

高 B_s 低功率损耗磁性材料和开关电源变压器设计

贵州都匀 高适 编译

摘要：文章简要介绍了高 B_s 低功率损耗磁性材料的特性，指出了用作开关电源变压器磁心时对高 B_s 功率损耗磁性材料的性能要求，提供了两种电源变压器的设计方法—— A_p 法和 K_u 法及其实例。

关键词：高 B_s 低功率损耗磁性材料 磁心 开关电源变压器设计

1 高 B_s 低功率损耗磁性材料和磁心

开关电源的主变压器常采用 $MnZn$ 功率铁氧体材料作磁心。开关电源变压器要求这种软磁铁氧体材料具备高饱和磁通密度(B_s)与高振幅磁导率，以提高变压器的功率转换效率并避免饱和；要求所用材料的功率损耗尽量小，呈负温度系数以避免变压器在高频工作时发热损坏；为了在较高的工作温度时保持高的 B_s 值，材料的居里温度(T_c)应较高；要求在高磁通密度($B=20mT$)、高温(80~100℃)和低频(20~50kHz)下有低的功率损耗。理论上，功率损耗分为磁滞损耗、涡流损耗和剩磁损耗。以损耗对频率的关系来区分，涡流损耗的大小与材料的电阻率的倒数成正比，所以，高电阻率是功率铁氧体的最主要性能指标。

高频开关电源的工作频率已发展到 0.5~1MHz，未来将超过 1MHz 或更高。这样，功率铁氧体将开发工作频率为 100~300kHz、200mT、100℃ 时的磁心损耗为 150KW/m³ 左右的材料。目前，已

有多和这样的材料上市，如 NC45、3B46、3C92、4H45、PC47、PC95、DMR2KP、DMR1、2KH 等，我国磁性材料企业也研发生产了多种产品。

开关电源变压器工作在高功率、高磁通密度状况下，通常选用磁导率为 1500~2500 的 $MnZn$ 铁氧体材料。设计这种变压器选用磁心材料的参数时，主要考虑饱和磁感应强度 B_s 、高磁通密度下的功率损耗，高频工作时的功率损耗及高温环境下的功率损耗。而一般选用的参数为：饱和磁感应强度 $> 510mT$ ，在工作频率为 200~500kHz 且是矩形波状态下的功率损耗是 3~5 倍的开关频率下的功率损耗，在 100kHz 工作频率下的功率损耗 $< 700W/m^3$ 。在电源小型化和工作频率提高时，特别要关注涡流损耗 P_e ，因为 $P_e \propto f$ 。所以当工作频率达到 200~500kHz 时，涡流损耗将占支配地位；为减小涡流损耗就必须使用铁氧体材料提高电阻率。

为了减小变压器的功率损耗，在合理选用磁性材料的同时，也出现了一些新的设计理念，即设计中不再侧重于使

磁心在高磁通密度下工作来降低绕组功率损耗。因为 $Mn-Zn$ 铁氧体磁心在高磁通密度下功耗会急剧增大。使绕组所降低的功耗远不能抵偿磁性材料功耗的增加。所以，新的设计理念是以较低的交流励磁电平而不再以高的励磁电平进行激励，也就是让磁心工作在“可用磁通密度”之内，而不是在硬饱和状态，这样可以避免磁通密度处于磁滞回线非线性区时导致磁导率陡直下降，绕组会因阻抗降低而恶性发热甚至烧毁。所谓“可用磁通密度”一般为饱和磁通密度的 80%。

开关电源变压器常用的铁心形状为 EE 型、EPQ 型(即 PQ 型)、ETD 型、EC 型等；而小功率电源变压器可用环型、RM 型；薄型变压器则可用 EP 型、FEER 型、FEY 型等，见图 1 所示。

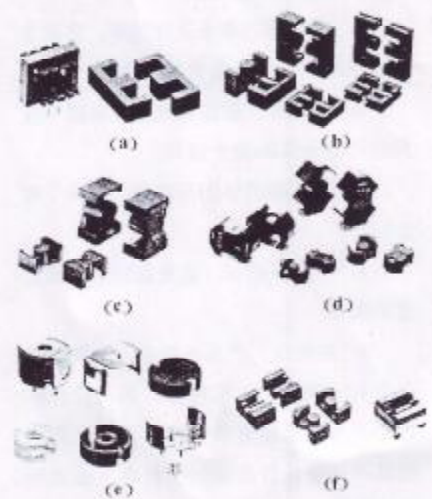
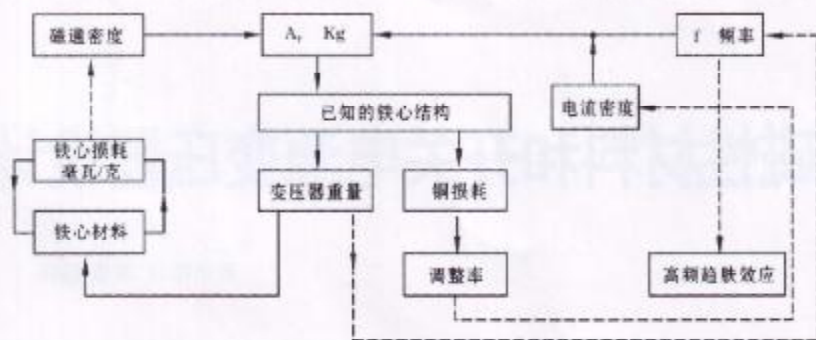


图 1 铁氧体磁心几何结构
(a)EE 型；(b)EC 型和 ETD 型；(c)PQ 型；
(d)RM 型；(e)EP 型；(f)FEY 型

专题特写：磁材变压器 / 设计应用



▲图2 变压器设计因素流程图

2 电源变压器设计

2.1 电源变压器设计的若干问题

功率电子设备中用作功率转换的变压器是系统中重量与体积最大的元件，因此它对系统的性能与效率影响甚大。由于变压器的参数相互依存与相互制约，故设计时必须对它们进行合理的折衷处理，以达到设计的最优化。

2.1.1 根据变压器参数间的相互依存与制约因素，一般必须考虑如下设计问题：

- 次级绕组在规定的调整率范围内能够传递给负载的输出功率 P_o (工作电压乘所需要的最大电压)；
- 变压器的最小工作效率，它决定于变压器能允许的最大功率损耗；
- 确定变压器在特定温度环境中应用时可以允许的最大温升；
- 变压器的体积与重量，取决于磁心材料；
- 产品总成本，这是设计师必须考虑的因素；
- 在特定的产品系统中，这些因素中会有一些处于支配地位，因为任何设计都不可能使所有参数都最佳化，所以对其中一些参数必须作出折衷，以达到设计目标。

2.1.2 变压器设计因素流程图

图2示出了应考虑的各个相互依存和相互制约的设计因素的流程图。

2.1.3 磁心的功率传递能力

人们将磁心的“面积乘积 A_p ”来表征磁心传递功率的能力。

$$A_p = W_a \cdot A_c$$

式中： W_a ——磁心的窗口面积； A_c ——磁心的截面积。用这些数值概要地描述磁心的尺寸和电气特性，适合的磁心包括：叠片磁心、罐形磁心、环形磁心和带绕环形磁心。

磁心的调整率和功率传递能力与磁心的几何结构系数 K_g 有关，由于每类磁心有其自己固有的 K_g ，而且它是一个较新的概念，故在磁心制造商方面尚未给定这一系数，但几何结构系数的方程式已确定为：

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} \quad (\text{cm}^2)$$

式中： W_a ——窗口面积 (cm^2)； A_c ——有效磁心面积 (cm^2)； K_u ——窗口利用系数； MLT ——平均匝长度 (cm)。

2.1.4 输出功率与视在功率容量

输出功率 P_o 和与变压器几何结构相关的视在功率 P_i 是变压器设计中两个非常重要的参数。

$$P_i = P_m + P_o \quad (\text{W})$$

$$P_m = \frac{P_o}{\eta} \quad (\text{W})$$

式中： P_m ——输入功率； η ——变

压器效率。用法拉第定律表达初级匝数 N_p 的公式为：

$$N_p = \frac{V_p \times 10^4}{K_f B_m A_c f} \quad (\text{匝})$$

当变压器窗口面积全部被利用时，

$$K_u W_a = N_p A_{wp} + N_s A_{ws}$$

式中： N_p ——初级绕组匝数(匝) N_s ——次级绕组匝数(匝) V_p ——初级电压(V)； K_f ——波形系数； B_m ——工作磁通密度(T) f ——工作频率(Hz) A_c ——导线面积(cm^2)。

$$A_c = J$$

式中： I ——均方根值电流(A) J ——电流密度(A/cm^2)。经转换整理，

$$K_u W_a = N_p \frac{I_p}{J} + N_s \frac{I_s}{J}$$

用法拉第方程代入，得：

$$K_u W_a = \left[\frac{V_p \times 10^4}{K_f B_m A_c f} \right] \left[\frac{I_p}{J} \right] + \left[\frac{V_s \times 10^4}{K_f B_m A_c f} \right] \left[\frac{I_s}{J} \right]$$

$$\text{移项得: } W_a A_c = \frac{(V_p I_p + V_s I_s) \times 10^4}{K_u K_f B_m f J}$$

输出功率 P_o 为： $P_o = V_o I_o$

输入功率 P_m 为： $P_m = V_i I_p$

所以视在功率 P_i 为： $P_i = P_m + P_o$ ，代入

$$W_a A_c = \frac{P_i \times 10^4}{K_u K_f B_m f J}$$

$$\text{根据定义: } A_p = W_a A_c = \frac{P_i \times 10^4}{K_u K_f B_m f J}$$

影响功率传递能力的视在功率 P_i 可在 $(2 \sim 2.828)P_o$ 范围内变化，而 P_o 的系数取决于应用变压器的电路型式，因为电路中电流波形的不同将产生不同的铜损。例如，当负载功率为 1W 时，比较图3——全波桥式电路，图4——全波次级中心抽头电路，图5推挽式中心抽头全波电路等三个电路每个绕组的功率传递能力(忽略变压器与二极管的损耗，即 $P_m = P_o$ ，同时所有绕组的匝数均为 N)。

图3所示全波桥式电路的总视在功率 P_i 为 $2W$ ：

$$P_i = 2P_o \quad (\text{W})$$

图4之全波次级中心抽头电路的总视在功率 P_i ，由于在次级绕组中流过波形

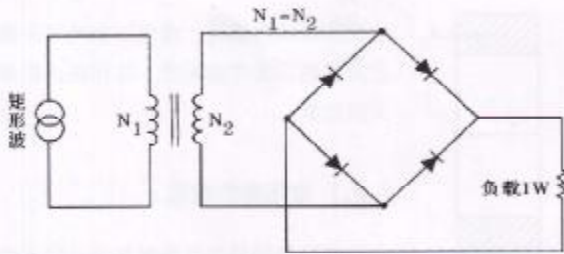


图3 全波桥式电路
 $N_1=N_2$

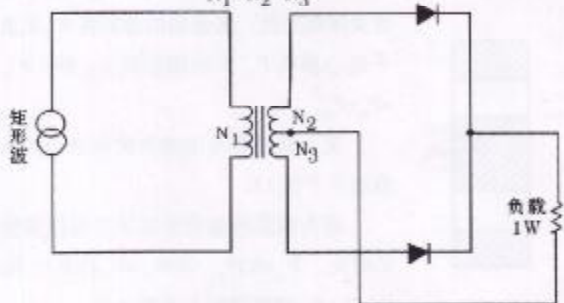


图4 全波中心抽头电路
 $N_1=N_2=N_3$

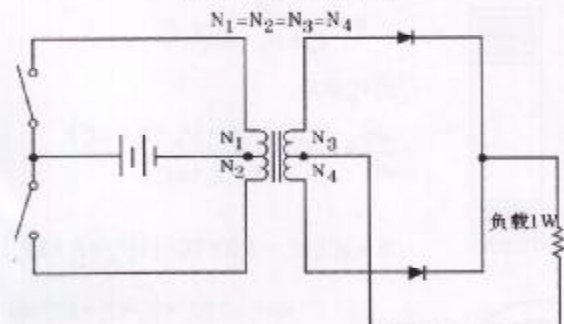


图5 推挽全波中心抽头电路
 $N_1=N_2=N_3=N_4$

失真了的断续电流，从而增加了 20.7%：

$$P_r = P_o \left[\frac{1}{\eta} + \sqrt{2} \right] \quad (\text{W})$$

图5所示推挽式全波中心抽头电路是典型的DC-DC变换器，由于初级和次级绕组中流过的是断续电流，故其总视在功率 P_1 增加到 $2.828P_o$ ：

$$P_1 = P_o \left[\frac{\sqrt{2}}{\eta} + \sqrt{2} \right] \quad (\text{W})$$

输出 10A 5V 1A 15V $V_o=1V(*)$ $\eta=0.95$
电路 中心抽头全波桥式电路

* V_o ——二极管压降

图6所示为一个多输出变压器视在功率 P_1 变化的情况。变压器的输出功率为：

$$P_{o1} = (V_{o1} + V_o)(I_{o1}) = (5+1)(10) = 60 \quad (\text{W})$$

$$P_{o2} = (V_{o2} + 2V_o)(I_{o2}) = (15+2)(1) = 17 \quad (\text{W})$$

由于绕组结构不同，变压器的视在功率 P_1 必定是反映这些功率之和，当绕组有中心抽头并产生断续电流时，则绕组（不是初级绕组就是次级绕组）中的功率需要乘以系数 U ，以便对那个绕组的均方根值电流进行修正。绕组在中心抽头时 $U=1.41$ ，若不在中心抽头时 $U=1$ 。

例如，多输出变压器的输出功率之和 $P_{\Sigma o}$ 为：
 $P_{\Sigma o} = P_{o1}(U) + P_{o2}(U) + \dots + P_{on}(U)$
对上述例子而言，

$$P_{\Sigma o} = P_{o1}U + P_{o2}U = (60)(1.41) + (17)(1) = 101.6 \quad (\text{W})$$

次级功率求得和后，即可求出初级功率： $\frac{P_{\Sigma o}}{\eta} = P_{\Sigma o}$ ；

$$P_{\Sigma o} = \frac{101.6}{0.95} = 106.3 \quad (\text{W})$$

故视在功率 P_1 为：

$$P_1 = P_{\Sigma o}(U) + P_{\Sigma o} = (106.3)(1.41) + 101.6 = 251 \quad (\text{W})$$

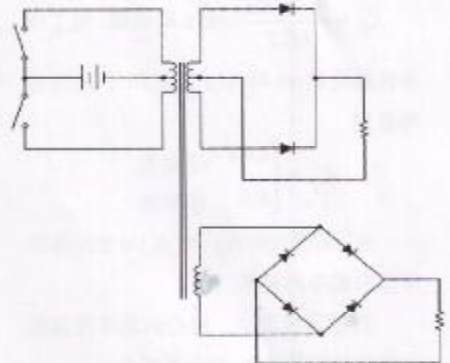


图6 多输出变压器

$$\alpha = \frac{V_{o(NL)} - V_{o(FL)}}{V_{o(FL)}} \times 100 \quad (\%)$$

式中： α —电压调整率(%) $V_{o(NL)}$ —无负载电压(V) $V_{o(FL)}$ —满载电压(V)。

为简便计算，设图了的变压器是一个匝比为1:1的隔离变压器，磁心阻抗 R_c 为无穷大，则：

$$I_w = I_o \quad \text{且} \quad R_p = R_s$$

同时规定初级与次级绕组占有相等的窗口面积，并有相同的电流密度 J ，那么：

$$\Delta V_p = I_w R_p = \Delta V_s = I_o R_s \quad \text{此时调整率为：}$$

$$\alpha = \frac{\Delta V_p}{V_p} \times 100 + \frac{\Delta V_s}{V_s} \times 100$$

将此式乘以电流 I ，则：

$$\alpha = \left[\frac{\Delta V_p J_w}{V_p J_w} \times 100 \right] + \left[\frac{\Delta V_s J_o}{V_s J_o} \times 100 \right]$$

而初级铜损 $P_p = \Delta V_p I_w$ ；次级铜损 $P_s = \Delta V_s I_o$ ；总的铜损为 $P_{cu} = P_p + P_s$ 。所以，调整率，可改写为： $\alpha = \frac{P_{cu}}{P_o} \times 100$

a. K_0 与电源变压器调整能力的关系
变压器设计都要给出温升和调整率指标，而变压器的调整率和功率传递能力是与磁心几何结构系数 K_s 、电路条件系数 K_c 两个常数有关的，其表达式为：

$$\alpha = \frac{P_r}{2K_s K_c} \quad (\%)$$

K_s 、 K_c 分别由下式确定：

2.1.5 变压器调整率的计算

假定变压器设计时要求其尺寸和重量必须最小，那么，最小的尺寸将受到温升和可允许的电压调整率的限制。

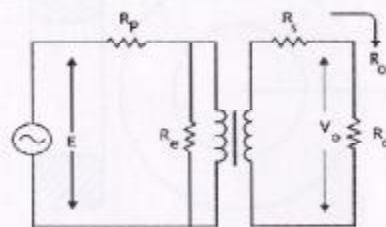


图7 变压器电路简图

图7为只有一个次级绕组的变压器电路图。现假定绕组中的分布电容和漏感都能通过结构设计将其限制在可忽略的水平，则变压器的电压调整率的表达式为：

专题特写: 磁材变压器 / 设计应用

$$K_g = \frac{W_a A_e^2 K_u}{MLT} \text{ (cm}^3\text{)}; K_u \text{ 由磁、电工作}$$

条件确定 $K_c = 0.145 k^2 f^2 B_m \times 10^{-4}$; K_f 为波形系数

$$K_f = \begin{cases} 4.44 & \text{正弦波} \\ 4.0 & \text{矩形波} \end{cases}$$

b. 面积乘积 $A_p (=W_a A_e)$ 与变压器功率传递能力的关系

根据研究测试, 磁心的功率传递能力与其面积乘积 A_p 的关系式为:

$$A_p = \left(\frac{P_o \times 10^4}{K_f B_m J K_u K_f} \right) \text{ (cm}^4\text{)}$$

波形系数 K_f 的取值同上。式中的 B_m 、 J 和 K_u 这些系数决定了磁心窗口可容纳绕线的最大空间, 电流密度系数 K_f 与温升有关, 是一个有助于控制铜损的新参数。

c. 面积乘积 A_p 及其与一些设计参数的关系式

磁心的面积乘积 A_p 是磁心可利用的窗口面积 (cm^2) 与磁心的有效截面积 (cm^2) 的乘积:

$$A_p = W_a \cdot A_e \text{ (cm}^2\text{)}$$

图 8 至图 12 给出了五种类型磁心的 W_a 与 A_e 的简图。 A_p 与变压器设计中应考虑的几个参数之间的关系见表 1。

铁心类型	损耗	$K_1(25^\circ\text{C})$	$K_1(30^\circ\text{C})$	(x)	(y)
磁形铁心	$P_{cu}=P_{fe}$	433	632	1.20	-0.17
粉末铁心	$P_{cu} \gg P_{fe}$	433	590	1.14	-0.12
叠片铁心	$P_{cu}=P_{fe}$	366	534	1.14	-0.12
C型铁心	$P_{cu}=P_{fe}$	323	468	1.16	-0.14
单线圆C型铁心	$P_{cu} \gg P_{fe}$	395	569	1.16	-0.14
带绕铁心	$P_{cu}=P_{fe}$	250	365	1.15	-0.13

▲表 1 铁心结构系数
*(x)和(y)是 A_p 和 J 式中的指数

2.2 变压器的效率、温升计算

变压器的效率、温升及调整率相互关联, 不能把所有输入到变压器的功率都传递到负载。输入功率与输出功率之差被转换成了热, 此即电功率的损耗, 它

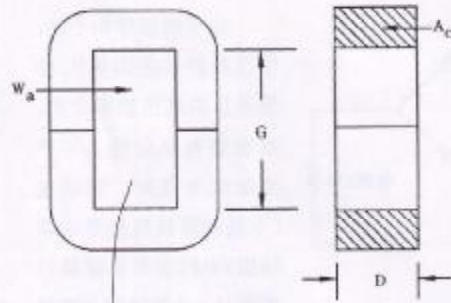


图8 C型铁心

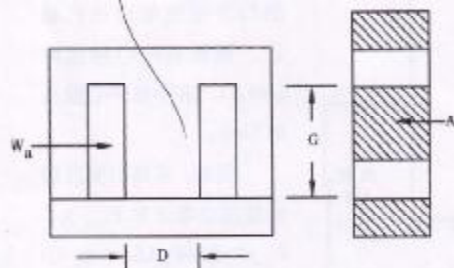


图9 EI叠片铁心

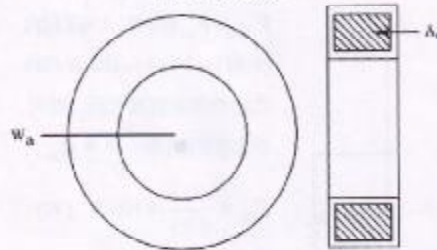


图10 带绕环型铁心

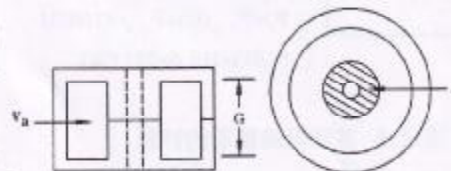


图11 罐型铁心

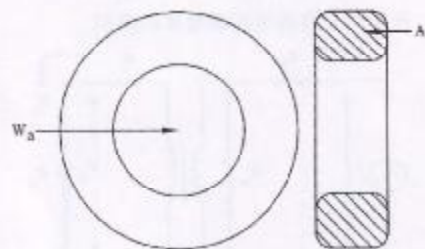


图12 粉末铁心和铁氧体铁心

也称作二次方损耗, 当恒定损耗等于额定负载的二次方损耗时, 这样则达到最大的效率。

2.2.1 变压器的效率 η

变压器的效率是衡量其设计优劣的重要指标。 $\eta = P_o / P_{in}$, P_o 与 P_{in} 之功率差值由损耗所致。变压器的总损耗 P_{Σ} 取决于磁心损耗 P_{fe} 和绕组损耗 P_{cu} 即: $P_{\Sigma} = P_{fe} + P_{cu}$ 。

变压器损耗与输出负载电流的关系曲线示于图 13。

因为铜损随输出功率平方乘以常数 K 增大。 $P_{cu} = KP_o^2$, 则 $P_{\Sigma} = P_{fe} + KP_o^2$; 而 $P_{in} = P_o + P_{\Sigma}$ 经整理以上关系式得:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{fe} + KP_o^2}$$

对 P_o 求导:

$$\frac{d\eta}{dP_o} = \frac{-P_{fe}(1+2KP_o) + (P_{fe} + P_o + KP_o^2)}{(P_{fe} + P_o + KP_o^2)^2}$$

$$\begin{aligned} \text{当 } \eta \text{ 最大时, } -P_{fe}(1+2KP_o) + (P_{fe} + P_o + KP_o^2) \\ = -P_{fe} - 2KP_o^2 + P_{fe} + P_o + KP_o^2 = 0 \end{aligned}$$

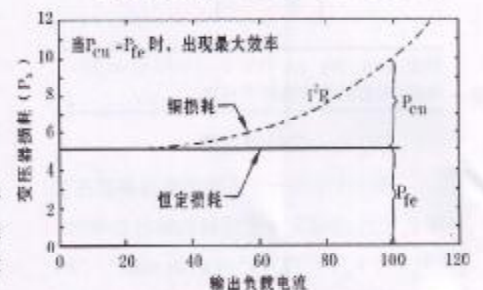
$$\text{所以, } P_{cu} = KP_o^2 = P_{fe}$$

2.2.2 变压器的温升

变压器的温升是由磁心损耗和绕组损耗转换成的热引起的, 绕组损耗与负载电流有关, 即以 $I^2 R$ 变化, 由此称作二次方程损耗。

a. A_p 与温升的控制

发热造成温升, 温升可能导致绝缘



▲图 13 变压器损耗与输出负载电流的关系曲线

可以分成两部分: 磁心损耗和绕组损耗(铁损与铜损)。磁心损耗是一种恒定的损耗, 而绕组损耗是可变损耗, 它与负载要求的电流有关; 铜损以电流的平方增加,