

# PCB 平面型高频电源变压器研究

## Study of a high frequency planar power transformer

薛蕙 编译 劲力 校

摘要：文章论述采用印制电路板制造工艺技术设计的适用于工作频率为几 MHz 的平面型电源变压器。讨论它们的几何结构、电气性能和热性能，主要研究其漏电感。对试样的测试结果表明，这类平面型变压器具有高效率、低漏感、优良的热性能和线路的绝缘性能，其拓扑结构便于设计师对它们的漏感和绕组间的寄生电容作出折衷选择。由于印制电路板平面变压器的几何结构与形状非常完整规则，故其绕组间的寄生电容和漏感具有重现的特点，并且计算也相对比较容易些。

关键词：平面型 高频电源变压器

中图分类号：TM4 文献标识码：B 文章编号：1606-7517 (2005) 03-06-00

### 1 引言

功率变换器的设计制造，小型化早已成为时尚。由于半导体器件已使开关电源的工作频率达到了 MHz 级范围，因此，容性和磁性元件的重量与尺寸可以大大减小，故小型化成了设计工作的重要准则。

不过，小型化也带来了一些特殊的问题，例如①寄生参数限制了高频截止频率；②常规变压器的寄生特性是不能重现的；③小型电源设备的充分冷却通常成了问题。

由于开关电源的工作频率高，寄生参数在电路特性中起着重要的作用。为了保证良好的高频特性，变压器的漏感和绕组间的寄生电容必须很小，因为这两个寄生参数限制了高频截止频率。并且，贮存在寄生电容和漏感中的能量，在开关切换期间有可能产生损坏开关器件的高电压尖峰。这些尖峰在元件上引起的动态功率损耗和过量的应力，即是损坏器件的根源。减小漏感

可以由初级与次级绕组间的紧耦合来实现，也就是在绕组结构上采用很小的间距以及交错绕制的方法即可减小漏感，但与此同时又将致使绕组间产生大的寄生电容。为此，低的漏感和紧密绕组间的大寄生电容成了一对矛盾。所以在变压器设计中，应该将其漏感 ( $L_e$ ) 和寄生电容 ( $C_p$ ) 的乘积 ( $L_e C_p$ ) 看作是一种“特性影响因素”。在常规绕制的变压器中，这类寄生电容和漏感的影响和有关的高频特性几乎是不可控制的，因为在变压器制造过程中，绕组的几何形状有相当大的公差。而产生性能的重现性完全与绕组的几何形状的精确性相关。只有能够保证特性指标重现，计算寄生参数才能成为现实。

小型变换器组件能够使其内部耗散的热量传导出去的表面积也是较小的。为了使它们因热量散发慢而导致的过热温升得到控制，这就要求变换器的效率高。此外，扁平封装具有最大的表面积，故能够最大限度地内部热量传送到外界。出于此理由，小型变换器组

件被认为有扁平封装外壳的趋势，而常规结构的变压器是非常不适宜采用扁平封装的组件。

笔者设计了一种绕组集成在多层印制电路板（ML-PCB）上的变压器来探讨以上问题。该变压器的磁心由铁氧体材料制作，以一分为二的各为半个设置在多层绕组的两面，构成其无空气间隙完整磁路。这种结构的特点是：绕组的几何形状及其有关的寄生参数可以限定在仅有微小公差的印制电路板制造精度之内，以致可以重现；由于这种变压器的绕组是由铜箔层组成的，而整体变压器结构是扁平型的，而且很薄的铜箔绕组降低了集肤效应损耗，同时扁平结构具有比较大的散热面积；多层印制电路板变压器可以与其它元件一起集成在一块印制板上成为一体；印制电路板制造的自动化程度很高，但需要使用许多专用设备和技术，相对成本较高。

平面型高频变压器要探讨的主要问题是：多层印制电路板变压器的结构特点，寄生效应，线路绝缘及热性能。

## 2 ML-PCB 变压器结构

### 2.1 绕组结构

变压器绕组的多层结构是由若干双面印制电路板（即两层）间隔环氧树脂板粘压而成。而每一双层基板由一标准层厚为  $76\ \mu\text{m}$  环氧玻璃布板的两面各敷一层  $60\ \mu\text{m}$  的铜箔构成。双层板之间的环氧树脂绝缘层设计为  $200\ \mu\text{m}$ 。

在多层印制电路板中用不同的铜箔层做成绕组。各层之间要有供绕组互联的“通孔”，绕组的各匝通过“通孔”以串联或并联的方式彼此构成电联接。图1表示各匝通过通孔用串联方式互联的布局图。

图1所示为每一铜箔层制作了有两个“连接头”的单匝绕组。单匝绕组的“放置”位置要便于通过“通孔”互连。以串联形式安放的总匝数受连接头可用空间的限制，并取决于磁心的类型。

如图2所示的结构可以减少连接头数。在此结构中，双层板每个面上的绕组经明孔或暗孔以串联方式连接，这将要求在多层板装配前对每一块双层板上的通孔进行特殊加工，这将增加费用，但可以给连接头留出一定的空间。图1所示的结构，对所有的通孔可以在多层

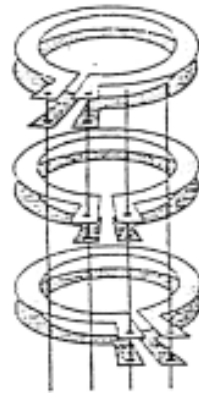


图1 初级绕组结构布局图

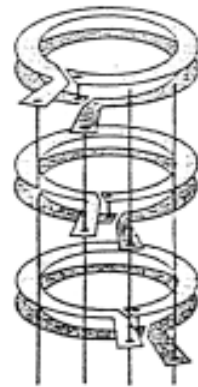


图2 初级绕组交替结构布局图



图3 次级绕组结构布局图

板装配后一次完成加工。对变压器的次级绕组，匝间为并联连接，如图3所示，其标准通孔是很容易加工的。

ML-PCB 变压器样品的窗口利用率约30%，这是由于双面基板中的环氧层包括双面板之间的绝缘层占用了一部分变压器绕组的空间。这个窗口利用率与用绞合线作绕组的常规高频电源变压器的窗口占有率相接近。

### 2.2 寄生效应与绕组布局

以三种类型的ML-PCB 变压器研究其寄生效应。每

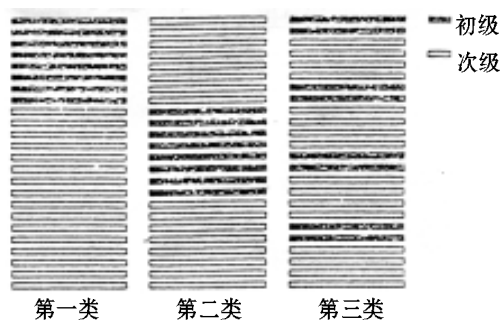


图4 样品绕组的结构布局

一类变压器的绕组结构各不相同，所以它们都有不同的漏感和寄生电容。图4为所述三种类型变压器绕组的结构布局：

第一类，初级绕组和次级绕组分为两个分离的组合；

第二类，初级绕组夹在次级的两个绕组之间。

第三类，初级绕组和次级绕组采用交替布局结构。

### 2.3 铁氧体磁心

选择合适的磁心是保证变压器性能的重要问题。多层印制电路板变压器绕组结构是片状的，因此可用窗口尺寸相对较高的一类标准磁心。该标准磁心经过对两只半个磁心研究可以适合用ML-PCB绕组，从而减小了变压器磁心的高度。设计样品选用的是 Philips 公司的 RM-14 磁心。该磁心的孔径大到足以装入绕组并且为连接头留出了足够的空间。RM-14 磁心的参数为：

|        |                          |
|--------|--------------------------|
| 有效截面积  | $A_e=198\text{mm}^2$ ;   |
| 有效磁路长度 | $L_e=70\text{mm}$ ;      |
| 磁心有效体积 | $V_e=13900\text{mm}^3$ ; |
| 磁心组重量  | $M_c=74\text{g}$ ;       |
| 相对磁导率  | $\mu_r=2000$ 。           |

RM-14磁心与 Philips 公司为高频电源应用专门设计的新型铁氧体磁心 3F3 是通用的 (3F3 的主要技术参数为:  $B_{\text{sat}}=330\text{mT}$ ,  $T_c>200^\circ\text{C}$ , 在  $400\text{MHz}$ 、 $50\text{mT}$  时的  $P_{\text{loss}} \leq 150\text{w}/\text{dm}^3$ )。

ML-PCB 变压器样品在实验室里用  $1\text{MHz}$  的  $5\text{V}-25\text{A}$  型变换器进行测试。在此，ML-PCB 变压器的匝数比为  $1:8$ ，次级具有中心抽头 (见图 3 示)。

初级绕组为 8 匝，由暗孔方法串联，如图 2 所示。对于每一个次级绕组抽头，其 8 匝以并联方法连接，以便初级与次级之间均分铜损。为了得到 24 层不同的绕组层，必须要有 12 块双层基板，它们做成的 ML-PCB 变

压器线包的厚度为  $5\text{mm}$ 。已知标准的 RM-14 磁心的窗口高为  $20\text{mm}$ ，与线包的厚度相差很大，为此应对磁心的两个半只各作磨削加工，以减小磁心窗口的高度，与线包得以良好配合。

经磨削修正后的 RM-14 磁心，除窗口高度恰好满足线包装配外，磁心重量减少为  $40\text{g}$ ，有效窗口周长为  $30\text{mm}$ 。最后装配成的变压器结构呈扁平型，且有了一个相对扁平而且较宽的窗口，为电源设计中所要求的扁平铜绕组提供了足够的空间。

## 3 寄生效应和高频特性

### 3.1 漏感

漏感表示初次级之间不完全耦合感应所产生的寄生效应，漏感是集总参数。耦合系数小于 1 表示变压器绕组的空隙中产生有磁场，贮存于该磁场中的磁能  $E_s$  与漏感  $L_s$  的关系式为：

$$E_s = \frac{1}{2} L_s I^2 \quad (1)$$

式中， $I$  是通过初级绕组的电流， $L_s$  则是转换到初级的总漏感。

为了求得漏感值，需要研究变压器绕组空隙中的磁场分布。如果  $B$  分量已知，则贮存于磁场中的能量只要通过体积积分就能求得：

$$E = \frac{1}{2} \mu \mu_0 \int_v B^2 dV \quad (2)$$

式 (2) 计算式的前提条件是①变压器绕组空隙内的电磁场结构是旋转对称结构；②漏磁通被限制在初级与次级绕组间的区域且在该区域的每个点有相同的方向与数值。由于 ML-PCB 变压器的特性与该前提条件有较大差异，故用式 (2) 求得的误差将达到  $100\%$ 。为此，ML-PCB 变压器的磁场将借助磁势向量  $A$  来描述，在准二维结构中的表达式为：

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = -4\pi J \quad (3)$$

式中  $J$  是在点  $(x, y)$  的电流密度。在绕组间隙内， $J=0$  (导线外面)，或  $J \neq 0$  (导线里面)。

磁场的  $B_x$  和  $B_y$  分量可由磁势  $A$  求得：

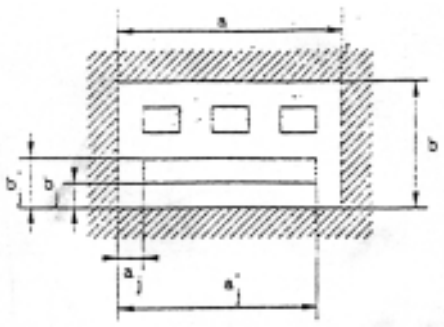


图5 罗思提出的线圈剖面图

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}, \quad B_y = \frac{\partial A}{\partial x} \quad (4)$$

现在有多种计算机程序可用来解这些方程。其中有一种准二维结构磁场分量分析法，它描述了被铁氧体包围的绕组空隙的磁场交会，故它适用于ML-PCB变压器。

图5表示任意变压器结构的磁场交会。

由图5给出的几何参数来描述磁势A的方程式见式(5)。

$$A = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} A_{ik} \cos(m_i x) \cos(n_k y) \quad (5)$$

式中， $m_i = (i-1)\pi/a$ ， $n_k = (k-1)\pi/b$

$$A_{ik} = \frac{16\pi}{10ab} \sum_{j=1}^q \frac{I_j [\sin(m_i a'j) - \sin(m_i a_j)]}{(a'j - a_j)(b'j - b_j) m_i n_k (m_i^2 + n_k^2) [\sin(n_k b'j) - \sin(n_k b_j)]}$$

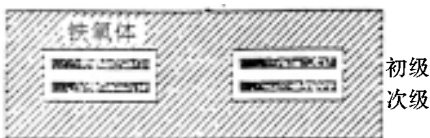


图6 线圈横截面

这里的q是在绕组空隙中单根导线的数目， $I_j$ 是在导线j中的电流。

因为磁势向量A已确定，磁场分量就可按式(4)求解，然后按式(1)式(2)计算漏感。

为了说明多层变压器内部的基本磁场，讨论一匝初级和一匝次级的结构，该绕组的空隙由高磁导率的铁氧体包围，图6表示该绕组的磁场交会。用罗思理论计算该交会各个网格点上的磁场分量，结果可表示为如图7(a)所示的绕组空隙中的线素，线素表示在绕组空隙中该点上的磁场方向，犹如一个指南针。这些线素不提供有关磁场绝对

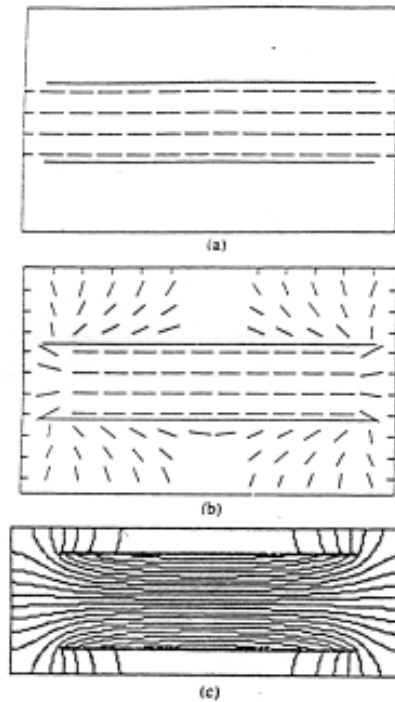


图7 在线圈区中磁场磁力线的计算机模拟结果 (a)按罗思的表达式 (b)有限元计算 (c)一阶近似

值的直接信息。图7(b)给出的是磁力线作用力图；图7(c)是根据近似值画出的线素，图中可见，该近似值的误差主要发生在绕组周围边缘及绕组与磁心之间的空隙中。

### 3.2 磁化电感

磁化电感由磁心的参数和初级绕组匝数确定：

$$L_e = \frac{\mu_o \mu_r A_e N^2}{l_e} \quad (6)$$

式中， $\mu_o$  空气磁导率

$\mu_r$  铁氧体磁心的相对磁导率

$A_e$  磁心有效截面积

$l_e$  窗口有效周长

经磨削修正后的RM-14型磁心的窗口有效周长约2 × 15=30mm，略小于该磁心的标称周长。因此得到（指3F3磁心）：

$$\mu_r = 2000, \quad l_e = 40\text{mm}, \quad A_e = 198\text{mm}^2, \quad N = 8,$$

$$L_e = 633 \mu\text{H} \quad (\text{注，实测值为 } 640 \mu\text{H})$$

### 3.3 绕组间寄生电容

由于初级绕组与次级绕组间的寄生电容  $C_{ps}$  严重影响着变压器的高频特性，故要其尽量地小。在多层印制电路板变压器结构中，其绕组是由平行的扁平面导电

表1

| 样品号 | $L_s$  |       | $L_e$       |             | $C_{ps}$ |       | $L_s C_{ps}$<br>测试值       |
|-----|--------|-------|-------------|-------------|----------|-------|---------------------------|
|     | 测试值    | 计算值   | 测试值         | 计算值         | 测试值      | 计算值   |                           |
| 1#  | 1050nH | 975nH | 640 $\mu$ H | 633 $\mu$ H | 117PF    | 119PF | $1.23 \times 10^{-6} S^2$ |
| 2#  | 450nH  | 365nH |             |             | 164PF    | 159PF | $0.74 \times 10^{-6} S^2$ |
| 3#  | 285nH  | 130nH |             |             | 589PF    | 567PF | $1.68 \times 10^{-6} S^2$ |

条状铜箔组成的，因此其  $C_{ps}$  容易计算。两个绕组间的电容要使用二块平行导电板之间的电容计算公式求得。表1给出了ML-PCB变压器样品  $L_e$ 、 $C_{ps}$  值。可见其绕组间的寄生电容值不是很小。样品3的  $C_{ps}$  为589PF，这个值在大多数情况下是不能被接受的。

扁导线与环氧树脂（其  $\epsilon_r=7$ ）结合成间距非常紧密的结构，其寄生电容的结果不能尽如人意。由于电路总的高频特性是由  $L_e$  和  $C_{ps}$  的乘积决定的，所以在寄生电容存在的情况下，只能以非常低的漏感来弥补，这用改变绕组结构的办法进行寄生电容与漏感之间转换是比较容易实现的。

表2

|              | RM-10 变压器         | ESTROV 变压器         | 平面型变压器            |
|--------------|-------------------|--------------------|-------------------|
| $R_p(DC)$    | 10.4m $\Omega$    | 120m $\Omega$      | 41m $\Omega$      |
| $R_s(DC)$    | 0.9m $\Omega$     | 1.25m $\Omega$     | 0.7m $\Omega$     |
| $L_s$        | 1800nH            | 2200nH             | 450nH             |
| $C_{ps}$     | 50PF              | 75PF               | 164PF             |
| $L_e$        | 300 $\mu$ H       | 445 $\mu$ H        | 640 $\mu$ H       |
| $L_s C_{ps}$ | 96fs <sup>2</sup> | 165fs <sup>2</sup> | 74fs <sup>2</sup> |

表2给出了平面变压器样品的寄生特性和LC乘积。表1可见样品2#变压器绕组结构的寄生干扰因素最低且是最接近理想变压器的。为了进行比较，表2同时列出了与ML-PCB变压器相类似使用的RM-10磁心的常规1:8变压器，以及由Estrov设计的变压器。

从表2可见，ML-PCB变压器的漏感很小，磁化电感则相对较高，同时有相对较高的绕组间寄生电容。然而其LC乘积仍较低，这是因为较低的漏感起了补偿作用。由此可见，因为低漏感优于绕组间的寄生电容，ML-PCB变压器结构很适合用于高频电源之中。

## 4 高压绝缘性能

任何电源变压器都有绝缘要求。在ML-PCB变压器中，所有的导体层（铜箔）都被作为敷铜基板的环氧玻璃布板和作为层间粘合剂的环氧树脂隔离及绝缘。在这种结构中，如再提“绝缘级别”和“爬电间距”要求是不合适的。在试验样品中，初次级绕组间用200 $\mu$ m厚度的环氧树脂层隔开。该环氧树脂出厂的技术指标是：能承受30V/ $\mu$ m电压，因此变压器绕组间的绝缘层能达到6kV的耐压特性。将样品放在温度为40 $^{\circ}$ C，相对湿度为90%的环境中5个昼夜后，经检测，其初次级之间的击穿电压仍超过4kV，而绕组与铁心之间的击穿电压则为2.5kV。所以，绕组间的耐压值令人满意的。绕组与铁心间的绝缘特性比希望值低些，可能是操作不当或环氧树脂中存在小气泡的原因。通过改善工艺条件将可能得到满意的耐压强度。

## 5 热控制

首先讨论可以预测层间和整个变压器温升的ML-PCB变压器的热模型。该热模型的热通道是沿径向由上向下，即绕组产生的热量通过磁心而进入散热片，即热量向绕组的双面传递，可以将其热性能用等效电路来模拟，如图8所示。

然后计算多层绕组中的温度分布，为此必须知道每层中耗散的热量以及每层的热阻。已知各层的热阻率为：

|                   |                        |
|-------------------|------------------------|
| 60 $\mu$ m 铜层     | 0.00034 $^{\circ}$ C/W |
| 76 $\mu$ m 环氧基板层  | 0.67 $^{\circ}$ C/W    |
| 200 $\mu$ m 粘贴树脂层 | 1.8 $^{\circ}$ C/W     |
| 铁氧体磁心（PCB至散热片）    | 2.9 $^{\circ}$ C/W     |

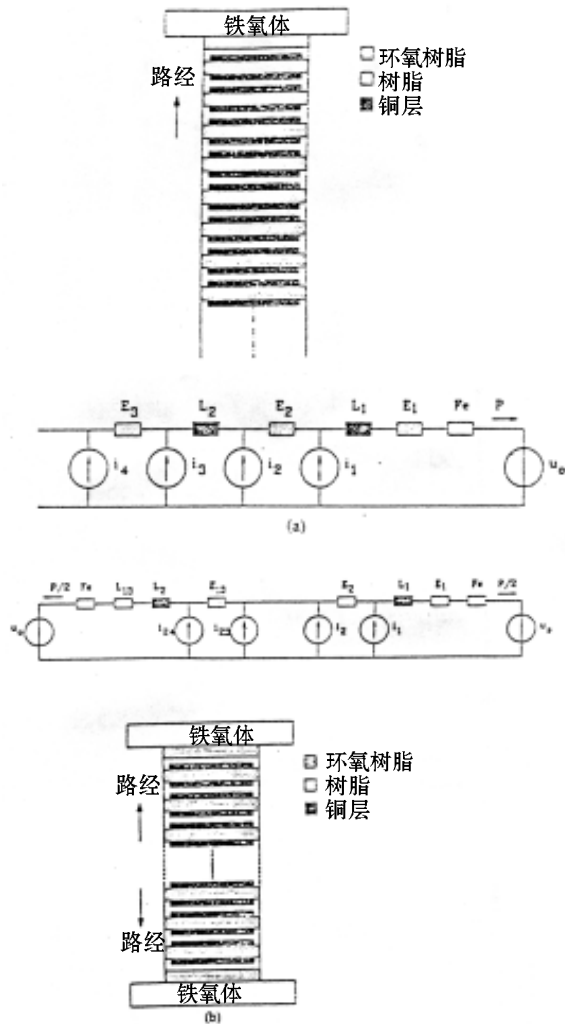


图8 热传递模型：(a) 单面冷却（印制板安装）  
(b) 双面冷却

假定次级的有效电流值是 25A，次级绕组每个抽头的直流铜阻为 0.7mΩ；而初级直流铜阻为 41mΩ，计算结果为在 1MHz 频率时，总的铜损接近于 0.8W。加上等量的铁损，按图 4 可以计算出最大温升。

在多层绕组以单面热传递的情况下，多层绝缘面的温度将高于散热片 15℃；而以双面传热时则约高出 5℃。所以，在双面传热时，温升可保持在适合的范围。但是，由于绕组的厚度受到环氧树脂（粘贴）层公差的影响，就比较难于在铁氧体磁心和多层绕组间建立起热传导关系式。

由于多层绕组的直流铜阻很小，加之其周围有良好

的传热环境，故 ML-PCB 变压器能够控制大的温升。在实验室里，直流变换器模型的 ML-PCB 变压器在 5V-35A 范围工作时，其功耗约为总输出功率的 1%。

### 6 寄生特性的重现

ML-PCB 结构变压器的特点之一是能够重现寄生效应。由于 PCB 敷铜基板在制造过程中产生的公差很小，作为粘结基板的环氧体树脂层的公差也可以控制在 15% 以内。在前者的公差忽略不计的情况下，对漏感和绕组间寄生电容产生的影响约在 10% 的公差范围以内。

### 7 结论

文章论述了多层印制电路板变压器的设计制造技术，并以样品为例讨论了其特性。这种结构具有低漏感和高磁化电感的特点，漏感约为磁化电感的 0.1%。尽管绕组内的寄生电容相对较高，但其 LC 之积是低的，



图9 实验变压器

所以 ML-PCB 变压器结构仍是最低的“干扰因素”。而且，设计师还可以预先通过改变绕组结构的方法来调整漏感和绕组间的寄生电容。

为了使 ML-PCB 变压器的使用功率达到 200W，使用了改进的 RM-14 磁心，多层绕组则足以达到要求的电感量。图 9 是工作频率为 1MHz 的增压变换器中的用作测试的实验变压器。这种结构紧凑的变压器样品表现出了良好的电绝缘性能和热性能。但是，仅仅环氧树脂（胶粘）层的公差将会使寄生漏感和绕组间的寄生电容引起 10% 的公差，这使产品性能的重现受到了某些限制，这也是为制造工艺技术提出的研究课题。

参考文献（略）