

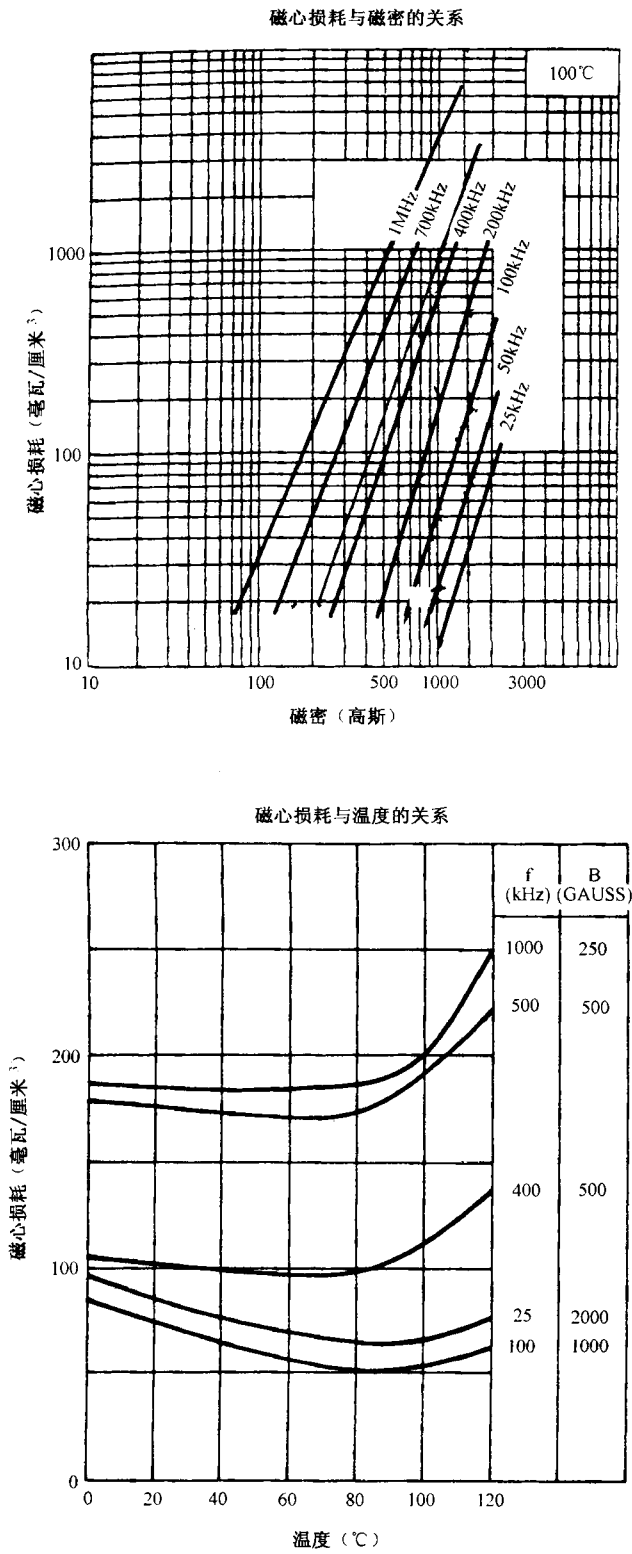


图 7.1 3F3（一种高频、低损耗的磁心材料）的主要特性（Ferroxcube-Philips 公司提供）

既然铁氧体磁心的损耗仅为磁滞损耗，而磁滞损耗又与磁滞回线所包含的面积成正比，所以可以假设，如果电路的磁场是单极性的，磁滞回线面积仅为双极性磁场的一半，那么，在相同的峰值磁通密度下，铁损为原来双极性电路的一半。

关于这一点，生产商之间还存在争议，有些人认为在同样的峰值磁通密度下，单极性电路的铁损只有双极性的 1/4。因为单极性电路的磁通密度从零变化到最大值 ($B_{\max}$)，相当于双极性电路的磁通密度从最小值 ($-B_{\max}/2$) 变化到最大值 ($B_{\max}/2$)。既然双极性电路的铁损与峰值磁通密度变化的平方成正比，那么有着相同峰值磁通密度变化的单极性电路的铁损应为双极性电路铁损的 1/4。

TDK 提供了一个单极性电路磁通密度从零变化到 $B_{\max}$ 时的铁损与系数 K_{fc} (双极性电路的磁通密度从 $-B_{\max}$ 变化到 $B_{\max}$ 时的铁损相对于前者的倍数) 的关系曲线。其中， K_{fc} 依频率而定，60kHz 时为 0.35；20kHz 时为 0.39；100kHz 时为 0.34。

磁滞回线面积 (对单极性电路而言) 只有双极性电路的一半，那么它的铁损应减小一半，这个观点仍有争议但已被广泛接受。所以在相同的峰值磁通密度值下，表 7.1 中的单极性电路的损耗应只有该表中损耗的一半。

表 7.1 不同磁心材料在不同频率和峰值磁通密度值下的铁损 (温度为 100℃)

频率 kHz	材料	铁损 (不同峰值磁通密度值下), mW/cm ³ , G					
		1600	1400	1200	1000	800	600
20	Ferroxcube 3C8	85	60	40	25	15	
	Ferroxcube 3C85	82	25	18	13	10	
	Ferroxcube 3F3	28	20	12	9	5	
	Magnetics Inc.-R	20	12	7	5	3	
	Magnetics Inc.-P	40	18	13	8	5	
	TDK-H7C1	60	40	30	20	10	
	TDK-H7C4	45	29	18	10		
	Siemens N27	50			24		
50	Ferroxcube 3C8	270	190	130	80	47	22
	Ferroxcube 3C85	80	65	40	30	18	9
	Ferroxcube 3F3	70	50	30	22	12	5
	Magnetics Inc.-R	75	55	28	20	11	5
	Magnetics Inc.-P	147	85	57	40	20	9
	TDK-H7C1	160	90	60	45	25	20
	TDK-H7C4	100	65	40	28	20	
	Siemens N27	144			96		
100	Ferroxcube 3C8	850	600	400	250	140	65
	Ferroxcube 3C85	260	160	100	80	48	30
	Ferroxcube 3F3	180	120	70	55	30	14
	Magnetics Inc.-R	250	150	85	70	35	16
	Magnetics Inc.-P	340	181	136	96	57	23
	TDK-H7C1	500	300	200	140	75	35
	TDK-H7C4	300	180	100	70	50	
	Siemens-N27	480			200		
200	Siemens-N47				190		
	Ferroxcube 3C8				700	400	190
	Ferroxcube 3C85	700	500	350	300	180	75
	Ferroxcube 3F3	600	360	250	180	85	40
	Magnetics Inc.-R	650	450	280	200	100	45
	Magnetics Inc.-P	850	567	340	227	136	68
	TDK-H7C1	1400	900	500	400	200	100
	TDK-H7C4	800	500	300	200	100	45
	Siemens-N27	960			480		
	Siemens-N47				480		

续表

频率 kHz	材料	铁损(不同峰值磁通密度值下), mW/cm ³ , G					
		1600	1400	1200	1000	800	600
500	Ferroxcube 3C85				1800	950	500
	Ferroxcube 3F3		1800	1200	900	500	280
	Magnetics Inc.-R		2200	1300	1100	700	400
	Magnetics Inc.-P		4500	3200	1800	1100	570
	TDK-H7F						100
	TDK-H7C4		2800	1800	1200	980	320
1000	Ferroxcube 3C85						2000
	Ferroxcube 3F3				3500	2500	1200
	Magnetics Inc.-R				5000	3000	1500
	Magnetics Inc.-P						6200

注:表中数据是对双极性磁场而言的(磁场工作于第一、三象限)。如果为单极性电路(正激变换器和反激变换器),则取原值的一半。

7.2.2 铁氧体磁心的几何形状

铁氧体磁心的几何形状相对来说比较少,但这些磁心的尺寸各有不同,参考文献 1~4 描述了 4 个不同厂家的磁心的几何形状和尺寸^[1~4]。

在那些目录中大多数磁心的形状和尺寸都为国际标准,由于各个厂家采用的都是专有的磁心材料,所以可供选择的种类很多。国际标准磁心材料参见 MMPA(磁性材料生产商协会)公布的标准^[5,6]及美国国际协会公布的 IEC 文件^[7]。

图 7.2 中所示的各种各样的磁心的几何形状有罐状或杯状、RM 形、EE 形、PQ 形、UU 或 UI 形。其中,图 7.2(e)所示为罐状磁心,它通常用于低功率等级(不超过 125W)的 DC/DC 变换器中,其主要优点是骨架中心柱上的线圈几乎完全被铁氧体材料包住,从而有效地减小了辐射磁场,因此较适用于低 EMI 或 RFI 的场合。

罐状铁氧体磁心的主要缺点就是出线槽很窄,因此在输入/输出电流较大的变换器中(绕线尺寸很大)很难采用这种磁心,对多输出电源(多个引出线)也不适合。

即使功率很低,但如果电源电压很高时,罐状磁心也不是一个很好的选择。因为罐状铁氧体的出线槽太窄,带有高压的线头可能会产生电弧。

大多数罐状磁心中心柱处都设有不同大小的气隙,以便磁心能流过一定大小的直流偏置电流而不饱和。因此,罐状磁心可用作 buck 电路(1.3.6 节)、正激变换器(2.3.9.2 节和 2.3.9.3 节)、推挽变换器(2.2.8.1 节)及反激变换器(4.3.3.1 节)的输出电感。

一般来说,如果磁心的中心柱上有气隙,生产厂家应给出参数 A_l 的值(每 1000 匝线圈的电感值,单位为毫亨每千匝)和安匝数临界点值(过了这点,线圈就会饱和)。

如果要求磁心设有气隙,从性能角度来看,采用中心柱上带有气隙的磁心比用合适厚度的塑料薄片隔离来形成气隙的磁心更经济、实惠。因为加薄片的磁心不能根据时间、温度和产品的离散度来产生可变的 A_l 值,另外,在磁心中心柱外侧上加薄片还会加剧 EMI 问题。

EE 形磁心(图 7.2(a))应用得最为广泛,因为 EE 形磁心没有像罐状磁心那样限制绕线引进导出的狭窄缺口。由于这类磁心的线圈没有完全被铁氧体包围,它将会产生较大的 EMI-RFI 磁场,但同时由于有气流不受阻碍的流过,磁心散热条件较好。EE 形磁心有方形和圆形两种形状的中心柱。圆形中心柱磁心(如图 7.2(b)所示,EC 或 ETD 形)比起方

形有一个小小的优势，前者的每匝线圈的平均长度比后者的短 11%（在中心柱面积相同的情况下），因此线圈阻抗也少 11%（在匝数相同的情况下），而且前者的铜损和温升也比后者少一些。

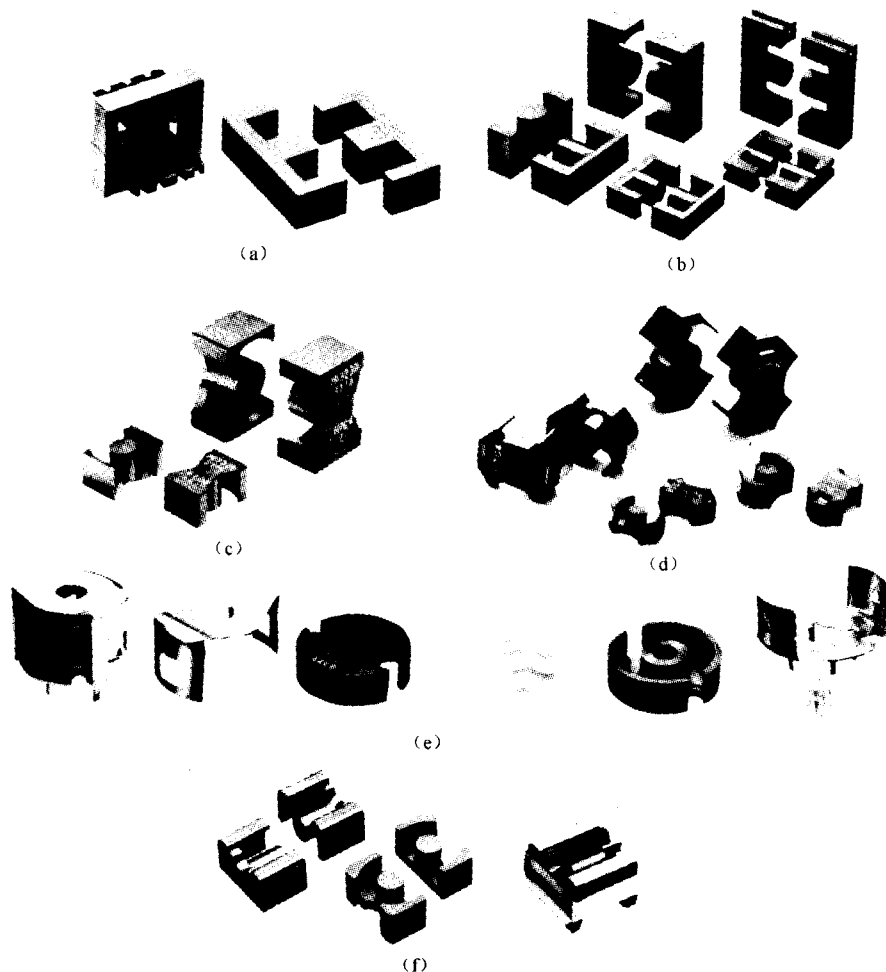


图 7.2 各种几何结构的变压器磁心：(a) EE 磁心；(b) EC 和 ETD 磁心；
(c) PQ 磁心；(d) RM 磁心；(e) 罐状磁心；(f) LP 磁心（由 TDK 公司提供）

EE 形磁心的尺寸有很大的变化范围，不同频率和峰值磁通密度下，EE 形磁心能传送 5W~10kW 的功率。如果将两个方形中心柱磁心并联，磁心截面积将加倍，在初级电压、峰值磁感应强度及频率固定的情况下，线圈匝数将减少一半（根据法拉第定律，即公式 (2.7)）。与单个磁心相比，这种方式会使输出功率加倍，并减小变压器。

图 7.2 (d) 所示的 RM 形（或称方形）磁心是一种介于罐状磁心和 EE 形磁心之间的磁心。它比罐状磁心更有效，适用于大输出功率电源和多输出电源。因为该磁心铁氧体上的切口更大，方便尺寸更大或多股的绕线进出线圈。也因为如此，比起罐状磁心，对流体更容易进出方形磁心，降低了磁心的温升。

方形磁心的线圈没有被铁氧体完全包住，所以它的 EMI-RFI 辐射问题比起罐状磁心要严重，但是比相同输出功率下的 EE 形磁心要好一点，因为方形磁心中被铁氧体包围的线圈面积比 EE 形磁心的要大。

方形磁心分为有中心柱孔的和无中心柱孔的两种。中心柱孔一般用来安装螺栓或用在频率变化敏感的场所。如果在孔中插入一根可调节的铁氧体磁柱,则可使 A_l 值变化30%。考虑到能量损耗问题,在功率变压器中很少用到这种调节功能,但是这种功能可用于频率感应滤波器。

PQ磁心(Magnetics Inc.和TDK)的几何形状如图7.2(c)所示,它的体积与辐射面面积及线圈的绕组面积之间的比例是最佳的。由于铁损和磁心面积成正比,而热辐射能力与辐射表面面积成正比,所以对于给定的输出功率,PQ磁心的温升最小。另外,由于体积与线圈绕组面积的比例是最佳的,所以相同输出功率下变压器的体积也会最小。

图7.2(f)所示的LP磁心是专为剖面很小的变压器设计的,它们的中心柱很长,减小了漏感。

UU形或UI形磁心主要用于高压或超大功率变换器,很少用于功率低于1kW的场合。由于绕线尺寸很大,线圈匝数很多,所以与磁心面积相同的EE形磁心相比,UU形磁心的窗口面积要大得多。但是由于UU形磁心的磁通路径很长,初/次级耦合程度不如EE形磁心,所以采用该类磁心的变压器的漏抗很大。

7.2.3 峰值磁通密度的选择

在2.2.9.3节中已经讨论过,如果峰值磁通密度 $B_{\max}$ 已确定,则可以通过法拉第定律(式(1.17),2.7节)计算得到变压器初级匝数。从式(1.17)可以看出,磁通密度增量越大(即 $B_{\max}$ 值越大),初级匝数越少,可允许的绕线尺寸就越大,因而就能获得更大的输出功率。

对于铁氧体磁心来说,峰值磁通密度受到铁损的限制。铁损增大了磁心的温升。在大多数铁氧体材料中,铁损是峰值磁通密度的2.7次幂,因此峰值磁通密度值不允许太大,尤其是在频率很高的情况下。但是大多数铁氧体,即使是损耗最大的那种,当频率不高于25kHz时,其损耗都很小。这种情况下,铁损不再是峰值磁通密度的一个限制因素(表7.1)。在低频应用下,峰值磁通密度可以沿着磁化曲线进入BH回线转折区域。但必须注意不能使其饱和,否则变压器初级将不能承受电压,并损坏功率晶体管。

铁氧体铁损同时也随开关频率很快地上升,它是开关频率的1.7次幂。对于高损耗的材料(表7.1),当工作于高频时,为了减小损耗,会选择高峰值磁通密度值来减少绕组匝数(铁损等于每立方厘米的损耗因子乘以磁心的体积,单位分别为毫瓦和立方厘米),但这样会造成温升超出允许范围。

所以当频率为50kHz以上时,磁心必须采用损耗较低的材料(这种材料会贵一点),或者适当减小峰值磁通密度值。当然,峰值磁通密度值减小了,初级匝数就会增加(式(2.7)),如果磁心骨架上绕组面积相同,就要求减小绕线尺寸,而绕线尺寸的减小将导致初/次级电流变小,从而降低了输出功率。

因此,工作在高频(大于50kHz)时,需要使用损耗最小的磁心材料并适当减小峰值磁通密度值,只要保证磁心损耗和铜损所造成的温升在可接受的范围内就可以了。在7.4节中将介绍如何通过铁损和铜损计算温升。

值得注意的是,低频时,即使铁损没有限制峰值磁通密度值,为了减小初级匝数,峰值磁通密度值也不能沿着BH回线上升太多。

如图2.3所示,BH回线在2000G(近似等于大多数铁氧体材料磁滞回线线性部分的最大

值)附近仍是线性的。如果超出这个范围,晶体管导通结束阶段的励磁电流将会增大,线圈损耗不可避免地会增大。对大多数铁氧体来说,选择峰值磁通密度为 2000G (通过式 (2.7) 选择 N_p 值) 是很危险的,因为当网压或负载快速变化时,如果误差反馈放大器在某些开关周期内变化没有这么快,那么磁通密度就会达到饱和值 (100°C 时大于 3200G),进而损坏功率晶体管。这在 2.2.9.4 节中已详细介绍过。

因此,对铁氧体来说,在下面的设计实例中,即使频率低于 50kHz,峰值磁通密度也选择为 1600G。在高频时,如果采用了损耗最小的材料,功率损耗还是超出范围,那么峰值磁通密度值应减小一点。下面的“功率输出表”将会介绍如何根据减小了的峰值磁通密度值计算出输出功率。

7.3 变压器磁心最大输出功率、峰值磁通密度、磁心和骨架面积及线圈电流密度的选择

7.3.1 正激变换器输出功率公式的推导

参照图 7.3 所示的正激变换器,为了推导变换器的输出功率公式,做出如下假设。

① 忽略控制电路的损耗,设变换器从 V_{dc} 到所有输出之间的功率转换效率为 80%。

② 窗口使用系数 (即整个骨架窗口面积中绕有线圈的部分所占的比例) 为 0.4, 其中包括初级和所有次级绕组、绝缘层及所有 RFI 或静电屏蔽层。在变压器设计中,这是一个常用值 (通常为 0.4~0.6), 因为导致骨架窗口总面积浪费的因素很多,其中较突出的是线圈有些层内的匝数分布不均匀。而匝数平均分布是为了使所有层的宽度相等,提高磁场耦合程度,从而减小漏感。另一个因素是欧洲安全指标 (VDE) 中要求每层与骨架间要留有 4mm 的空间。除此之外,对绝缘层厚度也有要求,VDE 指标中一般要求用 3 层厚为 1mil 的绝缘材料。如果次级被夹在初级两个层之间 (这是通常的做法,为了减小邻近效应带来的铜损), 也会浪费 6mils 的骨架高度。在实际中,如果骨架高度已被充分利用,磁心和骨架将会很难安装,所以,这种浪费不可避免。

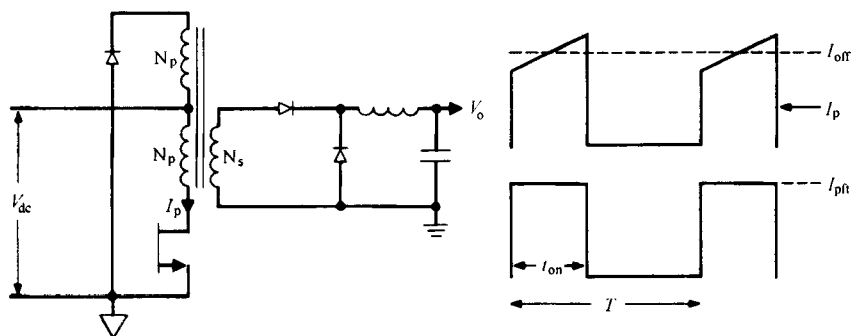


图 7.3 正激变换器拓扑及初级电流 I_p 的波形。 I_{pit} 为等效平顶波电流,用来计算输出功率与 B_{max} 、频率、 A_e 、 A_b 和 D_{cma} 的关系。适当选择匝比 N_s/N_p 使输入为最小值 $V_{dc(min)}$ 、导通时间为 $0.8T/2$ 时,输出电压为 V_o 。

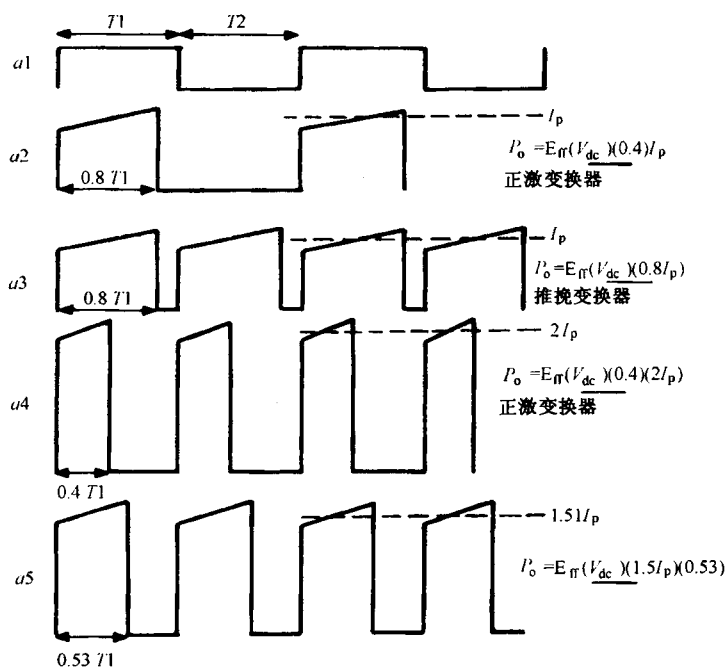


图 7.3a (见 7.3.3.3 节)

③ 初级电流波形如图 7.3 所示。输入 V_{dc} 最小时，导通时间最大为 $0.8T/2$ (2.3.2 节和 2.3.5 节)。由于每个次级都有输出电感，所以初级电流为有台阶的斜坡波形，斜坡波动范围约为中心值 I_{pft} 的 $\pm 10\%$ 。初级电流波形可精确等效成幅值为 I_{pft} 、占空比为 $0.8T/2T$ 即 0.4 (2.3.5 节) 的矩形脉冲。当 $V_{dc}=V_{dc(min)}$ 时，

$$\begin{aligned} P_o &= 0.8P_{in} = 0.8V_{dc(min)}[I_{av} \text{ at } V_{dc(min)}] \\ &= 0.8V_{dc(min)}(I_{pft}) \frac{0.8T}{2T} \\ &= 0.32V_{dc(min)}I_{pft} \end{aligned} \quad (7.1)$$

而此时，幅值为 I_{pft} 的电流有效值为 $I_{rms}=I_{pft}\sqrt{0.4}=1.58I_{rms}$ ，则

$$\begin{aligned} P_o &= 0.32V_{dc(min)}(1.58I_{rms}) \\ &= 0.506V_{dc(min)}I_{rms} \end{aligned} \quad (7.2)$$

根据法拉第定律

$$V_p = N_p A_e \frac{\Delta B}{\Delta T} \times 10^{-8}$$

式中， V_p 为初级电压（近似等于 V_{dc} ）； N_p 为初级匝数； A_e 为磁心面积，单位为 cm^2 ； ΔB 为磁通密度增量，单位为 G（取值范围为 $0 \sim B_{max}$ ）； ΔT 为时间，磁通密度变化为 $0.4T$ 。

当输入直流电压为 $V_{dc(min)}$ 时， $\Delta B/\Delta T = B_{max}/0.4T$ 。取式 (7.2) 中的 $f = 1/T$ ，则

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{0.506I_{rms}N_p A_e B_{max}f}{0.4} \times 10^{-8} \\ &= 1.265N_p B_{max} A_e f \times 10^{-8}(I_{rms}) \end{aligned} \quad (7.3)$$

假设初级和所有次级的电流密度都为 D_{cma} （圆密耳每有效值安培）。复位绕组只流过励磁电流，其绕线尺寸通常很小（不超过 AWG 30 号线），所以忽略其在骨架上所占的面积。

令 A_b 为骨架的绕组面积, 单位为 in^2 ; A_p 为初级绕组面积, 单位为 in^2 ; A_s 为次级绕组面积 (包括所有次级), 单位为 in^2 ; A_{ti} 为初级功率绕组每匝的面积, 单位为 in^2 。

则当窗口使用系数 $SF = 0.4$, 且 $A_p = A_s$ 时, 有

$$A_p = 0.20A_b = N_p A_{ti}$$

$$A_{ti} = \frac{0.2A_b}{N_p}$$

或

电流密度为

(7.4)

$$D_{cma} = \frac{A_{tcm}}{I_{rms}} \quad (\text{圆密耳每有效值安培})$$

式中, A_{tcm} 是初级绕线面积, 单位为圆密耳, 则

$$I_{rms} = \frac{A_{tcm}}{D_{cma}} \quad (7.5)$$

对于面积来说, $1\text{in}^2 = (\pi/4) \times 10^{-6}$ 圆密耳, 则

$$A_{tcm} = \frac{4A_{ti} \times 10^6}{\pi} = \frac{4(0.20A_b)10^6}{\pi N_p}$$

由式 (7.5) 可得

$$I_{rms} = \frac{0.8A_b \times 10^6}{\pi N_p D_{cma}} \quad (7.6)$$

将式 (7.6) 代入式 (7.3) 可得

$$\begin{aligned} P_o &= (1.265 N_p B_{max} A_c f \times 10^{-8}) \frac{0.8A_b \times 10^6}{\pi N_p D_{cma}} \\ &= \frac{0.00322 B_{max} f A_c A_b}{D_{cma}} \end{aligned}$$

式中, A_b 是以平方英寸为单位的, 除以 6.45 后将其转化为平方厘米, 那么

$$P_o = \frac{0.00050 B_{max} f A_c A_b}{D_{cma}} \quad (7.7)$$

式中, P_o 的单位为瓦, B_{max} 的单位为高斯, A_c 和 A_b 的单位为平方厘米, f 的单位是赫兹, D_{cma} 的单位为圆密耳每有效值安培。

7.3.2 推挽拓扑输出功率公式的推导

像 7.3.1 节中讨论的那样, 假设 $P_o = 0.8P_{in} = 0.8V_{dc(min)}$ (取 $V_{dc(min)}$ 时的 I_{av} 值)。在推挽电路中, 当输入为最小值 $V_{dc(min)}$ 时, 每个开关管在其半周期内的占空比最大, 为 $0.8T/2$, 每个周期有两个脉冲, 所以整个周期内从 $V_{dc(min)}$ 获得电流的占空比为 0.8。每个开关管导通时, 开关管和相应的半个初级流过幅值为 I_{pft} 的等效平顶波电流, 则

$$\begin{aligned} P_o &= 0.8V_{dc(min)}(0.8I_{pft}) \\ &= 0.64V_{dc(min)}I_{pft} \end{aligned} \quad (7.8)$$

由于每半个初级流过电流的占空比仅为 0.4, 因此半个初级流过电流的有效值

$I_{rms} = I_{pft} \sqrt{0.4}$ 或 $I_{pft} = 1.58 I_{rms}$ ，则有

$$P_o = \frac{0.000\ 50 B_{max} f A_c A_b}{D_{cma}} \quad (7.9)$$

又令 $SF=0.4$ ，初级和次级绕组面积分别为整个窗口面积的一半，每个绕组的电流密度都为 D_{cma} （圆密耳/均方根安培），由此可以得到

$$A_p = 0.20 A_b = 2 N_p A_{ti}$$

或

$$A_{ti} = \frac{0.1 A_b}{N_p} \quad (7.10)$$

式中， N_p 为半个初级的匝数； A_b 为骨架总的窗口面积，单位为 in^2 ； A_{ti} 为初级绕线每匝的面积，单位为 in^2 。

又因

$$D_{cma} = \frac{A_{tcm}}{I_{rms}}$$

式中， A_{tcm} 为绕线面积（单位为圆密耳）， I_{rms} 为每半个初级电流的有效值，且

$$I_{rms} = \frac{A_{tcm}}{D_{cma}} \quad (7.11)$$

而 $A_{ti} = A_{tcm}(\pi/4) \times 10^{-6}$ ，将此式代入式（7.10），可以得到

$$A_{tcm} = 0.1273 \frac{A_b}{N_p} 10^6$$

再将上式代入式（7.11），得到

$$I_{rms} = 0.1273 \frac{A_b}{N_p D_{cma}} 10^6$$

将此式代入式（7.9），则

$$\begin{aligned} P_o &= 1.01 V_{dc(min)} \frac{0.1273 A_b}{N_p D_{cma}} 10^6 \\ &= 0.129 \frac{V_{dc(min)} A_b}{N_p D_{cma}} 10^6 \end{aligned} \quad (7.12)$$

根据法拉第定律，可得

$$V_{primary\ min} \approx V_{dc(min)} = \left(\frac{N_p A_c \Delta B}{\Delta T} \right) 10^{-8}$$

又知，在推挽电路中，当输入电压为 $V_{dc(min)}$ 时，磁通密度在 $0.4T$ 时间内的增量为 $2B_{max}$ ，将该量代入式（7.12），可得

$$\begin{aligned} P_o &= 0.129 (N_p A_c) \frac{2 B_{max}}{0.4 T} \frac{A_b}{N_p D_{cma}} 10^{-2} \\ &= \frac{0.006\ 45 B_{max} f A_c A_b}{D_{cma}} \end{aligned}$$

同样，式中 A_b 的单位是平方英寸，除以系数 6.45 后转化为平方厘米，即

$$P_o = \frac{0.0010 B_{\max} f A_e A_b}{D_{\text{cma}}} \quad (7.13)$$

式中, P_o 的单位为瓦, $B_{\max}$ 的单位为高斯, A_e 和 A_b 的单位为平方厘米, f 的单位为赫兹, D_{cma} 的单位为圆密耳每有效值安培。

从这个结果可知, 如果推挽拓扑和正激拓扑的磁心相同, 那么前者的功率将是后者的两倍。

在推挽电路中, 每半个变压器绕组必须承受和正激变换器中的变压器一样的电压, 即电源电压, 但是它的磁通增量为 $2B_{\max}$, 而不是正激变换器的 $B_{\max}$ 。根据法拉第定律, 磁通增量 $B_{\max}$ 相同时, 推挽电路半个初级绕组的匝数是正激变换器的一半。但是推挽电路有两个次级, 所以 V_{dc} 和 $B_{\max}$ 相同时, 推挽电路所有的匝数之和与正激变换器的相等 (忽略正激变换器中复位绕组所占的很小的比例)。

在推挽电路中, 每半个次级绕组传送一半输出功率。因此, 相同输出功率的推挽电路和正激变换器, 前者每半个变压器绕组的电流的峰值和有效值是后者的一半 (比较式 (2.11) 和式 (2.28)、式 (2.9) 和式 (2.41) 可得)。同样, 前者每半个变压器绕组要求的绕线面积 (圆密耳) 和骨架窗口面积也是后者的一半。如果骨架窗口面积相同, 从式 (7.17) 和式 (7.13) 可以看出, 同样磁心的推挽电路传送的功率是正激变换器的两倍。

7.3.2.1 推挽变换器和正激变换器的磁心损耗和铜损

比较式 (7.7) 和式 (7.13) 可知, 如果推挽变换器和正激变换器采用同样尺寸的磁心 (即 $A_e A_b$ 的乘积相同), 则前者的输出功率是后者的两倍。但是这也会给推挽变换器带来温度升高比正激变换器快的缺陷。因为它的功率是正激变换器的两倍, 虽然铜损保持不变, 但其磁心损耗将是正激变换器的两倍。因为, 如图 7.3 中的 a3 所示的推挽电路中, 变压器每半个初级绕组承受的电压和正激变换器初级绕组一样, 都为电源电压, 但是正激变换器的磁感应强度在时间 $0.8T_1$ 内从 0 变化到预定值 $B_{\max}$ (图 7.3 a2), 而推挽电路的磁感应强度在相同的时间 $0.8T_1$ 内从 $-B_{\max}$ 变化到 $B_{\max}$, 即变化了 $2B_{\max}$ 。

根据法拉第定律, 匝数与承受的电压成正比, 与磁感应强度变化成反比。因此, 峰值磁感应强度相同时, 推挽电路每半个初级绕组的匝数是正激变换器初级绕组匝数的一半。

如果推挽电路的输出功率为正激变换器的两倍, 那么它每半个周期内的电流峰值将会与正激变换器的相同。又因为在推挽电路中流过半个初级绕组的电流的时间与半输出功率下正激变换器的相等, 那么可以推出推挽电路半个初级绕组中电流的有效值与正激变换器的相等。

因为推挽电路半个初级绕组的匝数是半输出功率下正激变换器初级绕组匝数的一半, 而且推挽电路初级绕组的体积等于正激变换器初级绕组的体积, 因此, 在根据电流密度为 500 圆密耳每有效值安培来确定绕线尺寸的情况下, 推挽电路半个初级和正激变换器初级所用绕线的尺寸相同, 即圆密耳数相同。

推挽电路半个初级绕组的匝数为正激变换器初级的一半, 电流有效值与正激变换器相同, 其铜损 $I^2 R$ 为正激变换器的一半, 因此其初级总的铜损与半输出功率下正激变换器的相同。

但是推挽电路的磁心损耗为正激变换器的两倍。因为推挽电路的磁感应强度是从 $-B_{\max}$ 变化到 $+B_{\max}$, 正激变换器的磁感应强度只是从 0 变化到 $B_{\max}$, 而磁心损耗与磁滞回线所包围的面积成正比, 所以, 推挽电路 (工作在磁滞回线的一、三象限) 的磁心损耗将是正激变换