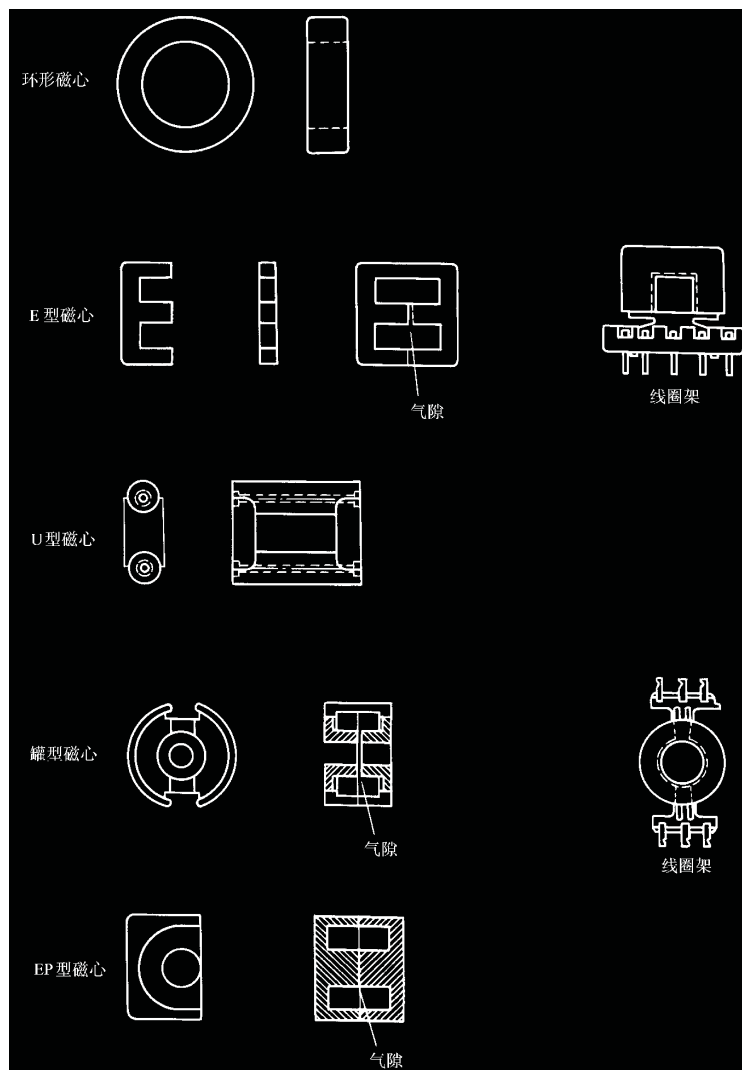


图 D-6 常见的磁心形状



## 附录 E 噪声控制和电磁干扰

---

控制高频噪声的产生和辐射是开关电源和生产系统设计中最为复杂的一门“黑盒”艺术。这是一门来源于书本的学科，并且它是阻碍产品进入市场领域的最后一个环节。本附录不能覆盖到整个学科，但是将概括出在产品设计中需要考虑的一些主要问题。

要建立一个符合标准机构测试的噪声测试实验室，对大多数公司来讲，都是不能担负起这笔费用的。这套设备很昂贵，而且操作者必须经过特殊的培训。这里推荐公司聘请一个标准规范测试顾问公司来帮助自己完成这个阶段的工作。大多数产品在最初提交 RFI/EMI 测试时，往往不能通过辐射或传导 EMI 中的一项或两项。几乎都需要在最后时刻修改设计，以通过测试。而顾问工程师以前多次经历过这种情况，并且熟悉问题的所在及其解决的方法。

希望在本附录以及 3.12、3.14 节的帮助下，能够在设计中得到一个可以接受的 PCB、输入 EMI 滤波，以及在测试时只需作较小修改的外壳设计。PCB 是设计者能够用来减小噪声影响的最主要因素。波形技术的使用是第二个重要因素，而外壳设计是第三重要的因素。一个一般的原则是如果你在设计时严格遵循规范标准，那么在测试产品时你就会比较容易成功。世界上许多国家正在协调所制定的测试标准。

因此一个产品通过了一个国家的 EMI/EMC 标准，那么这个产品很有可能可以通过另一个国家的标准。

### E.1 电气噪声的来源和种类

当电压或电流波形中有快速跳变时就会产生噪声。在开关电源中，许多波形是周期性的，也就是说，包含高频边缘的脉冲信号在可预知的脉冲重复频率 (PRF) 下重复。对于矩形波脉冲串，周期的倒数决定了波形的基波频率。一个矩形波的傅里叶变换中包含大量基频的谐波。两倍脉冲边缘上升时间或下降时间的倒数给出了这些边缘引起频率分量的频率，典型值在兆赫范围，而它的谐波频率就更高了。

在 PWM 开关电源中，矩形波脉冲宽度会随着设备的运行情况而连续变化。其结果是一种接近于白噪声的典型能量分布，其频谱显示为一些峰值，其振幅随着频率增加而起伏变化。图 E-1 是未采用吸收技术前 PWM 开关电源的现场辐射频谱。正如所能看到的，频谱的成分会延伸到远高于 100MHz 以上。如果没有经过滤波和屏蔽，就会干扰消费者的其他电子设备。准谐振和谐振变换开关电源具

有一个极具吸引力的辐射频谱形状。这是因为开关转换过程中电流、电压变化被谐振单元强制在一个较低的频率上，因此只有低频频谱成分可以显示出来（低于30MHz）。变换过程中电流、电压较低的变化率是形成上述现象的原因。较高频率的频谱成分几乎不存在。ZVS 准谐振反激式变换器的现场辐射频谱见图 E-2。准谐振和软开关变换器很“静音”，易于滤波。

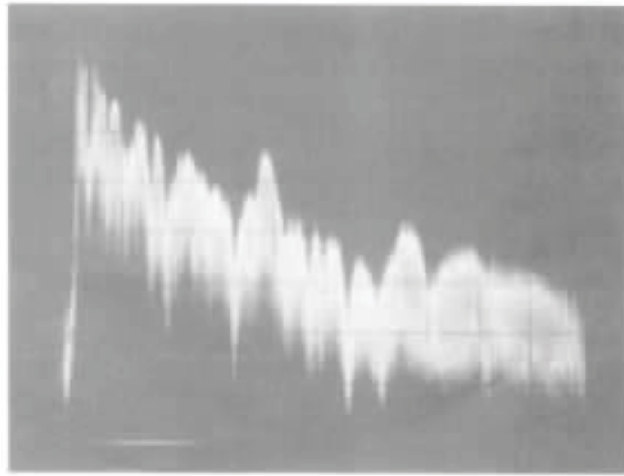


图 E-1 典型的反激式 PWM 开关电源现场辐射频谱

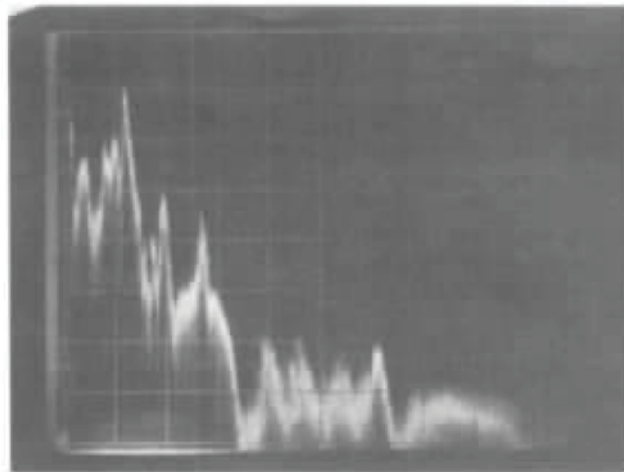


图 E-2 ZVS 准谐振反激式变换器的现场辐射频谱

传导噪声，也就是噪声电流，经电源线路及任何输入或输出线路流出产品外壳，以两种形式显示出来：共模方式和差模方式。共模方式的噪声不通过接地线，而通过输入电源线传输，并能够通过输入电源线测量（参见图 E-3a）。差模方式的噪声只能通过从接地线到一条输入电源线测量得到。噪声电流实际上由接地导线流出。它的模型可见图 E-3b。每种模式的噪声与滤波器拓扑有关，每种电源都需要有两种类型的输入滤波器。这些滤波器包含的电感和电容分别被称为“X”和“Y”元件。X 元件在功率线路中滤掉共模噪声，而 Y 元件在功率线路和接地线之间，滤掉差模噪声。

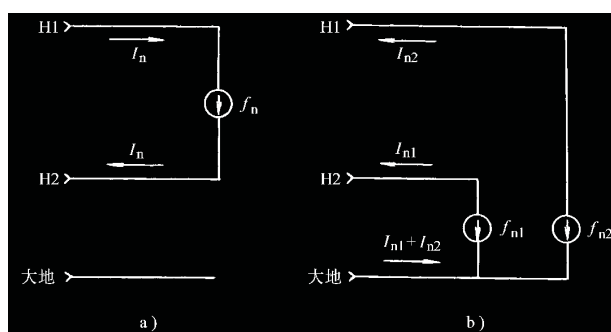


图 E-3 共模和差模噪声模型  
a) 共模 b) 差模

检测机构要同时检查辐射和传导噪声。辐射噪声的检测是在离产品一个特定距离（1m）的地方放置一个校准天线和接收器，并在吉赫区域内画出频谱。辐射噪声对其他设备产生干扰，而传导噪声使用电源线路和 I/O 线路来传递噪声，因此也需要检测。传导噪声的检测是将高频电流互感器耦合到输入电源线路上，检测频谱上限达 1GHz。

## E.2 噪声的典型来源

噪声，尤其是辐射噪声，可以通过了解其来源和设计技术来削弱其影响。在一个 PWM 开关电源内，大部分辐射和传导噪声由几个主要的噪声源产生。我们能够容易地检测到这些来源，并且可以通过修改设计来减少电源内噪声的产生。

噪声一部分来源于印制电路板上高频电流结点和电流源之间的环路。遵循 3.14 节中的 PCB 设计方法，将极大地帮助减少 RFI 辐射。对通用元件的高频特性和 PCB 有所了解也是很有必要的。

噪声的第一个主要来源是输入功率电路，包括功率开关、变压器的一次绕组和输入滤波电容。因为输入滤波电路的带宽远低于电源开关频率，输入滤波电容提供电源需要的梯形电流波形。PCB 上的线路在物理上应尽可能地短而粗。粗的导线相对于细的有更低的电感。引线的长度决定了在哪个频率以上噪声将更容易被辐射到外界。较短的线路在较高频率时辐射较低的能量。输入滤波电容和功率

开关应该紧邻变压器，以减小线路长度。高频陶瓷或薄膜电容也应该放置在与铝电解或钽输入电容并排的位置，因为它们的高频特性比较差。输入滤波电容的 ESR 和 ESL 特性越差，电源直接从功率线路上吸取的高频噪声能量越多，从而产生较差的共模传导 EMI 特性。

由输出整流器、输出滤波电容和变压器二次绕组构成的回路是噪声的另一个主要来源。同样地，在这些元件之间流过高的峰值梯形电流波形。输出滤波电容和整流器也应该放置在尽可能靠近变压器的地方，以减小辐射噪声。这种噪声也会在电网电源线上产生共模传导噪声。

另一个重要噪声源是输出整流器的反向恢复过程。整流器的反向恢复特性对开关电源噪声的产生有直接的作用。一个波形上发生突变的反向恢复电流通常是高频噪声的主要来源。可以通过在恢复二极管上并联吸收器，以抑制它的高频频谱特性。吸收器的存在将以牺牲电源的效率为代价，而采用软恢复整流器将更具有优势。

安装散热片会助长差模噪声传导。出于对操作者或服务人员的保护，散热片一般和接地线连接。功率开关或整流器产生的噪声由容性的耦合通过散热片绝缘衬垫流入绿色接地线。减少这种噪声注入地线的办法是采用具有薄金属夹层功率器件绝缘衬垫。它基于两个电容串联减少寄生电容的原理，设计者还可以将绝缘衬垫金属夹层和开关电源内部的公共地相连。

### E.3 外壳设计

产品的外壳应该担当起内部电路辐射噪声电磁屏蔽的作用，因此外壳应该使用金属质地的磁性材料。这些材料如铁、钢、镍或钨金属。对于塑料外壳，有一种用于增加外壳 EMI/RFI 屏蔽的传导漆。一些通风口也需要磁性屏蔽材料遮盖。

EMI 的屏蔽原理是促进涡流在表面流过，从而耗散电磁噪声能量。同样，装配的外壳应该担当起高斯外壳的作用，即整个外壳都是良导体。所以可移动的盖子和外壳部分需要在其接口部分有非常好的电连接。RF 垫圈有时用于特别棘手的情况。

理想情况下，应当在导线进入或离开外观点处有相应的 EMI 滤波器。任何没有经过滤波而进入外壳的导线会将噪声引出外壳，这样导致 EMI 滤波作用降低。同样地，没有经过滤波的导线引入壳内也会将壳外噪声引入到壳内，这将影响壳内电路的静电释放特性。

### E.4 传导 EMI 滤波器

有两种类型输入功率总线。直流功率总线是单线功率连线，如在汽车和飞机中所见的。这时，地线是功率系统的另一支路。另一种输入功率总线形式是交流电、两线或三线供电系统，如在交流功率系统中所见的。直流系统 EMI 滤波器的设计在 3.12 节中有介绍，采用的是一个简单的 LC 滤波器。在单线功率线和接

地回路之间，所有的噪声都是共模方式。因为元件存在寄生参数，所以直流滤波器要复杂得多。

为了设计一个开关电源的输入滤波器，设计者首先要了解产品适合哪个标准。标准规定了产品出售到特定市场上时必须满足的传导和辐射 EMI/RFI 范围。一个公司的市场部门应当知道产品将销售的区域，然后设计者可以确定其满足的标准。当然按照最严格的市场标准来设计，总是一个好方法。

输入传导 EMI 滤波器的目的是将高频传导噪声抑制在机壳内。噪声的主要来源是开关电源，在一些输入/输出 (I/O) 线路上滤波对于抑制内部电路（如微处理器）的噪声也是很重要的。

### 设计共模滤波器

共模滤波器主要滤除在两条功率线路（相线和中线或 H1 和 H2）之间产生的噪声。图 E-4 给出了共模滤波器的一部分。

共模滤波器中的“变压器”绕组是同相的。但是流经绕组的交流电流是反相的。结果是两股相反方向的电流在磁心内产生的共模交流磁通量相互抵消。

设计共模滤波器的困难在于，高频时滤波元件的特性受其寄生参数的影响。主要的寄生参数是变压器的匝间电容，这些电容通常较小，是由于不同绕组间电压差异（伏/匝）引起的。在高频时，匝间电容对绕组具有旁路作用，造成流入绕组的高频交流电流增加。绕组电感与分布匝间电容形成谐振回路。它们发生谐振时的频率称为绕组自激振荡频率。在绕组自激振荡点上，电容作用大于电感，这样减弱 EMI 滤波器高频衰减特性。自激振荡对共模滤波器的影响可见图 E-5。有目的地使用较大的 X 电容能够减少自激振荡影响。自激振荡频率是滤波器具有最大衰减率的频率。所以在选择变压器绕线方法时，可以将自激振荡频率设置在需要最强滤波的频率上，如未加 EMI 滤波前噪声频谱的峰值频率点。

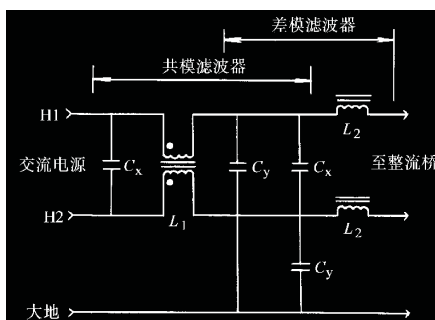


图 E-4 一个三级输入 EMI 滤波器（共模和差模）

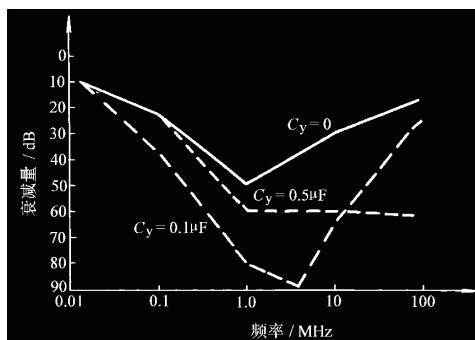


图 E-5 一个两级共模滤波器的频率响应 ( $L = 1\text{mH}$ )

另一个需要关注的问题是，滤波器在自激振荡频率时的“ $Q$ ”值。如果  $Q$  值太高，换种说法就是阻尼因数太低，滤波器会以窄带振荡的形式产生噪声。这个问题可以在设计中解决。

一些主要的变压器制造厂商，如 Coilcraft (Cary, IL) 公司，提供了用于共模滤波变压器的标准元件。这些共模滤波变压器具有不同的电感值、额定电流值，以及所需的爬电距离。这样能够简化设计者的工作。

共模滤波器元件值的计算可按部就班地确定（如本书中的其他情况）。在开始这个步骤以前，需要测量未滤波前传导噪声频谱，或者做出一些假设。这是为了确定共模滤波器在哪些频率上需要多少衰减。显然，通过测量可以得到比较准确的情况（在外界干扰较小时）。因为有时假设的共模滤波器特性可能出现与实际测试并不相符的情况。

一个合理假定是在开关电源的开关频率处需要大概 24dB 的衰减。当然，还需按照实际的传导噪声频谱形状做出修正。可按下式决定滤波器的转折频率：

$$\text{衰减} (-\text{dB}) = 40 \lg \left( \frac{f_c}{f_{\text{sw}}} \right)$$

或

$$f_c = f_{\text{sw}} \times 10^{\frac{A_n}{40}}$$

式中  $f_c$ ——希望得到的滤波器转折频率；

$f_{\text{sw}}$ ——电源的工作频率。

在这个例子中，开关频率假定为 50kHz。产生 -24dB 衰减的转折频率是

$$f_c = 50\text{kHz} \times 10^{\left(\frac{-24}{40}\right)} = 12.5\text{kHz}$$

假设线路阻抗是 50Ω（因为这是 LISN 的测试阻抗值），这个阻抗可以作为电抗性滤波器的阻尼元件。

#### 选择阻尼因子

最小阻尼因子  $\zeta$  应当不低于 0.707。低于此值将出现振荡，并在转折频率处衰减小于 3dB。

#### 计算初始元件值

$$L = \frac{R_L \zeta}{\pi f_c} = \frac{50\Omega \times 0.707}{\pi \times 12.5\text{kHz}} = 900\mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 12.5\text{kHz})^2 \times 900\mu\text{H}}$$

#### 选择实际可用的元件

在额定电压为 4kV 时最大可使用的电容值是 0.05μF。这是计算值的 27%。为了使转折频率保持不变，电感应该增大 3.6 倍。这样计算的电感值为 3.24mH。阻尼因子与电感值成比例，所以由此得到的阻尼因子为 2.5，这是可以接受的。

最接近此共模电感元件的型号是 E3493，它的谐振频率是 1MHz。“Y”电容被置于每相和接地线之间，并要满足 2500V (RMS) 的 HIPOT 测试电压。“X”电容置于功率线路之间，只需满足功率线路的 250V (RMS) 等级，并能够经受任

何可预测的冲击。X 电容值的选择大体上是任意的，一般在 0.001 ~ 0.5mF 的范围内。

我们希望滤波器在 500kHz ~ 10MHz 之间能够提供最小为 60dB 的衰减，这是一个合理的要求。

一旦元件值已经得到，变压器的物理构造和 PCB 布局对于滤波器的效果来说是非常关键的。由于引线和元件的磁耦合所引入的高频噪声会降低 EMI 滤波器的作用，而且共模滤波扼流圈在自激振荡频率以上呈现越来越强的电容性，因此设计者尤其需要关心滤波器在 20 ~ 40MHz 以上时的高频特性是否满足要求。

PCB 的物理布局是非常重要的。滤波器元件应以直线方式布置，这样滤波器的输入部分能够在物理上远离输出部分。在满足爬电距离要求的前提下，要尽量使用大尺寸的低电感引线。

有时高频衰减不能满足规范，因此需要在 EMI 滤波器上加入第三个极点。这种滤波器一般是差模滤波器，并且同共模滤波器共享 Y 电容。它的转折频率一般与共模滤波器相同。滤波器由每条功率线路上的独立扼流圈组成，并被置于输入整流器和共模滤波器之间。

差模滤波器应当比共模滤波器有一个更低的阻尼因子，因为如果采用较高的阻尼因子，整个滤波部分的复合阻尼响应将会变得太迟缓。最小阻尼因子为 0.5 是可以接受的。

#### 计算差模扼流圈值

$$L_d = \frac{R_L \zeta}{\pi f_c} = \frac{50\Omega \times 0.5}{2\pi \times 12.5\text{kHz}} = 318\mu\text{H}$$

增加这级滤波将带来控制上的高频衰减，并进一步衰减接地线上的差模噪声。同时它也会在电源的开关频率处产生 -36dB 衰减。

#### 实际考虑情况

如果需要自己加工电感元件，而不是从制造商处购买成品，下面给出的是一些工业界的经验。

#### 共模扼流圈（变压器）

1. 最好运用环形磁心，因为它产生的杂散磁场非常小。
2. 使用高磁导率的铁氧体，如 Magnetics 公司的 W 磁心材料，它的磁导率是 10000。
3. 如果使用 E-E 磁心（这是通常选择），应该没有气隙，而且磁心表面必须光滑。任何表面的缺陷将降低磁导率。
4. 骨架必须是双窗口的骨架，并且不要完全被线圈充满。VDE 要求的 4mm 爬电距离，要求骨架外表面有 2mm 的间隔。

#### 差模扼流圈

1. 两个电感绕在不同的磁心上（并相互没有耦合的）。
2. 用铁粉心的磁心材料，可以从 MicroMetals 公司（Evanston, IL）得到。
3. 由于成本因素，一般使用条形磁心。

## 附录 F 其他

---

本附录包括了可能会用到的各种信息。

### F.1 计量单位换算

这是全球合作中最易混淆的领域。有些国家完全转化为公制，使用 MKS (米-千克-秒) 制；有些国家使用混合单位系统，如日本，还有美国将旧的英制单位如 (in)、英里 (mile) 和密耳 (mil) 与 CGS (厘米-克-秒) 制混用。世界上主要磁心制造企业广泛使用的是这三种单位制。设计者应该根据其购买磁性材料的区域，特别小心地对待厂商使用的公式以及每个公式的度量单位。磁心制造商很少详细描述他们的度量单位。为了给设计者提供帮助，下面给出各种单位制间的换算系数。

#### 磁通密度单位

$$1\text{T (Wb/m}^2) = 10^4\text{G (Wb/cm}^2) \text{ (欧洲)}$$

$$1\text{G (Wb/cm}^2) = 10^{-4}\text{T (Wb/m}^2) \text{ (美国)}$$

$$1\text{mT} = 10^{-3}\text{T (日本)}$$

$$1\text{mT} = 10\text{G (日本)}$$

#### 长度单位

$$1\text{cm} = 0.394\text{in}$$

$$1\text{mm} = 0.0394\text{in}$$

$$1\text{in} = 2.54\text{cm}$$

$$1\text{in} = 25.4\text{mm}$$

#### 面积单位

$$1\text{in}^2 = 6.45\text{cm}^2$$

$$1\text{in}^2 = 645\text{mm}^2$$

$$1\text{cm}^2 = 0.155\text{in}^2$$

$$1\text{mm}^2 = 0.00155\text{in}^2$$

$$1\text{cir mil} = 7.854 \times 10^{-7}\text{in}^2$$

$$1\text{cir mil} = 5.07 \times 10^{-6}\text{cm}^2$$

$$1\text{in}^2 = 1.273 \times 10^6\text{cir mil}$$

$$1\text{cm}^2 = 1.974 \times 10^5\text{cir mil}$$



## F.2 导线

表 F-1 导线规格表 (美国和 IEC R20)

美国线规 (AWG) 号	IEC (R20) 直径/mm	铜心的 直径/in	总的直径 (等级 D)		导线面积		直流电阻/ ( $\Omega$ /1000ft)	电流容量 <sup>①</sup> /A
			in	mm	in <sup>2</sup>	mm <sup>2</sup>		
10	2.500	0.102	0.107	2.72	0.00815	5.50	1.00	10.38
11	2.240	0.091	0.096	2.431	0.00647	4.17	1.26	8.230
12	2.000	0.081	0.086	2.172	0.00513	3.31	1.58	6.530
13	1.800	0.072	0.076	1.943	0.00407	2.79	2.00	5.180
14	1.600	0.064	0.068	1.737	0.00322	2.08	2.53	4.110
15	1.400	0.057	0.061	1.711	0.00256	2.01	3.18	3.260
16	1.250	0.051	0.055	1.389	0.00203	1.31	4.02	2.580
17	1.120	0.045	0.049	1.247	0.00161	1.04	5.06	2.050
18	1.000	0.040	0.044	1.118	0.00127	0.82	6.39	1.620
19	0.900	0.026	0.039	1.003	0.00101	0.65	8.05	1.290
20	0.800	0.032	0.035	0.897	0.00080	0.52	10.1	1.020
21	0.710	0.029	0.032	0.805	0.00064	0.41	12.8	0.810
22	0.630	0.025	0.028	0.721	0.00051	0.32	16.2	0.640
23	0.560	0.023	0.026	0.650	0.00040	0.26	20.3	0.510
24	0.500	0.020	0.023	0.582	0.00032	0.21	25.7	0.400
25	0.450	0.018	0.021	0.523	0.00025	0.16	32.4	0.320
26	0.400	0.016	0.018	0.467	0.00020	0.13	41.0	0.253
27	0.355	0.014	0.016	0.419	0.00016	0.10	51.4	0.202
28	0.315	0.013	0.015	0.376	0.00013	0.080	65.3	0.159
29	0.280	0.011	0.013	0.340	0.00010	0.065	81.2	0.128
30	0.250	0.010	0.012	0.305	0.000079	0.051	104	0.100
31	0.224	0.0089	0.011	0.274	0.000062	0.040	131	0.079
32	0.200	0.0080	0.010	0.249	0.000050	0.032	162	0.064
33	0.180	0.0071	0.009	0.224	0.000040	0.026	206	0.050
34	0.160	0.0063	0.008	0.198	0.000031	0.020	261	0.040
35	0.140	0.0056	0.007	0.178	0.000025	0.016	331	0.031
36	0.125	0.0050	0.006	0.163	0.000020	0.013	415	0.025
37	0.112	0.0045	0.0057	0.145	0.000016	0.010	512	0.020
38	0.100	0.0040	0.0051	0.130	0.000013	0.008	648	0.016
39	0.090	0.0035	0.0045	0.114	0.000009	0.006	847	0.012
40	0.071	0.0031	0.0041	0.104	0.000008	0.005	1080	0.010

注: IEC R20 是过渡阶段的导线标准, 最终将被 IEC R40 替代。

① 基准电流密度为  $1275\text{A/in}^2$  ( $1000\text{cir mil/A}$ )。

导线规格很易混淆。所有导线直径依照出版于 20 世纪早期的美国线规 (AWG)。米制国家直接将这此尺度 (英寸) 转变为毫米, 同时建立了现在的 IEC R20 导线表。表 F-1 给出的是两种计量系统。

R20 导线表正在并最终将被示于表 F-2 的 IEC R40 标准所代替。但导线直径

表 F-2 导线规格表 (IEC R40)

铜心的直径/mm	总的最大直径 (绝缘导线) /mm			电流容量/A <sup>①</sup>
	等级 1	等级 2	等级 3	
2.650	2.730	2.772	2.811	11.66
2.360	2.438	2.478	2.516	9.25
2.120	2.196	2.235	2.272	7.46
1.900	1.974	2.012	2.048	6.00
1.700	1.772	1.809	1.844	4.80
1.500	1.570	1.606	1.640	3.74
1.320	1.388	1.422	1.455	2.89
1.180	1.246	1.279	1.311	2.31
1.060	1.124	1.157	1.188	1.87
0.950	1.012	1.044	1.074	1.50
0.850	0.909	0.939	0.968	1.20
0.750	0.805	0.834	0.861	0.93
0.670	0.722	0.749	0.774	0.702
0.600	0.649	0.674	0.698	0.598
0.530	0.576	0.600	0.623	0.467
0.475	0.519	0.541	0.562	0.375
0.425	0.466	0.488	0.508	0.300
0.375	0.414	0.434	0.453	0.234
0.335	0.372	0.391	0.408	0.186
0.300	0.334	0.352	0.369	0.149
0.265	0.297	0.314	0.330	0.117
0.236	0.267	0.283	0.298	0.092
0.212	0.240	0.254	0.268	0.075
0.190	0.216	0.228	0.240	0.060
0.170	0.194	0.205	0.217	0.048
0.150	0.171	0.182	0.193	0.037
0.132	0.152	0.162	0.171	0.029
0.118	0.136	0.145	0.154	0.023
0.106	0.123	0.132	0.140	0.019
0.095	0.111	0.119	0.126	0.015
0.085	0.100	0.107	0.114	0.012
0.075	0.089	0.095	0.102	0.009

① 基于电流密度为  $2.11\text{A}/\text{mm}^2$  ( $1000\text{cir mil}/\text{A}$ )。

仍然很接近 AWG 表。

当有高频交流电流流过时,集肤效应显著提高了导线的电阻值。开关电源中反映导线损耗实际电阻值由式 (F-1) 给出。

$$R_{\text{total}} = R_{\text{DC}} + R_{\text{AC}} \quad (\text{F-1})$$

诸如圆电磁线的圆铜线  $R_{\text{AC}}$  是直流电阻与式 (F-2) 所计算比率的乘积。下面的公式是在空气中单股圆铜线交流电阻相对于直流电阻的增加百分比。

$$\frac{R_{\text{AC}}}{R_{\text{DC}}} \approx 0.47\pi d\sqrt{f} \quad (\text{F-2})$$

式中  $d$ ——用厘米表示的导线直径;

$f$ ——用赫兹表示的电流基波频率。

通过式 (F-2) 可以看出, 随着频率的增加, 直径大的导线相对于直径小的导线, 其交流电阻增加得更快。所以使用多股较小直径的导线比单独一股大直径的导线要有利得多。使用图表中小直径的导线 ( $> 30\text{AWG}$ ), 其交流电流密度可能会比预期的要大两至三倍, 因为它们的表面积相对于截面积是很大的。

由上式给出的因集肤效应引起的交流电阻应该是最小的。当导线彼此相邻排列, 或者在变压器里层叠时, 相邻导线之间的磁场效应会将电流挤到一个更小的面积内。例如, 当导线被绕在一起时, 导线表面接触点处的电流会被推到与绕组平面垂直的区域。当导线叠起来排放时, 内层导线在视在电阻上的降额比最外层导线更明显。

作为估计, 使用上式计算出来的电阻已经足够了。

## 参考文献

---

- Ben-Yaakov, Sam and Gregory Ivensky, *Passive Lossless Snubbers for High Frequency PWM Converters*, Seminar 12, APEC 99.
- Balogh Laszlo, *Practical Considerations for MOSFET Gate Drive Techniques in High Speed, Switch-mode Applications*, Seminar APEC99, March 1999.
- Brown, Marty, "Laying Out PC Boards for Embedded Switching Supplies," *Electronic Design*, December 6, 1999.
- Brown Marty, *Practical Switching Power Supply Design*, Academic Press, 1990.
- Carsten, Bruce, *Avoiding the EMI Accident*, Seminar APEC99, March 1999.
- Carsten, Bruce, *Switchmode Design Techniques Above 500kHz*, High Frequency Power Conversion Conference, May 1986.
- Carsten, Bruce, *High Frequency Losses in Switchmode Magnetics*, High Frequency Power Conversion Conference, May 1986.
- Li, Alan, Brij Mohan, Steve Sapp, Izak Bencuya, and Linh Hong, *Maximum Power Enhancement Techniques for SuperSOT-6 Power MOSFETs*, Fairchild Ap Note AN1026, April, 1996.
- Martin, Robert F., *Harmonic Currents*, Compliance Engineering—1999 Annual Resources Guide, Cannon Communications, LLC, 103-107.
- Venable, H. Dean, *The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis*, POWER-CON March 1983.