

第五章 磁元件设计

一般电源工程师宁愿花很多时间进行电路设计，而不愿意设计一个磁元件。设计磁元件要决定许多事情：磁芯材料，磁芯形状，导线类型等等。而设计好的磁元件的参数对电路性能有怎样的影响，总不像电路设计那样心里有数。当设计完成以后，还要在实验室检测性能。即使性能获得通过，然后你还得确定设计的产品成本是否合理。

一般工程师对磁的有关问题感到困惑，为此，这一章将介绍磁的基础知识，并给你很多的磁元件设计的实际信息。在磁元件设计和电路试验时，具有很强的物理概念是十分重要的。本章在介绍材料之后，其余部分逐步介绍做好磁的设计，包括你的设计如何制造出来。在文献中已详细介绍了磁元件设计。这里只说明如何做好、怎么做、和具体磁设计的关键工程问题。

5.1 两个基本定律

让我们从两个基本定律开始，所有的磁问题都服从这两个个基本定律：安培定律和电磁感应定律。

1. 安培定律

安培定律也称为安培环路定律或全电流定律。参考图 5-1,一个磁性均匀的环,在环的圆周上均匀绕 N 匝线圈,平均圆周长为 l ,线圈通过电流为 I , 根据全电流定律,其磁场和电流关系为

$$IN = Hl \quad (5-1)$$

则在国际单位制 (MKS) 中磁场强度

$$\vec{H} = \frac{IN}{l} \quad (\text{A/m}) \quad (5-2a)$$

在实用单位制 (CGS) 中磁场强度

$$\vec{H} = \frac{0.4\pi IN}{l} \quad (\text{Oe}) \quad (5-2b)$$

在使用单位制 (CGS) 时, 磁场强度为奥斯特 (Oe), 它与 MKS 制关系为

$$1(\text{Oe}) = \frac{10^2}{0.4\pi} \quad (\text{A/m})$$

从式 (5-1) 可见, 电流增加磁场增加。

2. 电磁感应定律

第二个定律是电磁感应定律。它实际上包含两个定律：法拉第定律和楞次定律。

图 5-2 中一个 N 匝线圈, 包围面积 A 。如果包围的面积 A 中的磁通 (不管是自身线圈电流磁场, 还是外加磁场) 发生变化, 那么在线圈的两端将产生一个电势, 这个电势大小与线圈包围磁通链变化率的关系为

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d(BAN)}{dt} = -e$$

或

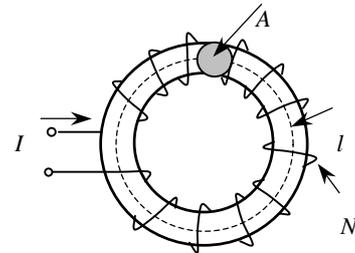
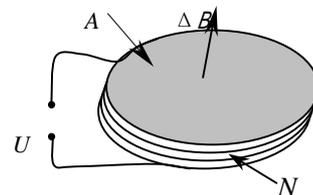


图 5-1 安培定律



A—面积 B—磁感应强度

图 5-2 变化的磁场产生感应电势

$$U = NA \frac{dB}{dt} \quad (5-3)$$

U —线圈端电压, $d\psi/dt$ 表示磁链的变化率。感应电势在外电路产生电流, 此电流产生的磁场始终阻止磁通变化。

3. 电感

让我们从电磁感应定律来求得电感。对于图 5-1 环形线圈来说, H 是不考虑材料的空间磁场, 而 B 是磁材料内部的磁场。它们之间的关系为

$$B = \mu H$$

我们可以认为 μ 是磁材料将磁场放大的倍数, 因为有磁材料比没有磁材料内部磁场大 μ 倍。假定 μ 是常数, 根据电磁感应定律有

$$U = NA\mu \frac{dH}{dt}$$

根据安培定律

$$H = \frac{iN}{l}$$

得到

$$U = \frac{N^2 A \mu}{l} \frac{di}{dt}$$

所以电感定义为

$$L = \frac{N^2 A \mu}{l} \quad (5-4)$$

请注意, 电感量与匝数平方成正比。根据这个定义, 我们获得电磁感应另一个表达式:

$$U = L \frac{di}{dt} \quad (5-5)$$

可见电感端电压与流过的电流变化率成正比, 电感阻止其电流变化。

5.2 单位

在电路中, 电压、电流和电阻不会产生麻烦。遗憾的是磁存在两个单位制: 国际单位制 MKS 和实用单位制 CGS。由于历史原因, 这两种单位制在磁元件设计时一直混合应用。英美书籍中使用单位。所以在设计时, 你应当特别注意使用的单位和变换系数, 如 10 的方次和 π 。作者建议你最好使用国际单位制, 只是在 μ 时考虑 4π 。表 5-1 列出一些 CGS 单位制转换为 MKS 单位制的变换关系。

表 5-1 一些 CGS 量转换为 MKS 制

量	MKS	CGS	CGS→MKS 系数
磁场强度 H	A/m	Oe	$10^2/0.4\pi$
磁感应强度 B	T	G	10^{-4}
磁通 ϕ	Wb	Mx	10^{-8}
磁导率 μ	H/m		$4\pi \times 10^{-7}$
真空磁导率 μ_0	H/m	1	$4\pi \times 10^{-7}$
面积 A	m ²	cm ²	10^{-4}
长度 l	m	cm	10^{-2}

此外在英语书中还常用英制度量单位, 1 英寸等于 2.54 厘米 (cm)。1 园密尔等于 $5.07 \times 10^{-6} \text{cm}^2$, 1 密尔为千分之一英寸。电流密度每安 500 园密尔约等效为 4A/mm^2 。

应当注意到 MKS 制在所有公式和运算中没有 CGS 制中讨厌的 4π , 只在 μ 和 μ_0 中有 4π , 而 CGS

制 μ 和 μ_0 都没有 4π 。MKS制为比较材料方便，引入相对磁导率概念，它等于材料的磁导率（称为绝对磁导率）与真空磁导率之比

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

在CGS制 μ_0 为 1，因此MKS制中 μ_r 与CGS中的 μ 数值相同。

5.3 变压器

1.理想变压器

在许多应用情况下，实际变压器在不同的目的可以近似为一个理想变压器，并可以用它构成一个非理想变压器模型。所谓理想变压器就是所有线圈耦合的磁通完全相同，即没有漏磁；磁芯磁导率无穷大，且没有损耗；线圈没有电阻和分布电容等等，可以认为这样的磁元件多大的功率进入，就有多大的功率出来，而且没有延迟。它区别于一个电感的能量传输，电感需要一定的时间储能，而且释放也同样需要时间。

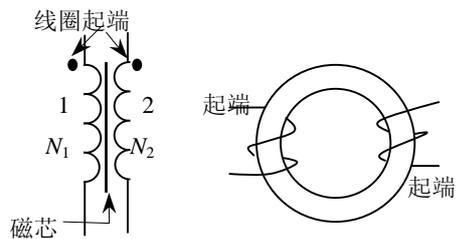


图 5-3 理想变压器

理想变压器具有两个线圈，绕在一个磁芯上，如图 5-3 所示。磁芯为磁性材料。电流方向从同名端流入，如图中“·”所示。如果两个“·”流入电流，在磁芯中产生相同方向的磁场，“·”端都是线圈的起端或末端。

根据电磁感应定律，变压器的线圈“1”边（初级）有

$$U_1 = N_1 A_1 \frac{dB_1}{dt}$$

而线圈“2”边（次级）有

$$U_2 = N_2 A_2 \frac{dB_2}{dt}$$

因为两个线圈在一个磁芯上，截面积 $A_1 = A_2 = A$ 。同时由于变压器是理想的，在一个线圈中的磁通完全与另一个线圈耦合（理想），即 $B_1 = B_2 = B$ ，则

$$\frac{U_1}{N_1} = \frac{U_2}{N_2} \quad (5-6)$$

这就是计算变压器时通常称为每匝伏特。此式指出理想变压器每匝线圈的电压是相同的。

理想变压器的能量是守恒的，即这里磁场不存储能量，进去的能量与出去的能量精确相等，而且没有延迟。因此：

$$U_1 I_1 = U_2 I_2 \quad (5-7)$$

联解式 (5-6) 和 (5-7) 得到

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \quad (5-8a)$$

或

$$I_1 = \frac{I_2 N_2}{N_1} \quad (5-8b)$$

因此，如果电压升高，则电流下降。

为保证能量传输，在初级线圈中还应当流过磁芯中磁通变化所需的激磁电流 i_m 。初级实际电流是式(5-8b)负载反射电流与激磁电流 i_m 之和。不过一般 i_m 远小于负载反射电流罢了。

2. 反激变压器

在第二章我们分析过反激变换器。反激变压器在名称上与一般变压器相同，但在能量传输方式有本质不同。虽然反激变压器能完成能量传输：输入功率等于输出功率，但是，它在功率变换器中一个开关周期不同的时间起电感和变压器双重作用。

在开关导通期间，反激变压器(图 5-4(b))的作用像一个电感。当功率开关导通后，输入电压加在变压器初级，初级像电感一样(图 5-4(a))，电流斜坡上升，能量存储在初级电感中， $W = LI_1^2/2$ 。当功率开关截止时，电流不能在初级流通，感应电势迫使次级二极管导通(图 5-4(b))，能量从初级传递到次级，并提供给负载。此时反激变压器起变压器作用。就这样在一个开关周期内，既作为电感，又作为变压器。

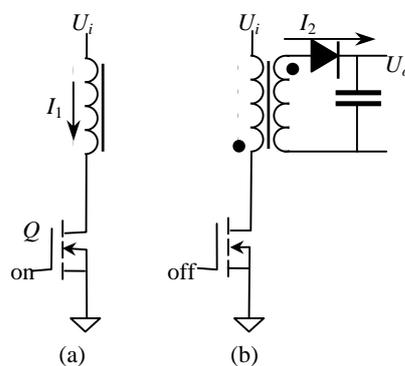


图 5-4 反激变压器

3. 实际变压器

实际变压器是不理想的。磁芯磁导率不是无穷大，即有一定的激磁电流。线圈不完全耦合，存在漏感。磁芯和线圈有损耗，同时磁芯会饱和。或许线圈不良耦合是最重要的不理想。

线圈间不完全耦合主要在于磁没有绝缘体，因为磁芯磁导率不是无限大，往往磁芯周围空间也是磁路的一部分。例如图 5-5 中，线圈在磁芯中建立的磁通不完全约束在磁芯中，而有很小部分经过空气。在气隙磁芯中，磁场迫使磁通经过空气，但有一些磁通不返回磁芯，只经过空气返回。从理论上说，线圈均匀分布绕在环形磁芯上耦合最好，但线圈不可能完全对称，

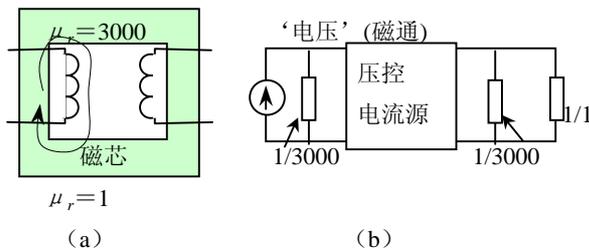


图 5-5 变压器等效电路

总有很少部分磁通经过空气。根据磁电模拟，图(5-5a)的模型如图(5-5b)所示。电压激励的左边线圈象一个电流源，磁芯的磁导率看起来象电导，用一个电阻来模拟，电阻值反比于磁导率(1/3000)。引起的电压(磁通)在右边磁芯在转变为电流源。此反射电流流过磁芯(电阻反比于磁导率=1/3000)和空气(电阻等于 1/1)。此模拟磁通既经过磁芯也经过空气，相对量由两者磁导率决定：磁通经过磁芯是 3000/3001；而经过空气的此同为 1/3001。

通过空气的部分用一个不经过磁芯“电阻”的电流来模拟，所以加在次级的电压比初级小。(这些电阻是并联，电流产生一个小电压)。因为有些磁通不耦合到次级，考虑这个不完全耦合，我们修改先前的理想变压器模型。得到修改的模型(图 5-6)在模型的中部，仍是理想变压器，漏感与理想变压器串联。

例：如果初级 10 匝电感 $100\ \mu\text{H}$ ，40V 和次级 20 匝 $400\ \mu\text{H}$ ，80V，那么，次级具有初级电感的 4 倍（电感之比是匝数的平方比）。如果初级漏感 $1\ \mu\text{H}$ ，相当于在次级即 $4\ \mu\text{H}$ 。不管在变压器那一边，引起电压降的百分比是相同的： $1\ \mu\text{H}$ 相当于初级 1 匝电感（因 $(10\ \text{匝})^2$ 对应 $100\ \mu\text{H}$ ， $(1\ \text{匝})^2$ 对应 $1\ \mu\text{H}$ ），次级 $4\ \mu\text{H}$ 相当于 2 匝。所以初级是每匝 4V，是 40V 的 10%，而次级每匝 $4\text{V} \times 2 = 8\text{V}$ ，是 80V 的 10%。图 5-6 中十分清楚。

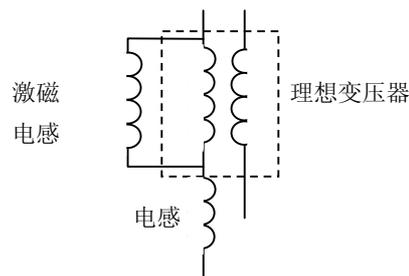


图 5-6 具有次级电感和漏感的实际变压器

5.4 磁芯材料

变压器使用实际磁材料不仅有损耗，而且磁导率也不是无穷大，还会饱和。同时损耗、磁导率和饱和都与温度有关。几种常用材料特性如表 5-2 所示。不同磁元件对磁材料要求是不同的。此外，体积重量、价格以及是否易购买也是材料选择的影响因素。

在高频开关电源中，使用最为广泛的是铁氧体。一是因为铁氧体高频较低的损耗，另一方面磁芯结构规格齐全而且价格较低。但饱和磁通密度低，温度特性差。

表 5-2 磁芯材料：优点，缺点和应用

材料	考虑
空气	<p>优点：空气不会饱和</p> <p>缺点：相对磁导率为 1，你只能获得很小电感，实际上，这意味着用空心线圈你最高只能得到几个微亨的电感。此外，散磁通分布在空间，这引起损耗和 EMI。</p> <p>应用：空心线圈主要用在只需要几个微亨的射频电路。偶尔也用于超高频功率变换。实际应用很少。</p>
铁氧体	<p>优点：铁氧体具有高磁导率，保证变压器高的激磁电感。磁导率随磁通密度相对常数，同时有各种铁氧体材料可以在不同频带获得最小损耗。通常将磁芯开气隙，来控制铁氧体有效磁导率。</p> <p>缺点：铁氧体硬饱和</p> <p>应用：典型用于功率变压器和噪声滤波。</p>
钼皮莫合金粉芯 (MPP)	<p>优点：MPP 磁芯软饱和。有许多不同磁导率磁芯，而且磁导率由厂商控制。</p> <p>缺点：在典型开关频率下，MPP 比铁氧体损耗高。</p> <p>应用：主要用于电感磁芯和直流大电流噪声抑制。</p>
铁硅铝粉芯 (kool μ)	<p>优点：同样软饱和，可以买到不同磁导率磁芯。价格比 MPP 低。</p> <p>缺点：损耗比 MPP 大。</p> <p>应用：与 MPP 应用地方相同，但价格比体积更重要。</p>
合金材料	<p>优点：高饱和磁感应强度，磁导率高，高居里温度，在高密度、高温变换器中钢带可能是唯一的选择。</p> <p>缺点：在高频时比铁氧体损耗高得多，有些合金价格很高。极硬饱和。但非晶合金相对低廉，非晶合金中微晶损耗也低。</p> <p>应用：功率电感，低频功率变压器。硅钢在 40kHz 以下电感，微晶用于 100kHz 以下变压器。</p>

1. 饱和

所谓磁芯饱和从机理上说磁材料内部磁畴全部取向外磁场方向；从外部特性说是磁芯的磁场强度增加到某一数值时，相对磁导率从很大降低到 1 所对应的磁通密度称为饱和磁通密度 B_s （工程上对不同材料，规定最大磁场强度 H_s 或 μ_r 下测量的 B_s 。例如铁氧体规定磁场强度近似 12A/cm 对应的磁通密度为 B_s 。而硅钢规定相对磁导率下降到 100 时对应的磁通密度为 B_s ）。饱和以后，电感量迅速

下降，在某些电路中可能引起电流过大而损坏功率器件。

实际上，皮莫合金、钴基非晶、硅钢、铁氧体在很小磁场强度就迅速进入饱和（所谓“硬饱和”），即“硬饱和”。而且，饱和磁通密度与温度有关。例如铁氧体一般在 25℃时 0.51T，而在 100℃时 0.32T。由于磁性元件总是有损耗的，高温下饱和磁通密度才有意义，这是使用者应当注意的。因此，铁氧体使用时，不管是变压器，还是电感，饱和磁通密度不应当超过高温下的 B_s 。

然而，磁粉芯的磁导率随磁通密度增加慢慢减少（所谓“软饱和”）。这样的材料没有一个严格意义上的饱和。

2. 其它限制

居里温度 T_j

如果某磁芯材料工作温度超过某个温度，磁芯将失去磁性，并且不可恢复地失去磁导率，这个温度称为居里温度。对于 3F3 材料的居里温度为 200℃，要是真的达到这个温度，线圈骨架就要熔化了，导线绝缘也要失去绝缘性能。当然如果磁芯采用高温绝缘导线可能达到居里温度，显然效率是不允许的，这是不行的。

损耗

在磁芯中有磁通变化，就有损耗。主要是磁滞、涡流和剩余损耗。与磁芯工作频率 f 、磁通密度摆幅 ΔB 和温度有关。特别是在高频，单位体积（或重量）损耗与 f 和 ΔB 成指数关系。损耗将引起磁芯发热，使得磁元件温度升高，绝缘材料限制温升，也就限制了磁芯损耗。然而直流磁通密度不引起磁芯损耗。如果没有交流纹波的电感也没有磁芯损耗。

材料的损耗特性通常以图或方程的形式给出。这些损耗是在正弦波激励下获得的。如果磁通密度有直流量，同时激励波形不是正弦波，因为 B-H 曲线不同损耗也不同。对于这样的情况准确计算十分困难（因为损耗与磁通密度 B 的关系是非线性的，你不能将磁通分解成傅立叶谐波分量）。你先用正弦激励下的损耗近似，要是你一定要确切知道磁芯损耗，只有进行实际测量。

铁氧体磁芯单位体积损耗可以表示为

$$p = \eta f^\alpha B^\beta \quad (\text{W/cm}^3)$$

式中 η — 材料系数； $\alpha = 1.2 \sim 1.7$ ； $\beta = 2.2 \sim 2.7$ 。

对于铁氧体，自然冷却条件下在损耗曲线上一般按 100mW/cm³选择磁通密度。对于单向磁化的正激变换器，或断续模式电感或反激变压器，对应 100mW/cm³的磁通密度加倍，当然加倍以后应当小于高温下饱和磁通密度。

5.5 最佳设计

在设计一个磁元件时，应当使得设计的元件体积最小。但是磁芯有损耗，线圈有线圈损耗。磁元件损耗是两者之和。损耗导致磁元件温度升高。过高的温度破坏导线的绝缘同时效率降低。根据所采用的绝缘等级，也就限制了磁元件的温升，就是限制磁元件的损耗。要是使得总损耗最小，应当线圈损耗等于磁芯损耗。如果是变压器，次级损耗应当等于初级损耗。这意味着：

- 1.对于给定磁芯，如果磁芯损耗远小于线圈损耗（初级与次级铜损耗之和），你应当减少匝数；这将增加磁通密度，磁芯损耗增加，而铜损耗减少。使得总损耗减少。
- 2.相反，对于给定磁芯，如果磁芯损耗远大于铜损耗，你应当增加匝数。这将使得磁通密度减少，损耗也随之减少，而铜损耗增加。总损耗减少。
- 3.初级和次级分配相同的窗口面积：如果次级匝数多，次级导线必然比较细。如果有几个次级，按

输出功率分配窗口面积。(即输出功率大,所占的窗口也大,所以每个次级 I^2R 损耗相同)

当然,这只是个设计原则,大多数情况下还有其它考虑,如匝数取整,并不严格遵守。但不要相差太多,例如 3:1,相差 20~30%使比较好的。如果是一个直流滤波电感,由于交流分量一般是直流分量的 20%,所以磁芯损耗一般可以忽略不计,磁元件的损耗主要是铜损耗,就不必遵守损耗相等的原则。

5.6 磁粉芯直流电感设计

因为这是一个电感,可以选择磁粉芯 MPP 或 Kool M μ , 或气隙铁氧体(铁氧体电感设计详见文献 2)。为说明磁粉芯材料选择方法,因工作频率很高,为了较低的损耗,我们选择 MPP。在实际设计中,要看体积、成本和磁芯是否能买到等因素决定材料选择。当然成本还包含电感制造是否容易,采用磁粉芯往往要用环形绕线机,粗导线还得人工绕制,成本高。此外磁粉芯的磁导率随直流偏置不同而变化,电感量在轻载和重载是不同的,对开关电源的闭环设计有影响,这也是应当注意的。均匀气隙铁氧体磁芯的磁导率在磁芯不饱和时,有效磁导率随偏置磁场不同变化很小,气隙磁芯电感一般为线性电感。

直流滤波电感设计如果采用铁氧体气隙磁芯,文献 2 有详细的设计的步骤。这里不再介绍。这里仅介绍采用磁粉芯设计电感。

1. 电感参数

Buck 变换器输出滤波电感

输入电压: 15V; (为简单,假定输入电压不变化)

输出电压: 5V, 电流: 2A;

工作频率: 250kHz

电感量: 35 μ H, 电流 0 到 2A 允许磁芯磁通变化部超过 20%, 即电感量变化不超过 20%;

绝对损耗: 300mW

自然冷却, 温升 ΔT : 40°C

根据以上要求可以得到 $D=5/15=0.33$; 纹波电流峰峰值 $dI=Udt/L=(15-5)(33\% \times 4 \mu s)/35 \mu H=0.377A$ (约为直流分量的 20%); 电感绝对损耗为 300mW, 磁芯损耗和线圈损耗各占 50%, 所以最大损耗电阻为 $R=P/I^2=150mW/2^2=37.5m\Omega$ 。电感变化量小于 20%, 这就意味着, 临界连续时需要的电感是 44 μ H ($44 \mu \times 80\%=35 \mu H$)。

2. 磁芯选择

因为工作频率高, 采用 MPP 材料的磁粉芯, 因而必须有 Magnetics 公司的产品手册。步骤如下: 计算要求的电感存储的能量 \rightarrow 查阅磁芯选择指南 \rightarrow 获得磁芯型号和 μ \rightarrow 查找磁芯尺寸 \rightarrow 查得 A_L \rightarrow 根据要求的电感量试算所需匝数 \rightarrow 计算磁场强度 \rightarrow 查阅磁导率下降百分比 \rightarrow 达到要求的电感增加还是减少匝数 \rightarrow 改选磁芯 \rightarrow 重复以上步骤, 直到达到要求的电感量 \rightarrow 计算导线尺寸 \rightarrow 计算铜损耗 \rightarrow 计算脉动磁通密度分量 \rightarrow 计算磁芯损耗 \rightarrow 计算总损耗 \rightarrow 计算磁芯温升, 保证在合理范围内

3. 第一次试算

这里采用 MPP 磁粉芯设计我们的电感, 首先查阅 Magnetics 公司的产品手册。从手册中找到选择指南图 5-7, 这里是设计是开始点。如果没有磁芯选择指南, 也可以根据以前设计凭经验确定。虽然第一次试选不是十分重要, 但它可以减少你的工作量。

从电感所要存储的能量 (是实际值的两倍) 开始。在 2A 时电感量 35 μ H (0.035mH), 两倍的能量为 $(2A)^2 \times 0.035 = 0.14mJ$ 。在图 5.6 上由 0.14mJ 纵向画一直线, 与 300 μ 磁芯 (磁芯初始磁导

率为 300)相交, 交点向右找到纵坐标上的代号 55035 和 55045 磁芯之间, 暂选择 55045 磁芯。

4. 计算匝数

由图 5.7 中找到MPP的初始磁导率为 300 的磁芯代号为 55045, 其 1000 匝的电感系数 $A_L=134\text{nH}\pm 8\%$ 。因此根据我们需要的电感量有

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{35}{0.134 \times 0.92}} = 16.85 \rightarrow 17 \text{ 匝}$$

校核 $17^2 \times 134 \times 0.92 = 35.6 \mu\text{H}$ 。因为是取整的关系, 与希望值有些误差。

5. 计算磁通密度

直流电流由 0 变化到 2A。由图 5-8 中得到其平均磁路长度为 $l=3.12\text{cm}$ 。磁场强度为

$$H = \frac{N \times I}{l} = \frac{17 \times 2}{3.12 \times 10^{-2}} = 1090 \text{ A/m} = 13.7\text{e0}$$

磁芯中的磁通密度为

$$B = \mu_0 \mu_r H = 4\pi \times 10^{-7} \times 300 \times 1090 = 0.4109 \text{ (T)} = 4109 \text{ (Gs)}$$

事实上, 我们感兴趣的是在直流电流下磁芯磁导率损失的百分比。某些厂家只给出一两点的数值, 要精确知道电感有困难。建议不要用这样的资料。

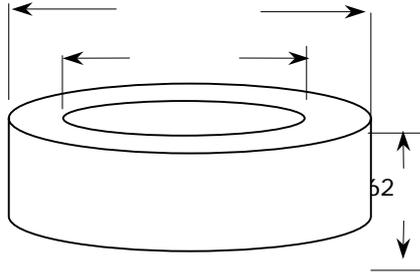
有些厂家提供描述磁导率与磁通密度关系计算公式(或曲线), 因为这些公式是拟合数据的, 不是根据理论推导, 所以在初始磁导率 20%以下公式开始较严重的误差。一般总是利用厂家提供的曲线, 而不是公式计算。

6. 计算电感变化量

55045 磁芯的初始磁导率是 300。我们在图 5-9 曲线 9 上找到 $H=13.70\text{e}$, 此磁芯初始磁导率的百分比为 70%。这意味着在 2A 时电感减少到仅 $38.7 \times 70\% = 27.1 \mu\text{H}$ 。为了增加这个电感量, 我们增加匝数, 但磁导率降低到 80%超过了允许的偏摆值。增加匝数将增加磁通密度, 即进一步增加电感变化率。让我们用另一个低 μ 磁芯试试。

7. 第二次试算

我们采用一个 $\mu_r=125$ 磁芯。磁芯代号是 55050，其 $A_L=56\text{nH}\pm 8\%$ 。我们用最小 A_L 计算需要的匝数：



磁导率 μ_r	图号	$A_L\pm 8\%$	零件号
14	1	6.4	55053-A2
26	2	12	55052-A2
60	3	27	55051-A2
125	4	56	55050-A2
147	5	67	55049-A2
160	6	72	55048-A2
173	7	79	55044-A2
200	8	90	55047-A2
300	9	134	55045-A2
500	10	255	55046-A2

窗口 $A_w=0.383\text{cm}^2$ 截面积 $A_e=0.114\text{cm}^2$
 磁路长度 $l=3.12\text{cm}$ 体积 $V=0.356\text{cm}^3$
 重量 $G=3.07\text{g}$ 面积乘积 $AP=0.0437\text{cm}^4$ 填充系数 100%时平均匝长
 2.49cm
 绕线表面积 $A_s=8.1\text{cm}^2$ ，磁芯表面积 5.6cm^2

图 5-8 MPP55050A 磁芯尺寸数据

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{35\mu}{56\text{n} \times 0.92}} = 26 \text{ 匝}$$

8. 再次计算磁通密度、磁导率变化量和匝数

$$H = \frac{26 \times 2}{3.12 \times 10^{-2}} = 1664 \text{ A/m} = 20.910\text{e}$$

这比第一次试算高，但这是低磁导率磁芯，所以，磁通密度不会过高。

再由图 5-9 找到 125 μ 是曲线 4。在 20.910e 是初始磁导率的 86%。现在实际达到的电感量为 $56 \times 0.92 \times 26^2 \times 86\% = 30 \mu\text{H}$ 。我们需要 35 μH ，需要将匝数增加，电感与匝数平方成正比，因此我们需要增加的匝数为

$$N = \sqrt{\frac{35}{30}} \times 26 = 28.08 \rightarrow 29 \text{ 匝}$$

我们计算磁场强度为

$$H = \frac{29 \times 2}{3.12 \times 10^{-2}} = 1859 \text{ A/m} = 23.360\text{e}$$

由此查得初始磁导率的近似 84%。实际电感量为

$$L_{\text{min}} = 56 \times 29^2 \times 84\% \times 0.92 = 36.4 \mu\text{H}$$

结果大于需要的电感量 4%，这是允许的。磁芯中磁通密度为

$$B = H \times \mu_0 \mu_r \times \% = 1859 \times 125 \times 0.84 \times 4 \times \pi \times 10^{-7} = 0.2943 \text{ (T)}$$

这是直流磁通密度，没有损耗。

最常用的磁芯是 $\mu_r=60, 125$ 和 300 。如果你做一个样品，你最好选择其中一个。

在像这样几次迭代之后，我们得到这个尺寸并不使用的最低磁导率磁芯。获得所要的磁芯。或者就用 $\mu_r=60$ 磁芯。我们不用特殊规格磁芯。或者按选择指南，找到对于该应用最小可能尺寸磁芯。于是我们三个选择：

- 1) 我们放宽电感的变化范围，即允许电感从较高数值变化到较低数值。这影响到电感中的纹波电流，从而影响到输出电容的纹波电流和输出纹波电压，随负载从最小到最大改变。这也意味着 LC 滤波存在双极点频率，会给闭环特性带来麻烦。同时输出电容纹波将变化较大—或许这还能忍受。
- 2) 我们可以选择 Magnetis 的高磁导率磁芯，是 58XXX，而不是 55 XXX。这些磁芯在饱和以前具有较高的磁通密度，但是最大的好处是 50% 初始磁导率的范围提高了。但高磁导率磁芯成本高些，而且规格有限。
- 3) 很明显，很可能选择下一个较大尺寸，再试一次。

所有这些选择仅需要几分钟，选一个磁芯只需一刻钟。

9. 选择导线

我们按需要的电感选择了磁芯和匝数，下面我们可以计算绕到此磁芯上的导线尺寸，然后计算功率损耗。选择导线与其他磁芯结构相似，这里不详细介绍，可参考磁芯设计的其它书籍。

由手册得到（图 5-8）55050 的线圈窗口面积为 0.383cm^2 。对于一个环，你不可能将它绕满，你没有这样的工具可以穿过任意细的孔。此外，导线不可能非常整齐排列。因此环最好的充填系数也只有环窗口的 40~50%（充填系数）。不要忘记，导线尚有绝缘也占窗口截面。还有双倍、三倍或四倍绝缘，并具有各自的面积。细导线的绝缘比粗导线绝缘所占百分比大，而多股的所谓利兹线绝缘要占有效窗口 50%。

单股导线可用截面积是总窗口截面的一半除以总匝数

$$A_{cur} = \frac{A_w/2}{N} = \frac{0.383/2}{27} = 0.00709 \text{ cm}^2/\text{匝} = 0.71\text{mm}^2/\text{匝}$$

一般电流密度可以选择 $4\text{A}/\text{mm}^2$ ，2A 只要 0.5mm^2 即可，小于 0.71mm^2 。可以选择裸径 0.83mm ，带绝缘直径为 0.92mm 的导线，截面积为 0.541mm^2 。

10. 计算电阻

已经选择了导线规格，现在我们可以计算此线圈上的电阻。从 5-8 中我们找到 100% 填充系数的

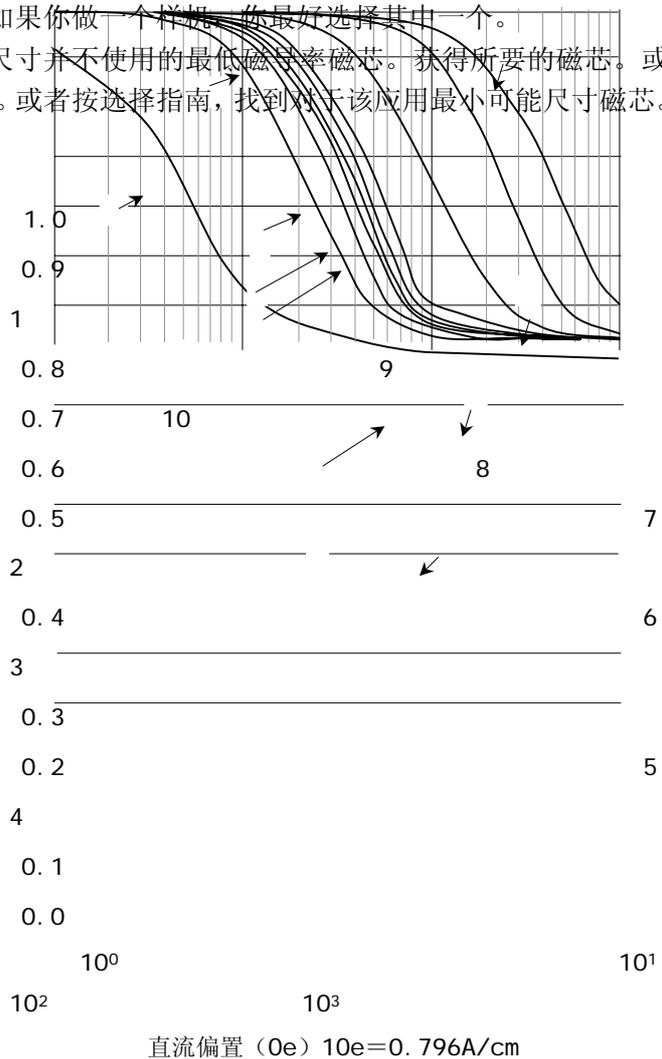


图 5-9 磁芯直流偏置下相对磁导率变化百分比

每匝长度为 2.49cm。此选择在理论上还是符合实际的。因为不到 50%填充系数，那是因为绝缘、装配等等。以此计算估计线圈电阻比实际高，保守些。

如果生产厂没有给出 100%填充系数每匝长度时，或没有告诉你每匝长度的填充系数，可以这样近似：每匝长度等于 $OD + 2H_t$ ，这里 OD 是没有绕线圈的磁芯外径， H_t 是未绕线圈的磁芯高度。

图 5-8 列出每匝长度为 2.49cm。0.83mm 导线 20°C 每米电阻为 32.4mΩ。因此 20°C 电阻为

$$R = (l/N) \times N \times (\Omega/l) = 2.49 \times 10^{-2} \times 29 \times 0.0324 = 23.4 \text{ m}\Omega$$

根据我们初始计算的电阻是绝对最大允许值 75mΩ 的 30%。实际上还有磁芯损耗。

11. 功率损耗

我们已经计算了磁通密度和电阻。为求得电感中总损耗（还要考虑温度，要迭代），我们需要决定磁芯损耗交流磁通密度。

开关频率为 250kHz。其周期为 4μs。占空度为 33%（因为 $U_o/U_i = 5/15 = 33\%$ ），所以峰峰值纹波电流为 0.377A。磁芯的峰值交流磁通密度为

$$H_{ac} = NI_{ac} / l = 29 \times 0.377 / 3.12 = 3.51 \text{ A/cm} = 4.410 \text{ e}$$

所以

$$B_a = \mu_0 \mu_r H_{ac} = 0.4\pi \times 10^{-8} \times 125 \times 84\% \times 3.51 \times 10^2 = 0.0463 \text{ (T)}$$

因为此时磁导率是初始磁导率的 84%（2A 直流偏置使得 μ 下降）。

虽然求得交流磁通密度，我们还不能求磁芯损耗，因为电流波形是三角波，不是正弦波。我们已经有正弦波损耗，我们可以用幅值与三角波相同的正弦波代替三角波来近似。

这种近似要以试验和测试为基础。不可能用磁芯损耗计算获得可靠的结果。如果误差在 10%~20% 之内已经是很好了。但要注意，如果是直流电感，交流纹波几乎为零，当然磁芯损耗也几乎为零。

对于 Magnetics 的 $\mu_r = 125$ 磁芯，每 cm^3 损耗表达式为

$$p_L = 1.199 B^{2.31} f^{1.4} = 460.7 \text{ mW/cm}^3$$

式中 $B = 0.463 \text{ kGs}$ ， $f = 250 \text{ kHz}$ 。体积 $V_e = 0.356 \text{ cm}^3$ 。所以磁芯损耗为

$$P_c = p_L \times V = 460.7 \times 0.356 = 164 \text{ mW}$$

为得到设计的总损耗，让我们加上铜损耗： $P_{cu} = I^2 R = 2^2 \times 0.0234 \Omega = 93.6 \text{ mW} (20^\circ\text{C})$ 。可以看到铜损耗比磁芯损耗大。可以增加匝数。如果纹波做的非常小，则产生的磁芯损耗小，告诉我们要减少铜损耗来增加磁芯损耗。我们拆除一些匝数，采用高磁导率磁芯，使得电感偏摆加大。在实际操作中，我们不让电感偏摆低于初始值的 80%，否则引起不必要的损耗。当然，还有的一个理由，反激变压器避免电感决定的极点移动太大，引起环路稳定问题。无论如何，即使损耗已经最佳，以这一点计算，也不要超过这个百分比。

总的功率损耗 $P = P_c + P_{cu} = 164 + 93.6 = 257.6 \text{ mW}$ ，由图 5-8 查得 $A_s = 5.6 \text{ cm}^2$ ，我们应用预计温升公式

$$\Delta T = \left[\frac{P}{A_s} \right]^{0.833} = \left[\frac{257.6}{5.6} \right]^{0.833} = 24.27 \text{ } ^\circ\text{C}$$

式中 P —环形磁芯电感损耗功率 (mW); A_s —电感器散热表面积 (cm²) (图 5-8)。如果功率损耗引起的温升由铜损耗占支配地位, 且温升过高, 我们就减少匝数。实际上, 有必要选取下一个尺寸较大的磁芯。相反如果温升太低, 重选择下一个较小磁芯重算。较小磁芯也价廉。

12. 温度关系

温升 24.27°C, 我们可以计算该温升的铜损耗。93.6mW 是假定温度 20°C。这里的目标是找到最后的铜损耗和预计温升。即我们要计算增加的铜损耗引起的温升, 而铜损耗也是这个温升下的损耗。用两个方程联解, 没有一般形式的解, 对于所有实际设计, 可以用迭代法来解, 一般一两个循环就可以了。

我们温升计算第一次预计温升为 ΔT , 为 24.27°C, 于是电阻将乘以一个系数 $(1.0039)^{24.27} = 1.099$, 因为铜为正温度系数 0.39%/°C, 于是, 电阻在 $(20+24.27) = 44.27^\circ\text{C}$ 是 $23.4 \times 1.099 = 25.72\text{m}\Omega$ 。新的铜功率损耗为 103mW, 总功耗 267mW 损耗温升为 25°C, 这很接近计算铜阻的温升, 现在全部计算一致了。如果磁芯工作在环境温度 25°C, 温度 50°C 是比较低的。

但在实际应用中, 通常希望限制磁芯温升在 40°C 左右。

作为例子, 如果电感工作在一个环境温度 70°C, 电感温度上升到 125°C, 你需要强迫风冷散热设计。当计算电阻时, 不要忘记最高温度。

13. 结论:

正如你看到的, 即使最简单电感, 一个直流电感设计也要做许多工作。做这样的设计通常使用计算机程序。所有主要的大厂, 他们有自己的磁芯的设计程序, 但软件的质量和可用性有很大不同, 这是设计者应当注意的。

5.7 实际反激变压器设计

反激变压器一半是电感, 一半是变压器。设计步骤与电感相似。隔离的反激变压器设计与非隔离反激电感除了没有次级几乎一样。本例设计要求如下: 输入直流电压 48V±10%。输出功率为 10W (5V/2A)。开关频率 250kHz。10W 输出时变压器损耗 0.2W (根据变换器希望效率得到总损耗分配给变压器的损耗), 则变压器效率应为 98% (0.2/10=2%)。要得到此效率你得调整磁芯尺寸; 如果变压器比较小, 效率降低。

你设计反激变压器初级还需要四个数据: 输出功率(输出电压和电流), 开关频率, 损耗和输入电压(对非隔离反激电感也是如此)以及电感量。

如果使用 PWM 芯片 UC3845, 最大占空度为 45%。最大占空度选择关系到此反激变换器是工作在连续还是断续模式; 我们将计算如下。我们的例子的目标是断续模式。

我们再添一个设计目标, 要求变压器是扁平的, 这是因为高度限制。

1. 反激的方程

在每次开关导通前, 次级电流已经下降到的工作模式称为断续工作模式。当反激变压器初级开关闭合时, 初级起电感作用。电压加在初级电感上, 电流斜坡上升:

$$I_{1p} = \frac{U_{i\min} T_{on\max}}{L_1} = \frac{U_{i\min} D_{\max}}{L_1 f}$$

(5-8)

其中： D_{\max} 为最大占空度； f 为开关频率； $T=1/f$ 是开关周期。初级电流波形如图 5-10 所示。

导通期间存储在初级的能量为

$$W_i = \frac{L_1 I_{1p}^2}{2} = \frac{U_{i\min}^2 D_{\max}^2}{2f^2 L_1}$$

每周期传输的能量 W ，则传输功率为

$$P_i = W_i f = \frac{U_{i\min}^2 D_{\max}^2}{2fL_1} = \frac{U_{i\min}^2 T_{on\max}^2}{2L_1} f = \frac{P_o}{\eta}$$

(5-9)

要满足式 (5-9)，必须在功率管再次导通前次级电流下降到零，即复位时间 $T_R < T_{off} = T - T_{on}$ 。输出平均电流为

$$I_o = \frac{I_{2p}}{2T} T_R$$

一般选 $T_{on} + T_R = (0.8 \sim 0.9) T$ ，在最低输入电压时 $T_{on\max} = 0.5 T$ ，所以 $T_{R\max} = (0.3 \sim 0.4) T$ 。因为

$$U_o = L_2 \frac{I_{2p}}{T_R}$$

输出功率

$$P_o = W_o f = \frac{U_o^2 T_R^2}{2L_2} f$$

(5-10)

将式 (5-10) 代入式 (5-9)，并经化简得到

$$\frac{U_{i\min}^2 T_{on\max}^2 \eta}{U_o^2 T_R^2} = \frac{L_1}{L_2}$$

或匝比

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{i\min} T_{on\max}}{U_o T_R} \sqrt{\eta}$$

(5-11a)

考虑到最低输入电压最大导通时间 $T_{on\max} = 0.5 T$ 和 $T_{R\max} = 0.4 T$ ，如果效率 $\eta = 0.96$ ，则

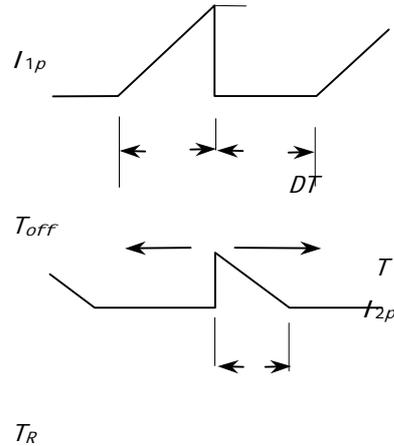


图 5-10 断续模式反激电流波形

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{0.5U_{i\min}}{(0.3 \sim 0.4)U_o} \sqrt{0.96} = (1.63 \sim 1.224) \frac{U_{i\min}}{U_o}$$

(5-11b)

式(5-9)是断续模式反激变换器基本方程。一旦输入电压给定,要增加输出功率,你必须要么减少频率,要么减少电感量,没有其它选择。一旦开关频率选定,要增加输出功率,你可以做的就是减少电感量。在实际产品中存在最小电感(应当大于10倍于杂散电感,例如最低应有5μH)问题,低输入电压时,断续模式反激变压器有一个实际最大的传输功率,一般在50~100W。

在输入电压较低时,你不应当设计大于50W的反激变换器。虽然有人声称在实验室中能做出5V输入100W输出,但决不会在生产线上生产。

我们假定开关频率为250kHz(受开关晶体管限制)。由式(5-9)在最低输入电压时所需要的电感量为

$$L_1 = \frac{(U_{i\min} D_{\max})^2 \eta}{2fP_o} = \frac{(48 \times 0.9 \times 0.45)^2 \times 0.96}{2 \times 250 \times 10^3 \times 10} = 72.5 \mu H$$

选择 $L_1=61 \mu H$,由式(5-8)初级电流峰值 I_{1p}

$$I_{1p} = \frac{U_{i\min} D_{\max}}{fL_1} = \frac{48 \times 0.9 \times 0.45}{250 \times 10^3 \times 72.5 \times 10^{-6}} = 1.07 A$$

2. 选择磁芯材料

我们来选择做电感的磁芯材料。因为开关频率相当高,我们应选择铁氧体;也可以选择MPP。设计方法是成熟的,重复全部步骤。为了简化,这里仅考虑铁氧体。如果效率相同,铁氧体设计比MPP体积明显小。

我们已经知道

$$B_{\max} = \frac{\mu_0 \mu_r NI}{l_c} \quad (5-12a)$$

以及

$$L_1 = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_e}{l_c} \quad (5-12b)$$

式中 l_e -平均磁路长度。由于是电感,需要存储能量,因此反激变压器(和任何采用铁氧体的电感)总是留有气隙。因为空气磁导率比铁氧体低得多,气隙大大地增加了有效磁路长度。带有气隙的有效磁路长度为

$$l_e = l_c + \mu_r l_\delta \quad (5-13)$$

在许多实际情况下,上式等号后的第二项远远大于第一项, $\mu_r \times l_\delta \gg l_c$,所以,可以近似为

$$l_e = \mu_r l_\delta \quad (5-14)$$

注意:这只有在磁芯不饱和时才是正确的。将这个近似代入,我们有

$$B_{\max} = \frac{\mu_0 NI}{l_\delta}$$

和

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{l_\delta}$$

(5-15)

如果在铁氧体(或其它高磁导率材料)上有一个气隙,在确认磁芯没有饱和后,使用式(5-15)计算,可以看到,在不饱和情况下,电感是线性的;反之,使用式(5-12a)和(5-12b),当气隙很小时,记住使用式(5-13)的有效磁路长度。

3. 磁芯选择

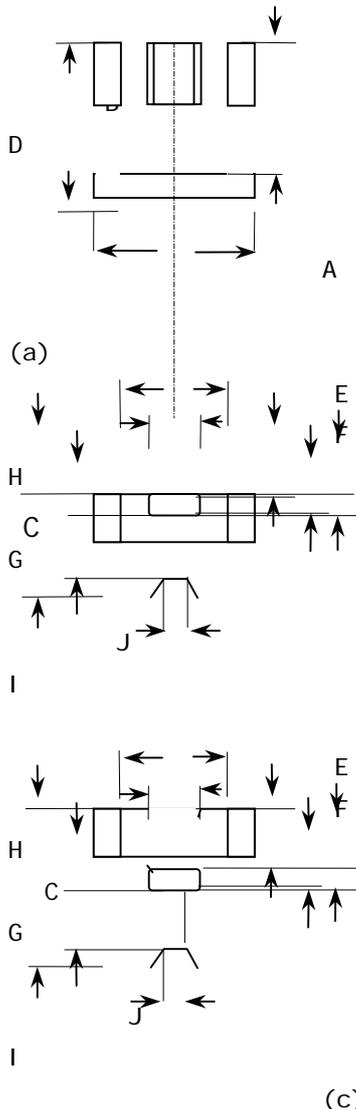


图 5-11 EFD 磁芯尺寸

磁心型号	磁 心 尺 寸 (mm)										
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
EFD10 (b)	10.5 ±0.3	5.2 ±0.1	2.7 ±0.1	3.75 ±0.15	7.65 ±0.25	4.55 ±0.15	1.45 ±0.05	0.2 ±0.1	0.2 ±0.1	0.8 ±0.1	3.0 参考
EFD12 (c)	12.5 ±0.3	6.2 ±0.1	3.5 ±0.1	4.55 ±0.15	8.99 ±0.25	5.4 ±0.15	2.0 ±0.1	0.2 ±0.1	0.2 ±0.1	0.8 ±0.1	3.5 参考

为确定对于给定应用是否最好,通常需要比较几个不同的磁芯形状。但对于我们的设计要求低尺寸的变压器结构,就不必考虑其它的结构形式。我们别无选择的使用 EFD (Economic Flat Design) 磁芯;设计完成之后,可以看到,这个磁芯比其它形式合理。

让我们先选取飞利浦最小 EFD 最小尺寸磁芯, EFD10, 作为例子,让它传输 10W 功率。如果不能,我们再选取大一号尺寸。磁芯的尺寸标注见图 5-11。技术数据见表 5-4 和表 5-5。

4. 选择材料

现在我们选择磁芯材料。事实上,我们要是参考其它厂家手册,几乎有没完没了的材料品种,没有一种材料两家相同,如何选择?

参考飞利浦产品手册表 5-5,有好几种材料提供选择。

我们还是用飞利浦材料来说明。过去不管什么人在功率应用总是使用 3C6A。此材料特性差,而且损耗大;现在标注为 3C80,现在只用在要求低成本才使用。代替它的是 3C8,现在叫做 3C81。但是,开关频率继续上升,飞利浦开发新的材料—请记住磁芯损耗随开关频率迅速增长,所以今天,有许多功率磁芯材料,我们可以根据开关频率进行选择。

所以,这些磁芯只要在规定的频率范围,相同的磁通密度变化率具有相同的损耗,都可以代用。材料的些微区别因磁芯材料结构的不同,参数的公差就显得不重要了。

表 5-4 EFD 磁芯数据

EFD15 (b)	15.0 ±0.4	7.5 ±0.15	4.65 ±0.15	5.5 ± 0.25	11.0 ± 0.35	5.3 ±0.15	2.4 ±0.1	0.2 ±0.1	0.5 ±0.1	0.8 ±0.1	3.5 ±0.1
EFD20 (c)	20.0 ±0.55	10.0 ±0.15	6.7 ±0.2	7.7 ± 0.25	15.4 ±0.4	8.9 ±0.2	3.6 ±0.15	0.2 ±0.1	0.8 ±0.1	0.8 ±0.1	4.5 ±0.2
EFD25 (c)	25.0 ±0.66	12.5 ±0.15	9.1 ±0.2	9.3 ±0.5	18.7 ±0.6	11.4 ±0.2	5.2 ±0.15	0.6 ±0.1	1.0 ±0.1	1.0 ±0.1	5.0 ±0.2
EFD30 (c)	30.0 ±0.8	15.0 ±0.15	9.1 ±0.2	11.2 ±0.3	22.4 ±0.6	14.6 ±0.25	4.9 ±0.15	0.8 ±0.1	1.0 ±0.1	1.0 ±0.1	6.0 ±0.2

表 5-5 EFD 磁芯有效尺寸

磁芯型号	有效磁芯参数				A_L/nH (无气隙)		
	l_e/m	A_e/mm^2	V_e/mm^3	C_1/mm^{-1}	3C85±25%	3F3±25%	3F4±25%
EFD10	23.7	7.2	171	3.30		500	280
EFD12	28.5	11.4	325	2.50		700	380
EFD15	34.0	15.0	510	2.27		700	400
EFD20	47.0	31.0	1460	1.52		1150	580
EFD25	56.9	58.1	3300	1.00	2000	1800	
EFD30	68.0	69.0	4700	0.98	2100	1900	

我们的反激变换器工作频率 250kHz,看看软磁铁氧体材料选择表(表 5-6),并推荐使用 3F3(或其它生产厂等效材料)。此材料很好,其损耗在相同频率,相同磁通密度是 3C85 的一半。或者在你读此书时,又有新的材料。这里对于我们 EFD10 的材料使用 3F3 材料。

所以,这些磁芯只要在规定的频率范围,相同的磁通密度变化率具有相同的损耗,都可以代用。材料的些微区别因磁芯材料结构的不同,参数的公差就显得不重要了。

我们的反激变换器工作频率 250kHz,看看软磁铁氧体材料选择表(表 5-6),并推荐使用 3F3(或其它生产厂等效材料)。此材料很好,其损耗在相同频率,相同磁通密度是 3C85 的一半。或者在你读此书时,又有新的材料。这里对于我们 EFD10 的材料使用 3F3 材料。

5. 选择气隙

已经选择了磁芯的形状和材料,下面我们选择气隙。气隙不能太小,如果气隙太小,由于装配公差影响电感数值,还可能引起磁芯饱和。要控制气隙达到 0.25~0.5mm 是不现实的,因为研磨公差 0.025~0.05mm。气隙在 0.25~0.5mm 以下,你宁可去买预留气隙磁芯,这种磁芯能保证 A_L 值,而不是气隙尺寸。

即使采用预留气隙磁芯,你还必须当心气隙变化多大:装配的胶将增加气隙长度(特别是由于胶增加的长度每个磁芯之间可能不同),同时,如果是罐型磁芯,可能膨胀开来。要是气隙大于 0.5mm,就可避免这类问题。

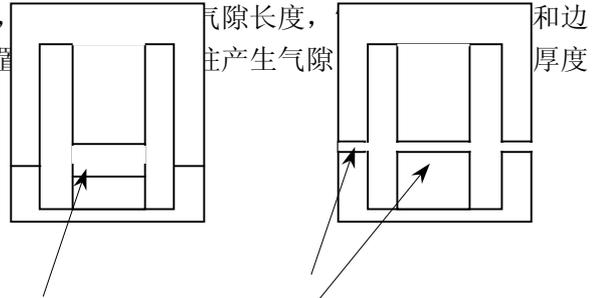
当你买一对(两个一半)磁芯,给出 A_L ,通常是一半有气隙,而另一半无气隙。因此实验室中,你要想得到一半的 A_L 值,只要用两个预留气隙合在一起。当然,剩下的是不留气隙磁芯。

在实验室做气隙磁芯时，一般你放两个垫片在磁芯的外边柱（如 0.05mm 多层聚酯薄膜带），并使每个垫片相等并等于希望的气隙。你应当记住，柱（两个中的一个）磁路气隙之和。因为在边柱放置应是总气隙的一半（参看图 5-12）。

如果你要在中柱产生 1.26mm 气隙，你需要在每边放置 0.63mm 的气隙。

现在我们来选择气隙，并参考飞利浦手册。我们看到，市售的标准产品中 EFD10 有 5 个不同的 A_L 值。我们可以假定这样小的磁芯可以做 72.5 μ H 电感，所以我们用这个最高 A_L 来试探。因为 A_L 最高，则匝数最少，因而线圈电阻也最低。最高 $A_L=160\text{nH}$ ，为了得到 72.5 μ H，我们需要

$$N = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{72.5 \times 10^{-6}}{160 \times 10^{-9}}} = 21.3 \text{ 匝}$$



δ $\delta/2$
图 5-12 中心柱气隙等于两倍边柱气隙

选择 $N=22$ 匝，所用的磁芯 $A_e=0.072\text{cm}^2$ ，所以可以计算气隙

$$\delta = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{A_L} = \frac{0.4\pi \times 1^2 \times 0.072 \times 10^{-8}}{160 \times 10^{-9}} = 0.005655 \text{ cm.}$$

太薄！这显然不是你要达到的数值。知道气隙以后，你可以计算磁通密度

$$B = \mu_0 H = \frac{\mu_0 \times N \times I}{\delta} = \frac{4\pi \times 22 \times 1.07 \times 10^{-7}}{0.005655 \times 10^{-2}} = 0.523 \text{ (T)}$$

这大于 3F3 在 100°C 时饱和磁通密度 $B_s=0.33\text{T}$ 尽管在手册上 25°C 饱和磁通为 0.5T，但磁芯工作温度总是超过 25°C，而且在最坏情况下远远大于 25°C，0.5T 对使用意义不大。因此不能选用这个磁芯。根据以上的方法，我们计算了不同 A_L （气隙）一组结果，如表 5-6 所示。最终 $A_L=25 \mu\text{H}$ 是菲利普最大预留气隙磁芯。这个表中仅有两个磁芯的磁通密度小于 100°C 时 3F3 饱和磁通密度 0.3T，所以就不必考虑 A_L 为 63nH 和 100nH 另外两种磁芯。

表 5-6 预留气隙磁芯磁通密度计算

A_L (nH)	N	δ (cm)	B (mT)
100	27	0.00912	398.0
63	34	0.0144	317.5
40	43	0.0226	255.8
25	54	0.0362	200.6

6. 选择次级匝数

根据式 (5-11b) 得到

$$n = \frac{N_1}{N_2} = (1.63 \sim 1.224) \frac{U_{i\min}}{U_o} = \frac{1.4U_{\min}}{U_o} = \frac{1.4 \times 0.9 \times 48}{5.4} = 11.2$$

则次级匝数为

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{54}{11.2} = 4.8$$

取 5 匝。这里 U_o' 是输出电压与整流器压降之和。工程中，变压器输出功率与变换器输出功率是不同的。同样变压器的效率与变换器的效率也是不同的概念。这里主要是说明设计的基本步骤，没有严格区分。

假设没有漏感，次级电感量为

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{72.5}{(54/5)^2} = 0.62 \mu F$$

校核复位时间

$$T_R = L_2 \frac{I_{2p}}{U_o'} = L_2 \frac{I_{1p}n}{U_o'} = 0.62 \times \frac{1.07 \times 54}{5.4 \times 5} = 1.33 \mu s$$

导通时间是 $D_{max} \times (1/f) = 0.45 \times 4 = 1.8 \mu s$ 。要保持断续模式，应当具有

$$T_{onmax} + T_R = 1.8 + 1.33 = 3.13 \mu s < T = 4 \mu s$$

在最低输入电压时，仍能保持断续模式。

7. 磁芯损耗

我们两种选择的磁芯 $A_L = 25 \mu H$ 和 $40 \mu H$ 损耗有多大？在一个反激变换器中，电流是单方向的，所以磁通密度也是单方向的，它由 0 增加到最大值 B_{max} ，再由最大值下降到零，所以峰值磁通密度是对称磁化 B_{max} 的一半。对于 3F3 材料在 250kHz 时，磁通密度 $255.8mT/2 = 127.9 mT$ 时损耗近似为 $373mW/cm^3$ ；而 $200.6/2 = 100.3mT$ 时近似为 $209.5mW/cm^3$ 。（菲利普 3F3 资料如图 5-13 所示）

我们注意到铁氧体（包括 3F3）材料应用有 3 个特性需要关注的：磁化曲线的温度特性（图 5-16）、损耗密度的温度特性（图 5-14）以及损耗密度与磁通密度和频率的关系（图 5-13）。

铁氧体的主要特性

磁化曲线与温度关系（图 5-16）可以看到，随着温度升高，饱和磁通密度下降。开关电源中的磁性元件总是要发热的，而且由于散热不良，磁芯最里面部分（中柱）温度最高，一般有可能超过 $100^\circ C$ ，因此，饱和磁通密度应限制在 $100^\circ C$ 对应的饱和磁通密度，对于 3F3 应在 $0.33T$ 以下。

我们从损耗与温度关系曲线（图 5-14）可以看到，在温度较低时，铁氧体损耗随温度升高而降低；但达到某一谷点之后，随温度增加而上升，有正反馈性质，上升较快。限制了铁氧体工作温度。一般最热点温度不应超过 $120^\circ C$ 。

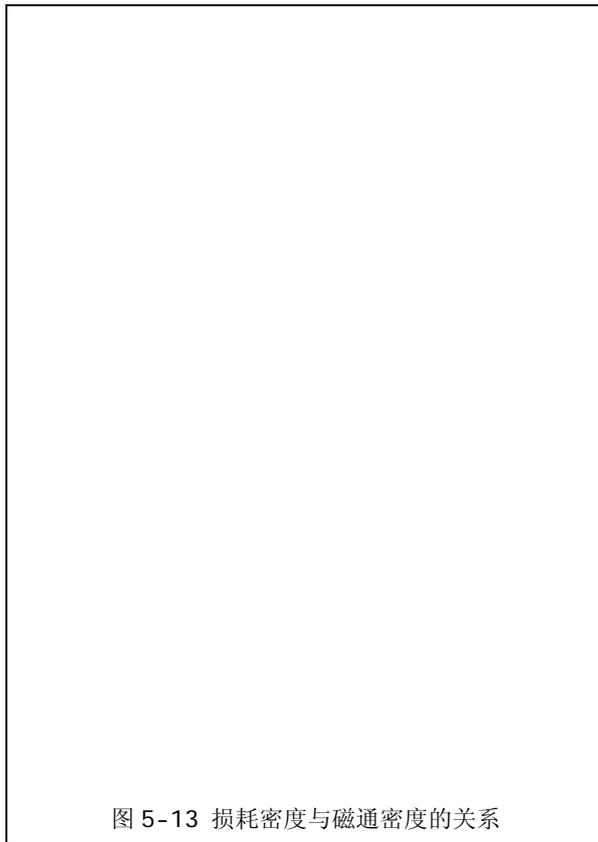


图 5-13 损耗密度与磁通密度的关系

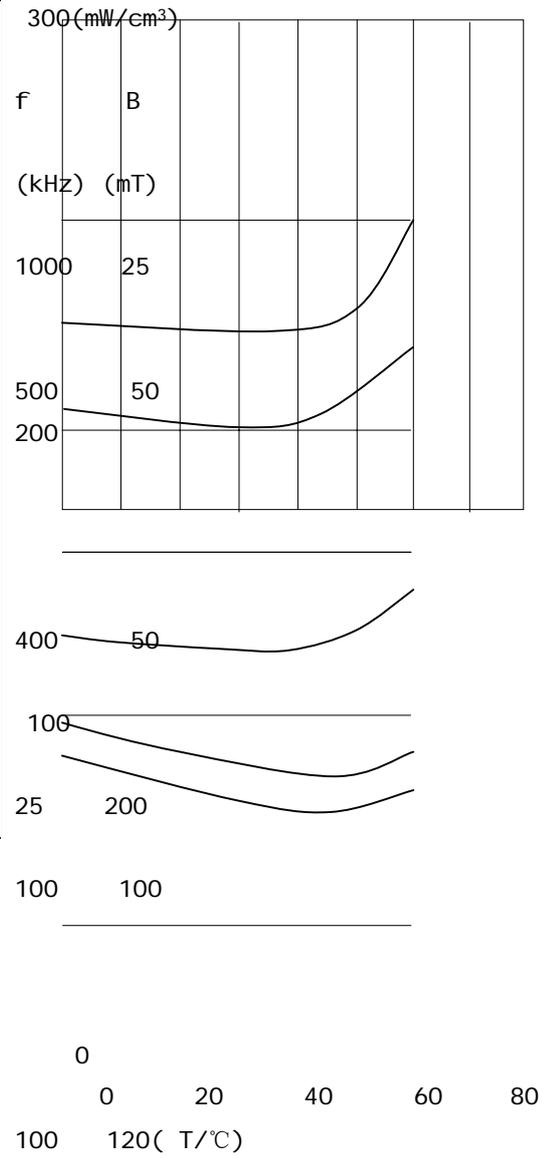


图 5-14 3F3 损耗密度与温度关系

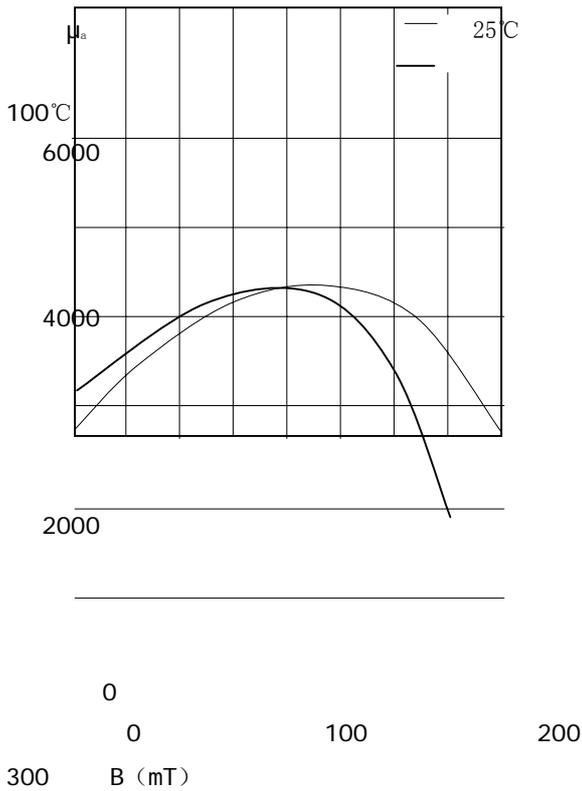


图 5-15 3F3 磁导率与磁通密度关系

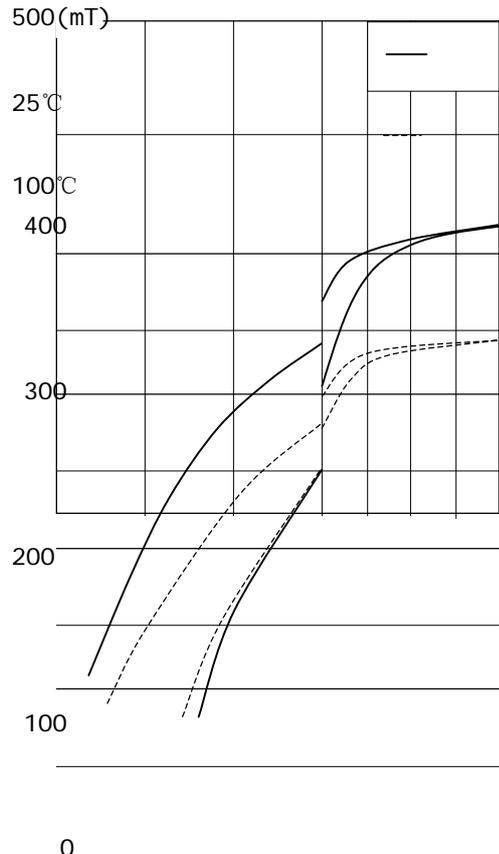


图 5-16 3F3 磁滞回线

在高频下，损耗与磁通密度和频率关系（图 5-13）是指数关系。通常厂商只给出代表性的几个频率。如果你工作频率在图中没有，就需要插补曲线；或者，因为图比较小，很难精确读取图中数值，我们可以利用厂商提供的损耗曲线，写出损耗密度（单位体积损耗）方程，就可以较精确选择工作磁通密度和损耗。损耗与磁通密度 B 和 f 的关系可表示为

$$p = aB^x \tag{5-16}$$

式中 a 和 x 都是常数，可以由损耗曲线在接近工作频率的曲线上选择你可以精确读出损耗数的两个点。就得到两个方程，很容易解出两个未知数，从而得到损耗的数学表达式。

例如，我们使用的 3F3 材料在 200kHz，我们取 500Gs，损耗是 20mW/cm³，而 800Gs，是 80mW/cm³。得到两个方程为

$$20 = a500^x \tag{5-17}$$

$$80 = a800^x \tag{5-18}$$

将式（5-17）左右乘以 4，代（5-18）入式，得到

$$4 \times 500^x = 800^x$$

两边取对数，得到

$$0.602 + 2.699x = 2.903x$$

求得 $x=2.94$ 。代入初始方程，得到 $a=2.19 \times 10^{-7}$ 。因此在 200kHz 的损耗密度为

$$p = (2.19 \times 10^{-7}) B^{2.94}$$

式中 B 为高斯。

因为工作频率与 200kHz 靠近，损耗密度与频率的关系不必用插补法而是简单乘以一个系数 $250/200=1.25$ 得到。如果相差较远，同样可以立方方程去求解。

8. 降低开关频率能降低磁芯损耗吗？

为了回答这个问题，我们回到磁芯损耗与磁通密度和频率的非线性关系，典型的关系为

$$p = \eta f^{1.2} B^{2.3}$$

所以，如果开关频率减少一半，让我们看看发生了什么：

$$f \rightarrow f/2$$

$$L \rightarrow 2L$$

$$N \rightarrow \sqrt{2}N$$

$$B \rightarrow \sqrt{2}B$$

为维持功率水平电感加倍。要电感加倍，这意味着匝数增加根号 2 倍；因为 B 与匝数成比例， B 增加根号 2 倍。

所以总损耗是

$$(f/2)^2 (\sqrt{2}B)^{2.3} (2L) \approx 1.92 f \text{ cm}^3$$

因为磁芯的体积正比于存储的能量，能量与电感线性关系。频率减半，损耗几乎加倍。换句话说，开关频率低，降低了晶体管损耗

$$P_Q = P_{on} + af$$

其中 P_{on} 为导通损耗；而 a 为每次开关损耗的能量，乘以开关频率是开关损耗。如果开关损耗等于导通损耗，则

$$P_Q\left(\frac{f}{2}\right) \approx 0.5P_Q(f)$$

如果开关损耗超过导通损耗（高频确实如此），虽然可找到很宽的最佳区域，典型的情况是改变开关频率对效率没有明显的影响。实际的好处是随着频率的提高，磁元件体积减少。

再回到损耗计算。总的磁芯体积是 $171\text{mm}^3=0.171\text{cm}^3$ ，一对磁芯总损耗为 $373\text{mW} \times 2 \times 0.171=127.6\text{mW}$ ，对于第二个， $209.5\text{mW}/\text{cm}^3 \times 0.171\text{cm}^3 \times 2=71.6\text{mW}$ 。回顾总损耗是 0.2W ，选择前者，磁芯损耗大，而线圈损耗小；选择后者则相反。但总损耗不应当超过 0.2W 。

如果磁芯损耗太高，我们有两个选择：要么进一步增加气隙；或选择更大磁芯。随着气隙加大，边缘磁通加大，漏感增大。漏感增大将引起其它电路元件的损耗。同时，较大的磁芯占有电路板面积大和成本高，工程上要折衷考虑。

9. 线圈损耗计算

在前面的设计我们计算了磁芯损耗。此类磁芯没有列出窗口面积，我们可以从规定磁芯结构尺寸直接求得，如图 5-17 所示。

在计算窗口面积时，要记住导线是从一边窗口绕回到另一边完成 1 匝，所以是半个窗口面积，如图 5-17 中（磁芯是有两个一半磁芯组成总的）阴影面积所示。此磁芯总的窗口面积 A_e 为阴影面积两倍

$$A_e = \frac{7.65 - 4.55}{2} \times (3.75 \times 2) = 11.625 \text{ mm}^2$$

对于这个磁芯形状，我们可以达到 80% 充填系数（如果初级要与次级绝缘，充填系数要大打折扣，首先要给绝缘带面积，其余才是导线截面积）。初级与次级线圈各占一半面积，每匝初级线圈的面积为

$$A_{cu} = \frac{11.625 \times 0.8}{2 \times 54} = 0.0861 \text{ mm}^2$$

选取 $d=0.31\text{mm}$ (0.0755) 导线。每米电阻为 0.232Ω 。

为得到比较保守的每匝平均长度，我们假定线圈绕满整个窗口，同时是矩形截面

$$l_a \approx \frac{E+F}{2} \times 2 + \left(\frac{E-F}{2} + G\right) \times 2 = 2(E+G) = 2(7.65 + 1.45) = 18.2 \text{ mm} = 1.82 \text{ cm}$$

式中 G 为中柱厚度。所以， 20°C 时线圈电阻为

$$R_{20} = 54 \times 1.82 \times 0.00232 = 0.228 \Omega$$

实际线圈总是要发热的，温度高于 20°C ，假定线圈温度为 60°C （可以用以上电感设计中迭代求解），线圈电阻为

$$R_{60} = R_{20} \times 1.0039^{(60-20)} = 0.228 \times 1.168 = 0.266 \Omega$$

由此就可以计算损耗功率。用窗口面积计算温升。应当与当初假定值接近。否则，重新迭代。

10. 要考虑集肤效应吗？

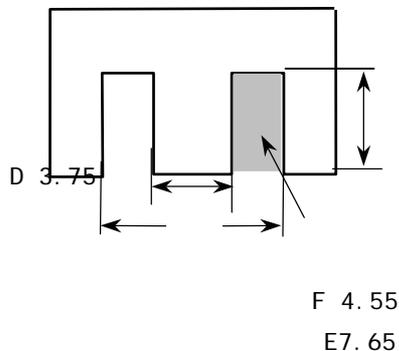
高频电流在导体的外表面流通的现象称为集肤效应。集肤深度与电流频率、导线的材料磁导率、电阻率和电阻率的温度系数有关。在频率足够低时，集肤深度大于导线直径，使用导线整个截面积。在开关电源中，频率很高，集肤效应影响很大。导线直径最好小于集肤深度。多股细线组成的利兹线是最好的选择。利兹线的每根细线之间是绝缘的。这样绝缘占据很多窗口面积。

对于铜导线，温度为 20°C 集肤深度为

$$\Delta_{20} = \frac{6.61}{\sqrt{f}} \text{ (cm)}$$

铜导线电阻率正温度系数，对着温度升高电阻率增加，集肤深度有增加，温度 100°C 时的集肤深度为

$$\Delta_{100} = \frac{7.6}{\sqrt{f}} \text{ (cm)}$$



半个窗口

图 5-17 计算线圈窗口

对于开关频率 250kHz，100°C 集肤深度为

$$\Delta_{100} = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{250 \times 10^3}} = 0.0152 \text{ cm} = 0.152 \text{ mm}$$

显然导线直径接近两倍集肤深度。要是利用利兹线或多股线，窗口无法绕下 54 匝线圈。我们还是选择直径 0.31mm 导线。

11. 铜损耗和总变压器损耗

应当记住，铜损耗由电流的有效值决定。对于锯齿波电流（图 5-10）其平均值为

$$I_{dc} = \frac{I_{1p} D}{2} = \frac{1.07 \times 0.45}{2} = 0.24 \text{ A}$$

有效值为

$$I_{rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{D}{3}} = 1.07 \sqrt{\frac{0.45}{3}} = 0.41 \text{ A}$$

交流分量有效值为

$$I_{ac} = \sqrt{I^2 - I_{dc}^2} = \sqrt{0.41^2 - 0.24^2} = 0.33 \text{ A}$$

于是初级直流损耗功率为 $0.24^2 \times 0.266 = 0.0152 \text{ W}$ 。为减少邻近效应，将初级线圈分成一半将次级夹在中间，假定初级为一层，导线直径是穿透深度的 2 倍，由 Dowell 曲线(图 5-18)得到，交流电阻与直流电阻比值为 $R_{ac}/R_{dc} = 2$ 。于是线圈交流损耗为 $0.33^2 \times 0.266 \times 2 = 0.0586 \text{ W}$ 。于是初级线圈总损耗为 $0.0152 + 0.0586 = 0.0738 \text{ mW}$ 。如果次级线圈损耗等于初级损耗，总损耗超过允许值。同时可以看到交流损耗远远大于直流损耗，应当采用利兹线。如果减少电感，但峰值电流加大，这样磁芯窗口无法绕下线圈。建议采用大一号磁芯再试算一次。

12. 重新选择磁芯尺寸

选择 EFD12: $A_e = 11.4 \text{ mm}^2$, $V_e = 0.325 \text{ mm}^3$, $l_e = 28.5 \text{ mm}$ 。由表 5-4 (D×(E-F)) 窗口 $A_w = 16.33 \text{ mm}^2$ (窗口宽度 $2D = 9.1 \text{ mm}$)。材料仍然选择 3F3。预留气隙磁芯有 4 个 A_L 值: 250, 160, 100, 63 和 40 (nH)。根据以上计算选择 $A_L = 63 \text{ nH}$ 。由表 5-6 得到 $N_1 = 34$ 匝。初级电感仍为 $72.5 \mu \text{ H}$ ，初级峰值电流为 1.07 A ，最大占空度 $D_{\max} = 0.45$ 。

$$\delta = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{A_L} = \frac{0.4\pi \times 1^2 \times 0.114 \times 10^{-8}}{63 \times 10^{-9}} = 0.0227 \text{ cm}$$

$$B = \mu_0 H = \frac{\mu_0 \times N \times I}{\delta} = \frac{4\pi \times 34 \times 1.07 \times 10^{-7}}{0.0227 \times 10^{-2}} = 0.2014 \text{ (T)} < 0.33 \text{ T}$$

因为匝比 $n = 11.2$, 故 $N_2 \approx 34/11.2 = 3$ 匝。次级峰值电流

$$I_{2p} = I_{1p} N_1 / N_2 = (1.07 \times 34/3) = 12.13 \text{ A}。$$

次级复位时间

$$T_R = \frac{2T I_o}{I_{2p}} = \frac{2 \times 4 \times 10^{-6} \times 2}{12.13} = 1.32 \mu \text{ s}$$

有足够的复位时间。不会进入连续模式。

磁芯损耗密度在 250kHz、磁通密度 $2014/2=1070$ 高斯为

$$p = 1.25(2.19 \times 10^{-7})B^{2.94} = 220.7 \text{ mW/cm}^3$$

则磁芯损耗为

$$P_c = pV_e = 220.7 \times 0.325 = 71.7 \text{ mW}$$

初级线圈用两个各 34 匝线圈并联，并将次级夹在中间。导线直径为 $0.31 \times 0.707 = 0.2121 \text{ mm}$ 。实际选择裸线 $d_1=0.21\text{mm}$ ，带漆皮 $d_1'=0.25\text{mm}$ ， $34 \times 0.25=8.5\text{mm}$ 正好 1 层绕满窗口宽度。导线的平均匝长

$$l_a = 2(E + G) = 2 \times (8.99 + 2) = 21.98 \text{ mm} = 2.198 \text{ cm}$$

20°C 每匝直流电阻为 $0.506 \times 0.02198 = 0.01112 \Omega$ ，初级线圈电阻为 $34 \times 0.01112 = 0.378 \Omega$ 。初级线圈的直流损耗 $P_{dc} = 2 \times 0.378 \times (0.24/2) = 11 \text{ mW}$ 。因为是 1 层，导线直径约为穿透深度的 1.5 倍，但圆导线等效层的厚度是直径的 0.83 倍，所以交流电阻约为直流电阻的 1.2 倍，即 $0.378 \times 1.2 = 0.4536 \Omega$ 。则初级交流损耗 $P_{ac} = 2 \times 0.4536 \times (0.33/2)^2 = 24.7 \text{ mW}$ 。初级线圈总损耗 $P_{w1} = 11 + 24.7 = 35.7 \text{ mW}$ 。初级占有窗口高度为 $0.25 \times 2 = 0.5 \text{ mm}$ 。尚有 4mm 提供给骨架、次级线圈和绝缘。

次级线圈为 3 匝。次级有效值电流为

$$I_2 = I_{2p} \sqrt{\frac{T_R}{3T}} = 12.12 \sqrt{\frac{1.32}{3 \times 4}} = 4.02 \text{ A}$$

$$\text{次级电流交流分量 } I_{ac} = \sqrt{4.02^2 - I_{dc}^2} = 3.49 \text{ A}$$

次级采用厚 0.1mm、宽 8mm 铜带。20°C 直流电阻为

$$R = \rho \frac{l_a \times N_2}{A_{cu}} = 1.724 \times 10^{-6} \times \frac{2.198 \times 3}{0.01 \times 0.8} = 1.42 \text{ m}\Omega$$

由于次级夹在两个初级线圈之间，次级相当于 1.5 层。层厚度约为集肤深度的 0.8 倍，交流电阻约为直流电阻的 1.2 倍(图 5-18)。则次级线圈总损耗

$$P_{w2} = I_{ac}^2 R_{ac} + R_{dc} I_{dc}^2 = 3.49^2 \times 1.2 \times 1.42 + 2^2 \times 1.42 = 26.43 \text{ mW}$$

20°C 线圈总损耗 $P_w = 35.7 + 26.43 \approx 60 \text{ mW}$ 。如果温升 40°C，损耗近似增加 $1.0039^{50} = 1.168$ 倍，即 70mW。变压器的总损耗 $70 + 71.7 = 141.7 \text{ mW}$ ，在设计要求 200mW 以下，满足设计要求。

铜损耗接近磁芯损耗，这是比较理想的结果。

5.8 设计一个正激变压器

我们来设计一个正激变换器的变压器作为功率变压器设计的一个例子。设计 requirements 是：输入 $U_i = 48 \text{ V}$ ，如考虑输入电压最低为 -20% 变化。输出直流 $U_o = 5 \text{ V}$ ，功率 $P_o = 100 \text{ W}$ ，开关频率 $f = 250 \text{ kHz}$ 。基本电路如图 5-19 所示。

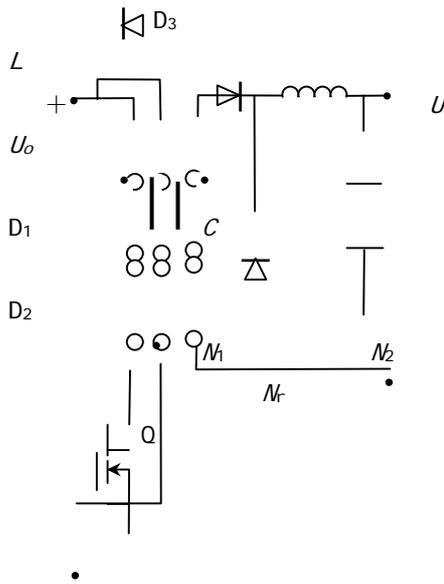


图 5-19 正激变换器

输出功率 100W，则输出电流为 $100/5=20\text{A}$ 。因为电流很大，次级匝数要取尽可能少，使得直流电阻很低。这意味着次级最少匝数 $N_2=1$ 匝（取整数），因此匝比 n 也是整数。

回顾第二章中讨论的正激变换器，它的输出电压与输入电压的关系为

$$U_o = DU_i / n$$

(5-19)

式中 n 为初级匝数 N_1 与次级匝数 N_2 之比；占空度 D 为晶体管导通时间 T_{on} 与开关周期 T 之比。

根据正激变换器工作原理，当复位线圈 N_r 与初级线圈 N_1 相等时，最大占空度不超过 0.5。为了确保变压器磁芯安全复位，一般极限占空度选择 $D_{lim}=0.47$ 。如果输入电压在一定范围变化，最低电压时，也就是最大占空度 D_{max} 不超过 0.45。如果采用有源箝位或使复位线圈匝数小于初级匝数，占空度可以大于 0.5，这会使得功率管在截止期间

承受更高的电压。

在输出、输入电压一定时，一般选择 $N_r=N_1$ 。只要 D 不大于 0.5，占空度可以任何值。但是 D 加大，由式 (5-19) 可见，变比也加大；在输出功率一定的情况下，初级峰值电流反比减少，可选择较低电流额定功率管；同时次级两端电压也下降，这样次级因电压低可采用同步整流或肖特基整流管，可大大提高效率。因为高压二极管导通压降大，同时二极管的反向恢复时间随二极管反向耐压增加而增加。另一方面如果有最低输入电压要求，例如 -20%，在最低电压下，最大占空度不低于 0.45，就可以计算出所需要的变比

$$n = \frac{U_i D}{U_o'} = \frac{48 \times 0.8 \times 0.45}{5 + 0.4} = 3.2$$

式中 $U_o' = U_o + U_{DF}$ ； U_{DF} 是整流管正向压降。因为次级选择 1 匝，匝比 3.2 取整为 3，即初级为 3 匝。实际占空度为

$$D = \frac{n U_o'}{U_i} = \frac{3 \times 5.4}{48 \times 0.8} = 0.42$$

有了匝比和匝数，我们可以选择多种磁芯比较。假定我们已经做了比较，选择材料 3F3，RM10 磁芯，其 $A_L=4050\text{nH}$ ， $A_e=0.968\text{cm}^2$ 。3 匝初级的电感量 $L_p=3^2 \times 4050\text{nH}=36 \mu\text{H}$ ，因此初级激磁电流峰值为

$$I_m = \frac{U_i \times D}{L_p} = \frac{48 \times 0.31 \times 4}{36} = 1.74 \text{ A}$$

此电流加上次级反射到初级的电流的有效值为

$$I_{rms} = \sqrt{I_{dc}^2 + \frac{I_m^2 D}{3}} = \sqrt{\left(\frac{20}{3}\right)^2 + \frac{1.74^2 \times 0.42}{3}} = 6.7 \text{ A}$$

因为激磁电流是刷齿波，电流有效值比直流分量 6.6A 只大 0.1A，一般不考虑激磁电流影响。

如果为了减少磁化电流就要增加磁化电感，即增加初级匝数和次级匝数，例如 6:2,匝数加倍，所以初级电感为 144 μH，峰值磁化电流小 4 倍，那么磁化电流增加的有效值更可以忽略，但增加了铜损耗。

现在我们计算磁通密度，最低输入电压时最大占空度，有

$$B = \frac{48 \times 0.8 \times 0.42 \times 4 \times 10^{-6}}{6 \times 0.968 \times 10^{-4}} = 0.1111 \text{ (T)}$$

这样大小的磁通密度 3F3 磁芯损耗比较恰当，原先 3 匝磁通密度 0.2222T 损耗过大，这是增加匝数的重要理由。和其它设计一样，以下计算铜损耗和铁损耗。再与下一步 9 匝初级比较，可以看到更高的效率，步骤与以前相同。

5.9 铁氧体扁平变压器设计

扁平变压器用扁平磁芯，并采用叠层铜带冲片作为线圈，或用多层印刷电路板（PCB）作为线圈，或直接集成到开关电源的 PCB 上，来构成变压器，具有很低的结构高度，比普通变压器更大的散热面积，如果同样的温升，允许更大的损耗功率，也就有更高的功率密度；由于采用叠层或 PCB 线圈，更容易交错绕和更小的线圈距离，因此变压器漏感小。叠层，尤其是 PCB 线圈，制造公差小，性能一致性好。在小功率（500W 以下）开关电源中得到广泛应用。

这里介绍飞利浦扁平变压器的设计方法。其它公司磁芯可以作为参考。

设计步骤

1. 计算最大磁通密度

在工作情况下，磁芯和线圈损耗引起温度上升。必须将绝缘和磁芯保持在最大允许温度以下，以避免变压器和其他电路发生危险。在热均衡以后，按热的欧姆定律，变压器的总损耗 P_T 与温升 ΔT 的关系：

$$P_T = \frac{\Delta T}{R_{th}}$$

(5-21)

式(5-21)中 R_{th} 为变压器热阻 (°C/W)。 P_T 为变压器允许损耗功率 (W)，实际上说明变压器冷却能力。

在文献 2 中给出了像 E 类 (EE, ETD, EC 和 RM 等) 与窗口尺寸关系的热阻经验公式，对绕线线圈磁元件是有价值的。在平面变压器中，平面 E 型变压器已找到相似的公式。这个关系可以用来估算变压器温升与磁芯磁通密度。因为有效线圈空间受到限制，在平面磁芯中推荐应用最大允许磁通密度。

假定变压器总损耗的一半是磁芯损耗，可将最大磁芯单位体积损耗 P_c 表示为变压器允许温升的函数：

$$P_c = \frac{12 \times \Delta T}{\sqrt{V_e} (\text{cm}^3)} \quad [\text{mW/cm}^3]$$

(5-22a)

- 1) 必须确定线圈怎样分层。在 PCB 中导线电流要发热，为了合理地散热，建议将外层线圈与内层线圈对称分布。
- 2) 扁平磁芯线圈与常规磁芯线绕线圈不同，常规线绕线圈在窗口高度方向初级和次级层交错安排是最佳分布。而扁平磁芯线圈必须在窗口宽度方向交错排列才是最佳。这将减少所谓的邻近效应和漏感。但是 PCB 板中可用线圈高度和所需要的匝数不总是可能最佳设计。

从成本价格观点看，建议选择标准铜箔层厚度。PCB 标准的铜皮厚度是 35 或 70 μm，选择层的厚度对电流引起的线圈温升起重要作用。

IEC950 安全标准要求 PCB 材料 (FR2 或 FR4) 间有 400 μm 的距离，给初级与次级，次级和次级之间主绝缘。如果不需要主绝缘，在线圈层间 200 μm 距离也足够了。而且考虑 PCB 顶层和底层焊接丝网层大约 50 μm。按电流大小和最大电流密度决定线圈的线宽度。匝间距离决定于工艺能力和成本。根据经验铜箔层的厚度 35 μm，线宽和间隙大于 150 μm，而对于铜箔层厚 70 μm，大于 250 μm。

与 PCB 厂制造能力有关，可以做到较小尺寸，但是可能明显增加 PCB 的成本。

每层的匝数和匝间的间隙分别标注上 N_1 和 s 。可用的线圈宽度 b_w ，线宽 W_t 计算如下 (参看图 5-22)：

$$W_t = \frac{[b_w - (N_1 + 1) \times s]}{N_1}$$

(5-25)

要是需要满足主绝缘要求，就有些不同。磁芯看作初级的一部分，同时必须和次级分开 400 μm。所以，在 (次级) 线圈间接近爬电距离接近中柱和边柱以及磁芯必须大于 400 μm。在这种情况下，可以用式 (5-26) 计算线的宽度，从可用的线圈宽度中必须减去 800 μm：

$$W_t = \frac{[b_w - 0.8 - (N_1 + 1) \times s]}{N_1}$$

(5-26)

在公式 (5-25) 和 (5-26) 中所有尺寸是 mm。

3. 决定电流在 PCB 中引起的温升

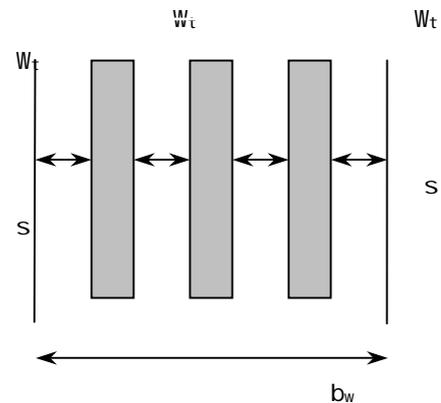


图 5-22 导线线宽间隔和线圈宽度

最后一步检查 PCB 铜线电流引起的温升。因此必须知道输出和输入数据来计算有效值电流。计算方法与使用的拓扑有关。对于一般标准的正激和反激变换器拓扑，后面给出了设计例子。图 5-23 给出了不同 PCB 导体截面积的有效值电流与温升的关系。单导线应用场合，即电感这样不太紧密的间隙可以直接使用这个图来决定导线的宽度、厚度、截面积和不同预计温升的允许最大电流。例如，有效值电流为 1.6A，预计温升 30°C，如果采用铜线厚度为 35 μm，宽度为 0.9mm。

对于相似的并联电感，如果间隔紧密，可以运用等效电流和等效截面决定温升。等效截面是并联导体截面之和，而等效电流是并联电感电流之和。

此设计方法的缺点是假定线圈的温升是直流电流产生的，而实际上是引起集肤和邻近效应的交流产生的。集肤效应是本身电流在导体内部磁场引起的；快速的电流变化（高频）感应交变磁通在导体内导致涡流。此涡流与主电流叠加，在导体中心相反抵消，而在导体表面相加，电流趋向外表面。电流密度由导体中心表面向中心指数衰减。

集肤深度 Δ 是从导体表面向中心电流密度下降到 1/e 时离开表面的距离。集肤深度决定于电导率，磁导率等材料特性，并反比于频率的平方根。铜 60°C 时集肤深度近似为

$$\Delta = \frac{2230}{\sqrt{f}} \quad (\mu\text{m})$$

式中 f—频率 (kHz)。

为减少集肤效应，导体的宽度 (W_t) 应小于 2Δ 。这意味着 500kHz 频率线宽 < 200 μm。如果线圈需要更宽的 b_w ，从磁的观点最好的解决方法应当分开成并联匝。

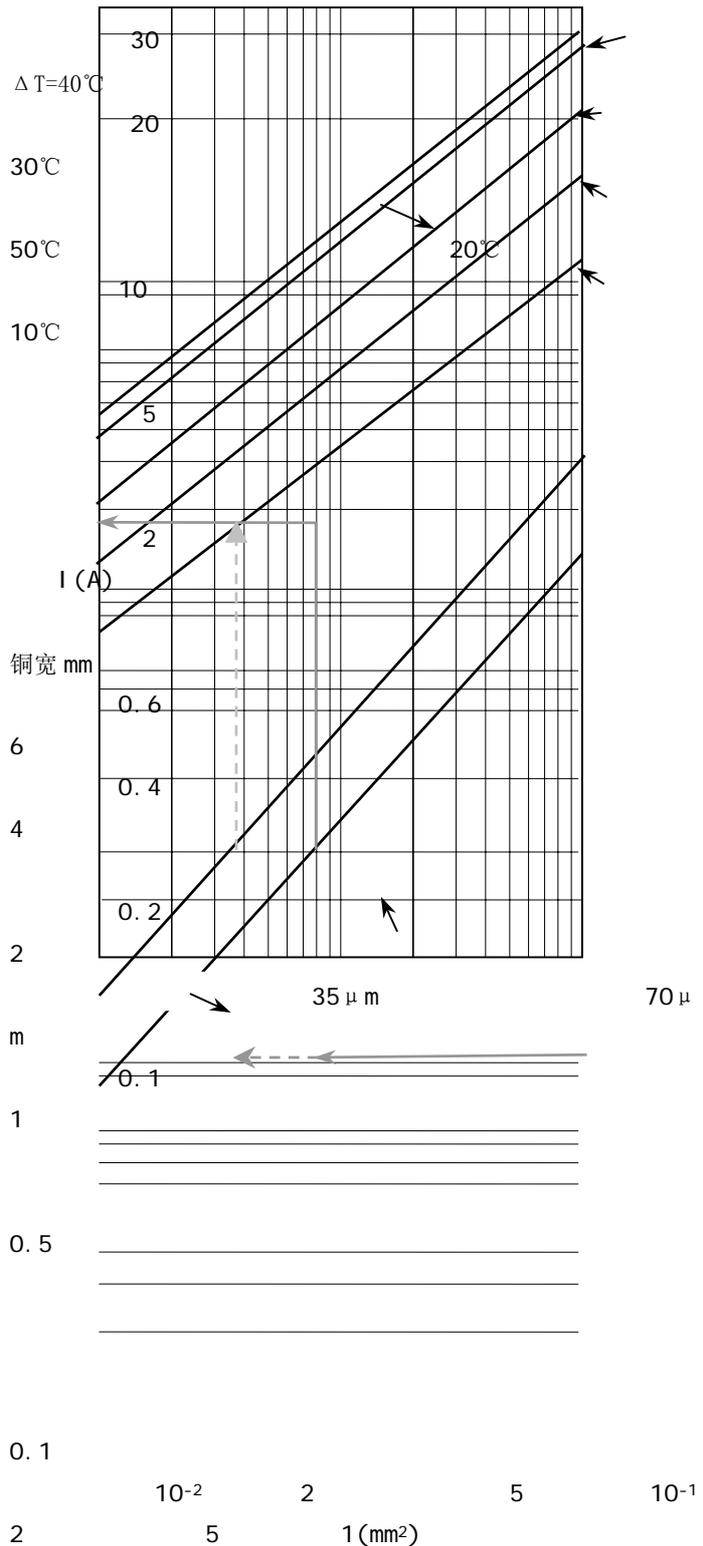


图 5-23 电流，导线尺寸和温升之间的关系

实际上，在导体中不仅有由于自身交变磁场涡流效应（集肤效应），而且还由于邻近的其他导体的磁场的涡流效应。此效应称为邻近效应。文献 2 中线圈一章分析了宽窗口，初级次级在高度方向排列的漏磁与结构的关系(图 5-24(a))。对于扁平磁芯，PCB 线圈的漏磁如图 5-24(b)所示，在线圈窗口宽度 w 方向。将初级和次级交错放置来减少邻近效应和漏感。因为初级和次级流过相反电流，使得它们的磁场抵消了。由于 PCB 分层容易，初级与次级可以每层交错，邻近效应大大减少。但是，在相同层的相邻导体仍然有邻近效应。

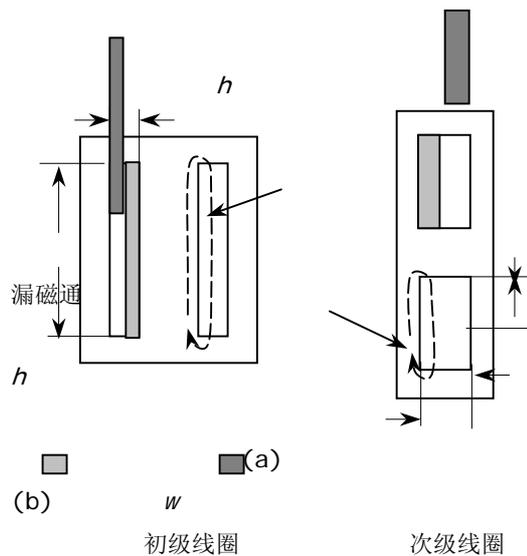


图 5-24 不同磁芯线圈的漏磁通路径

对几种不同设计的流过交流的多层 PCB 线圈温度测量指出，在 1MHz 以下，频率每增加 100kHz 与直流决定的值比较 PCB 额外增加温升 2℃。

4. 设计举例 1：断续模式反激变压器

1) 设计参数

- 最小输入电压： $U_{min}=70V$
- 输出电压： $U_o=8.2V$
- 额外初级输出： $U_{pic}=8V$
- 初级占空度 $D_1=0.48/0.5$
- 次级占空度 $D_2=0.48/0.5$
- 开关频率 $f=120kHz$
- 输出功率 $P_{max}=8W$
- 环境温度 $T_a=60^\circ C$
- 允许温升 $\Delta T=35^\circ C$

2) 选择磁通密度

一般铁氧体的高温（100℃）饱和磁感应磁通只有 320mT 左右，考虑到动态响应等因素选择磁芯磁通密度为 160mT。这在下面选取磁芯材料和结构以后要检查磁芯损耗和温升应在允许范围内。

3) 计算匝数

电路拓扑反激断续模式。需要的电感量为

$$L_1 \leq \frac{(U_i D)^2}{2fP_o} = \frac{(70 \times 0.5)^2}{2 \times 120 \times 10^3 \times 8} = 638 \mu H$$

输入电流峰值为

$$I_{1p} = \frac{U_i D}{L_1 f} = \frac{70 \times 0.5}{638 \times 0.12} = 0.457 A$$

的有效值为

$$I_1 = I_{1p} \sqrt{\frac{D}{3}} = 0.457 \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 187 mA$$

为保证电流断续，次级占空度应当 $D_2 < 0.5$ ，一般选择 $D_2 = 0.3 - 0.4$ 。这里主要说明设计方法，

选择 $D_2=0.5$

$$L_2 \leq \frac{U_o^2 D_2^2}{2fP_o} = \frac{8.2^2 \times 0.5^2}{2 \times 120 \times 10^3 \times 8} = 8.755 \mu\text{H}$$

次级峰值电流

$$I_{2p} = \frac{U_o D_2}{Lf} = \frac{8.2 \times 0.5}{8.755 \times 0.12} = 3.9\text{A}$$

次级电流有效值

$$I_2 = I_{2p} \sqrt{\frac{D}{3}} = 3.9 \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 1.592\text{A}$$

使用 E18 初级匝数

$$N_1 = \frac{U_i T_{on}}{A_e \Delta B} = \frac{70 \times 0.5}{0.395 \times 10^{-4} \times 120 \times 10^3 \times 0.16 \times 2} = 23.075 \rightarrow 24 \text{ 匝}$$

式中 $\Delta B=2B_p$ 。图 5-25 为 E 和 PLT 磁芯尺寸图。表 5-8 列出菲利浦 E 和 PLT 磁芯 6 个最小标准按上式计算的计算匝数和需要的气隙。

E-14 系列磁芯所需的初级匝数对多层 PCB 线圈是太高。所以 E-E18 或 E-PLT18 磁芯组合看起来最适合 (图 5-27)。绕 M_1 , M_2 和 M_C 分别是 24, 3 和 3 匝。

表 5-8

磁芯	$A_e(\text{mm}^2)$	$V_e(\text{mm}^3)$	N_1	N_2	N_{1c}	$G(\mu\text{m})$	其他计算数据
E-PLT14	14.5	240	63	7.4	7.2	113	$L_p=638 \mu\text{H}$ $I_p(\text{rms})=186$ mA $I_2(\text{rms})=159$ 3mA
E-E14	14.5	300	63	7.4	7.2	113	
E-PLT18	39.5	800	23	2.7	2.6	41	
E-E18	39.5	960	23	2.7	2.6	41	
E-TLP22	78.5	2040	12	1.4	1.4	22	
E-E22	78.5	2550	12	1.4	1.4	22	

4) 计算磁芯单位体积损耗

根据公式 (5-23) 求得频率 $f=120\text{kHz}$, $B_p=160\text{mT}$ 和工作温度为 90°C 单极性三角波的损耗。功率铁氧体 3C30, 3C90 和 3C85 磁芯损耗密度分别为 $385\text{mW}/\text{cm}^3$, $430\text{mW}/\text{cm}^3$ 和 $570\text{mW}/\text{cm}^3$ 。

5) 计算允许磁芯单位体积损耗

在 $\Delta T=35^\circ\text{C}$ 时, E-PLT18 是 $470\text{mW}/\text{cm}^3$, 而 E-E18 是 $429\text{mW}/\text{cm}^3$ (式 (5-21))。

结论 3C85 温升太高, 采用 3C30 或 3C90 材料磁芯。

6) 线圈结构

初级 24 匝可分成 2 或 4 层。E-18 有效线圈宽度是 4.6mm , 这样成本高, 因为 12 匝线圈在 1 层线太窄和间隔宽度不够。如果初级每层 6 匝, 则线宽为

$$W_t = \frac{b_w - (N_1 + 1) \times s}{N_1} = \frac{4.6 - (6 + 1) \times 0.3}{6} = 0.41\text{mm}$$

多层 PCB 层数少成本低。所以我们假定每层 3 匝辅助次级（提供 IC 电压）和 3 匝次级。6 层板设计示于表 5-9。

铜箔层的厚度选择 35 还是 70 μm 与电流产生的热量有关。在初级和次级层之间主绝缘需要 400 μm。E-PLT18 组合具有最小窗口宽度 1.8mm。35 μm 层厚已足够了，因此 PCB 大约厚 1710 μm。

为了达到经济的设计，我们假定在线之间的间隔为 300 μm，计算次级线宽(式(5-25))包括主绝缘为 1.06mm。

应用图 5-23 和第 3 步计算的次级有效值电流为 1.6A，对 35 μm 层厚引起温升 25℃。而 70 μm 为 7℃。

线圈损耗引起的温升允许为总温升的一半，在这种情况下，为 17.5℃。很明显 1.6A 有效值电流对 35 μm 引起的温升太高，应当采用 70 μm 层厚。这样 PCB 总厚度为 1.745mm，仍小于 1.8mm。

初级线圈匝的宽度可用式(5-25)算，并近似为 416 μm。这样线宽初级 0.24A 根本不会引起较大温升。

120kHz 频率比直流引起额外 2℃温升。电流引起的总的 PCB 温升仍保持在 10℃以下。

也可使用 70 μm 厚铜皮做成 6 层，但总 PCB 厚度为 1920 μm，超过 E18-PLT18 组合的窗口。如果采用 E-E18 组合，标准窗口宽度为 3.4mm，但又太大了。要是能够定制一个窗口近似为 2mm 的磁芯那再好不过了。

用 E-E 磁芯，材料为 3C90 测量总温升为 28℃。其中 17.5℃是磁芯损耗引起的温升，线圈损耗引起的温升是 10℃。

初级与次级耦合很好，漏感仅是初级电感的 0.6%。

设计例 2：正激变换器变压器

1) 设计参数

输入和输出电压	$U_i=48V \pm 20\%$	$U_o=5V$
输出功率	$P_{max} = 18W$	
占空度	$D=0.46$	
开关频率	$f = 500kHz$	
环境温度	$T_{amb}=40^\circ C$	
允许温升	$\Delta T=50^\circ C$	

2) 计算磁芯允许单位体积损耗

首先检查标准的平面 E 型磁芯最小尺寸磁芯 E-PLT14 和 E-E14 是否适合。查得其有效体积分别

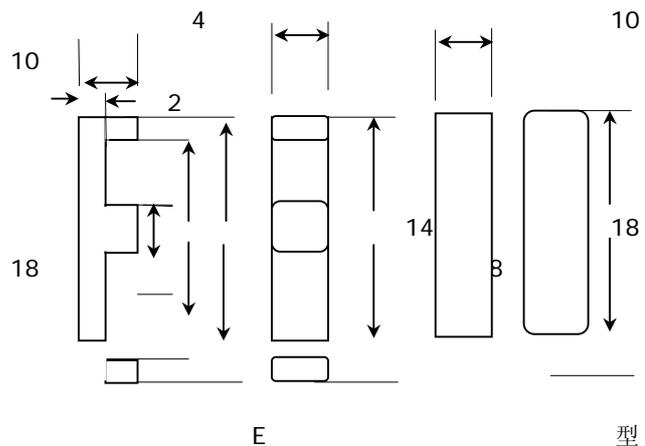


图 5-25 E18/4/10 和 PLT18/10/2 尺寸图

层	匝	厚度
70 μm		35 μm
焊接丝网		50 μm
50 μm		
初级	6	35 μm
70 μm		
绝缘		200 μm
200 μm		
初级	6	35 μm
35 μm		
绝缘		200 μm
200 μm		
初级 IC	3	35 μm
70 μm		
绝缘		400 μm
400 μm		

为 $300\text{mm}^3=0.3\text{cm}^3$ 和 $240\text{mm}^3=0.24\text{cm}^3$ 。根据温升 50°C 时，由式 (2a) 得到

$$P_c = \frac{12 \times \Delta T}{\sqrt{V_e(\text{cm}^3)}} = \frac{12 \times 50}{\sqrt{0.3}} = 1095 \text{ mW/cm}^3$$

$$P_c = \frac{12 \times \Delta T}{\sqrt{V_e(\text{cm}^3)}} = \frac{12 \times 50}{\sqrt{0.24}} = 1225 \text{ mW/cm}^3$$

4) 计算峰值磁通密度

对于单极性三角波磁通波形，频率 500kHz ；假定温度 100°C ， $C_T=1$ ；磁芯材料选择 3F4 或 3F3。它们的参数 3F4: $C_m=0.12 \times 10^{-3}$ ， $\alpha=1.75$ ， $\beta=2.9$ ；3F3: $C_m=2 \times 10^{-5}$ ， $\alpha=1.8$ ， $\beta=2.5$ ；损耗密度为 p_c ，利用式 (5-24) 计算峰值磁通密度：

对于 $p_c=1095\text{mW}$

$$B_p = \left[\frac{P_c}{C_m C_T f^\alpha} \right]^{1/\beta} = \left[\frac{P_c}{C_m f^\alpha} \right]^{1/\beta} = \left[\frac{1095}{0.12 \times 10^{-3} \times 500 \times 10^3} \right]^{1/2.9} =$$

得到大约 100mT 峰值磁通密度将引起的功率损耗与公式 (5-22) 计算的磁芯损耗密度比较。线圈匝数和有效电流的用公式计算的结果在附录 1 中。使用峰值磁通密度 100mT 与计算的输入数据得到在频率 530kHz 时，可用 E-E14 或 E-PLT14 组合带有合理的匝数。计算的结果入表 4 所示。

表 4 几个正激变压器的计算

磁芯	V_{in}	V_{out}	N_1	N_2	$L_p(\mu\text{H})$	$I_{o(\text{rms})}(\text{mA})$	$I_m(\text{mA})$	$I_p(\text{mA})$
E-PLT14	48V	5V	14	3.2	690	2441	60	543
	48V	3.3V	14	2.1	690	2699	60	548
	24V	5V	7	3.2	172	2441	121	1087
	24V	3.3V	7	2.1	172	3699	121	1097
E-E14	48V	5V	14	3.2	855	2441	48	539
	48V	3.3V	14	2.1	855	3699	48	544
	24V	5V	7	3.2	172	2441	97	1079
	24V	3.3V	7	2.1	172	3699	97	1089

对于使用的 530kHz 磁通密度波形工作温度为 100°C 磁芯损耗密度的最后检查 3F3 为 1030mW/cm^3 ，而 3F4 是 1580mW/cm^3 。很明显 3F3 是最好的选择。E-PLT14 产生的温升(计算损耗密度/允许损耗密度)是 $1/2 \Delta T = (1030/1225) \times 25^\circ\text{C} = 21^\circ\text{C}$

对于 E-E14 组合温升为 23.5°C 。

初级需要 7 或 14 匝与输入电压有关。一般的正激变压器需要相同的去磁线圈。为了可以复位使用 7 或 14 初级匝数，和相同匝数的去磁线圈。选择每层 7 匝，4 层。当需要 7 匝初级和去磁线圈时，两层匝数并联，附带的效果是线圈线电流密度将减半。

如果初级和去磁需要 14 匝线圈，两层匝数连接成串联，有效匝数成了 14 匝。

E14 磁芯在 PCB 上的有效线圈宽度是 3.65mm 。 $300\mu\text{m}$ 间隔每层 7 匝的线宽是 $178\mu\text{m}$ 。

因为 24V 输入初级有效电流大约是 1.09A ，铜箔层的厚度是 $70\mu\text{m}$ 。有效初级线宽(参看图 2) $365\mu\text{m}$ (因为 7 匝线圈并联而加倍) 给出温升为 15°C 。 48V 输入有效电流为 0.54A 。线宽

178 μm 时（串联成 14 匝）给出线圈综合损耗温升为 14 $^{\circ}\text{C}$ 。

铜箔层厚 70 μm , 线宽 178 μm , 间隔 300 μm 这背离了一般准则（线宽和间隔都要大于 250 μm ）。使得多层 PCB 生产成本提高。

次级线圈 2 匝或 3 匝，如果将次级放在一层上，线宽分别是 1370 μm 和 810 μm ，对于有效值电流 3.70A 和 2.44A 引起的线圈温升 25 $^{\circ}\text{C}$ ，再加上初级线圈温升，那是太高了。在这种情况下，这两个线圈各分成 2 层，两层并联后电流为总电流的一半。由图 5-26 可知，这样电流引起的温升大约 6 $^{\circ}\text{C}$ 。PCB 的总温升近似 21 $^{\circ}\text{C}$ ，再加上交流引起的损耗，频率 500kHz 大约增加 10 $^{\circ}\text{C}$ ，所以 PCB 温度将增加 31 $^{\circ}\text{C}$ 。

各层设计的完整结构如表 5 所示。外加至少一层表中标注为线层作为必要的连接层。然而，这意味着实 9 层，但制造的观点看与 10 层是相同的（偶数层）。为此，PCB 的底层和顶层用作线层，因此，额外的优点是线中的电流密度减半。在这些层的线通过铜板孔与内层线相连接，并将初级和次级的输入和输出传递到 PCB 两个不同的一边。与初级和次级的输入和输出如何连接有关，可以获得 4 个不同的变比。

总的 PCB 厚度大约 2.6mm, 是太高了。因为 E-E14 磁芯有效窗口是 1.6mm。E-E14 窗口是适合的, 但是此磁芯窗口为 3.6mm。比实际需要大了许多。如果定制高度较小的磁芯那是最好。在此磁芯中实际温度用热电耦在不同情况下进行测量。24V-5V 变压器给出最高电流密度用来检测。

首先计算初级和次级电流用直流分开加到 PCB 上。初级 1079mA 给出温升 12.5°C, 次级 2441mA 电流给出温升 7.5°C。当两个直流同时加到 PCB, 温度增加 20°C。

然后用相同的有主控制电流代替, 但有几个不同的交流频率, 在 50kHz, PCB 总温升是 32°C。交流引起温升大大 (7°C) 增加是在次级线圈。这是因为集肤效应引起的局部温度升高, 在次级线圈宽线比较窄初级温度高。

最后, 标准的 E-E14 组合安装 PCB 线圈在工作状态下作为正激变压器。PCB 温升为 49°C, 而磁芯上热点在顶部温升 53°C。中心柱和边柱温升分别是 49°C 和 51°C。

作为计算预计设计对于 E-E 磁芯是严格的, 因为热点温升是 53°C, 允许温升是 50°C。如果定制一个 E-E 磁芯, 温升将在规定范围内。

表 5-11 10 层 PCB

层	匝数
70 μm	
焊 接 丝	网
50 μm	
线	层
70 μm	
绝 缘	层
200 μm	
复 位	7
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
初 级	7
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
次 级	3
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
次 级	2
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
次 级	2
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
次 级	3
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
初 级	7
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
复 位	7
70 μm	
绝 缘	缘
200 μm	
线	层
70 μm	
焊 接 丝	网
50 μm	
总	35
2600 μm	