

单端反激式开关电源变压器

摘要：基于反激式变压器拓扑原理，设计了单端反激式变压器，用于电缆绝缘电阻测试仪高压电源的 DC-DC 逆变升压模块。提出单端反激式开关电源变压器设计时一些关键参数的选择原则和设计步骤及验证方法，总结了设计过程中的一些注意事项。使用结果表明：该设计方法在简化和明确变压器设计过程的同时，所设计的变压器应用于绝缘电阻测试仪升压模块中约 250 V 的逆变升压时表现出稳定的升压性能。

变压器的使用在升压和降压电源中很常见，开关电源根据不同的输出要求采用不同的变压器拓扑电路，同样的电源也采用不同的变压器拓扑实现。在所有拓扑中反激式变压器构成的升压式开关电源具有电路简单、元器件最少的优点，在小功率开关电源中经常采用。而变压器的设计需要技术人员根据一些经验参数来进行变压器的设计和绕制。会出现经验设计多于准确的参数设计，而且在高频条件下变压器的设计和制作不同于普通的工频变压器，更加需要实际经验和理论设计两者相结合。本文结合实际设计和制作变压器的经验，提出一种工作于断续电流模式（DCM）下的反激式变压器设计方案，并给出相关参数设计方法。

1 反激式变压器的基本工作原理

图 1 (a) 为反激式变压器的工作原理图，其中，开关管 VT1 的导通和截止使得原边绕组线圈产生交变电流信号。当原边绕组导通期间，次级绕组输出电压为上负下正，整流二极管 VD1 和 VD2 截止，输出电容 C_o 和 C_f 放电；当原边绕组截止时次级输出电压为上正下负，整流二极管 VD1 和 VD2 导通，输出电容 C_o 和 C_f 充电，与正激式电路充放电过程相反。可以从输入输出电压、电流波形关系图 1 (b) 中得出 DCM 模式下的工作过程。其中 PWM、UDS、 I_{D1} 、 I_{F1} 、 I_{o1} 、 U_{o2} 分别为开关管 VT1 栅极脉宽调制信号、漏源极电压、整流二极管 VD1 和 VD2 电流、负载输出端 C_o 正极性端电压波形、反馈输出端 C_f 正极性端电压波形。

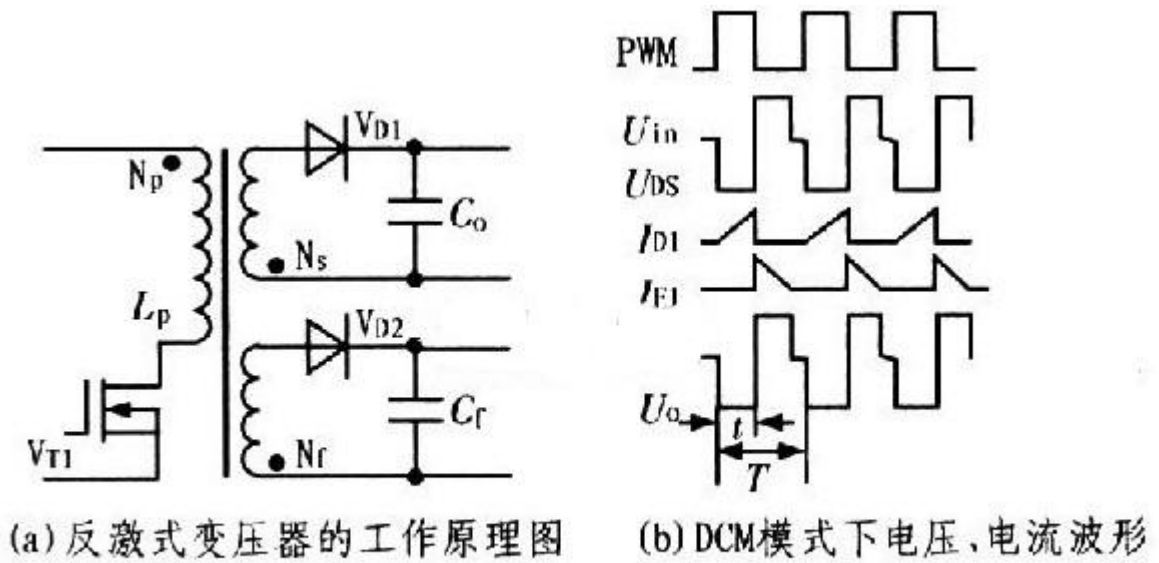


图 1 反激式变压器的工作原理图

2 单端反激式变压器设计

单端反激式变压器设计流程如图 2 所示，首先根据逆变升压模块前后电路的需要，列出输入电压、输出电压参数、开关频率、额定输出功率等整个系统需要变压器完成的参数要求，包括 $U_{in}(\min)$ 、 D_{max} 、 F 、 $P_o(\max)$ 分别为输入直流电压最小值 10 V、最大占空比、开关频率 10kHz、输出最大功率 15W 等参数，然后再按照下面步骤设计合适的开关变压器。

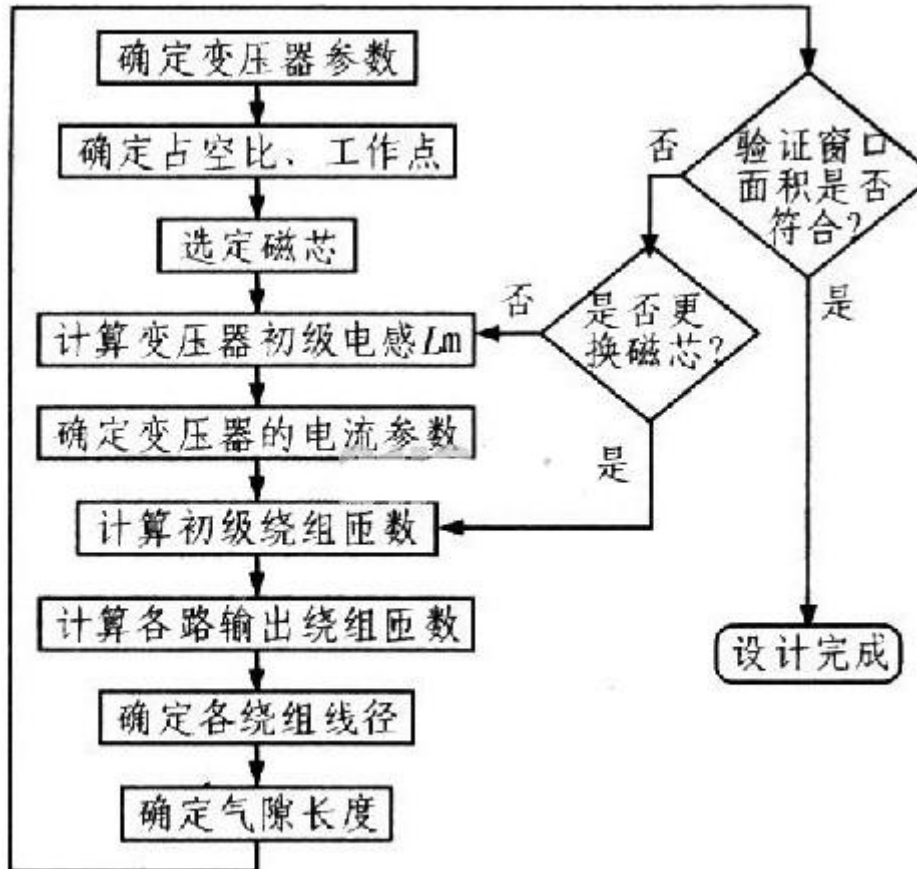


图 2 反激式变压器设计流程

2.1 选定工作点

最低的交流输入电压，对应于最大的输出功率，由原边电感电流在开关管导通和截止期间电流的峰值相等和电磁感应定理得到：

$$\frac{U_{in(min)} D_{max}}{L} = \frac{U_{or} (1-D_{max})}{L} \quad (1)$$

式中， U_{or} 为原边反激电压，单位为 V； L 为原边电感，单位为 H。

占空比 D_{max} 和反激电压 U_{or} 的关系：

$$D_{max} = \frac{U_{or}}{U_{or} + U_{in(min)}} = 0.445 \quad (2)$$

求出占空比后，在前端脉宽调制电路中控制前端信号的占空比，使其符合变压器的设计要求。此外，反馈调节占空比可以稳定和达到要求的输出电压。

$$U_{or} = \frac{U_{in(min)} D_{max}}{1 - D_{max}} = 8 \text{ V} \quad (3)$$

从式 (3) 可知，反激电压和占空比的关系可以在后续变压器调节中选择合适的开关管，占空比越小，反激电压就越小。

2. 2 磁芯的选择

高频变压器的最大承受功率 $P_o(\max)$ 与磁芯截面积 A_e 和窗口面积的面积积 A_p 之间存在：

$$A_p = A_w A_e = \frac{2P_o D_{max}}{\eta K_j K_u B_{max} F} \times 10^4 = 0.384 \text{ cm}^4 \quad (4)$$

由实际功率可以计算出最大输出功率，升压开关电源的效率一般在 80%~90% 之间，设计中 η 取 80%， P_o 为 15w， K_u 为窗口利用系数，取典型值 0.29， B_{max} 取一般值 0.25 T， K_j 为电流密度，取一般值 600 A/cm²。每个磁芯都有固定的面积积，在厂家提供的磁芯参数表里面查询大于或等于所求面积积的磁芯，可以获得符合要求的 EE 形磁芯，其中磁芯 EE-25 参数如图 3 (a) 所注，其中相关尺寸数据如下：

$$A=2.55 \text{ cm}; B=1.93 \text{ cm}; C=2.02 \text{ cm}; D=0.66 \text{ cm}; E=0.64 \text{ cm}; \\ G=1.32 \text{ cm}; B_{max}=0.25 \text{ T}; A_e=0.499 \text{ cm}^2; A_w=0.858 \text{ cm}^2; A_p=0.428 \text{ cm}^2; A_L=2050 \text{ nH/N}^2。$$

由于 EE-25 的面积积为 0.428，大于 0.384，因此，选择 EE-25 型磁芯。

最大输入电流：

$$I_{in(max)} = \frac{P_{o(max)}}{V_{in(min)} \eta} = 1.875 \text{ A} \quad (5)$$

原边电流峰值：

$$I_{p(pk)} = \frac{2P_{o(max)}}{V_{in(min)} \eta D_{(max)}} = 8.43 \text{ A} \quad (6)$$

原边电流有效值：

$$I_{p(rms)} = I_{p(pk)} \sqrt{\frac{t_{on}}{3T}} = 5.62 \text{ A} \quad (7)$$

式(7)可根据有效值的定义求积分得到。

2.3 原边绕组电流

$$L = \frac{V_{in(min)}^2 D_{max}^2}{2P_{in(max)} F} = \frac{V_{in(min)}^2 D_{max}^2 \eta}{2P_{o(max)} F} = 52.8 \text{ } \mu\text{H} \quad (8)$$

2.4 原边电感量

原边电感量为：

$$N_p = \frac{LI_{p(pk)}}{B_{max} A_e} = \frac{10^4 V_{in(min)} D_{max}}{FB_{max} A_e} = 21.7 \quad (9)$$

$$N_s = \frac{N_p (U_o + U_F) (1 - D_{\max})}{U_{\min} D_{\max}} = 687.6 \quad (10)$$

这个匝数计算出来为原边最少匝数，取 22 匝。其中 B_{\max} 为磁芯饱和磁通密度（0.25 T）（选定磁芯后就已经确定）。

2.5 副边绕组匝数

副边绕组匝数为：

$$\frac{0.4}{0.25^2 \pi} = 2.1$$

这里取值 690 匝， U_F 为输出整流二极管的导通压降 0.7 V。

对于多路输出变压器而言，先修改前面的输出功率为各路输出功率之和，带入各路对应的 U_o 、 U_F 的值即可计算出各路输出的匝数。设计时，需要在变压器引入反馈绕组来调节和稳定前端脉宽调制电路的占空比，反馈电压为 10 V，可以求得反馈绕组匝数为 29.1 匝，取整 30 匝。

2.6 绕组线径和绕线方式

由电流密度定义可以求出绕线的最小线径：

$$d = 2 \sqrt{\frac{I}{\pi K_j}} \quad (11)$$

采用圆形导线，分别为原边绕组电流 2 A，电流密度 500 A/cm²，截面积 0.004 cm²，直径 0.07 cm；反馈输出绕组电流 0.5 A，电流密度 500 A/cm²，截面积 0.001 cm²，直径 0.035 cm；负载输出绕组电流 0.04 A，电流密度 500 A/cm²，截面积 0.00008 cm²，直径 0.01 cm。

为了减小高频干扰的影响，在计算绕组线径时，电流密度 K 取值比计算面积时稍微小一点，取值 500 A/cm²，以使得导线线径在满足绕组电流和功率的情况下选用细导线并绕的方式绕制原边绕组，设计中采用 0.025 cm 线径的导线，并绕线数，取 3 线并绕的方式绕制原边线圈。

2.7 引入气隙

单端反激式变压器的设计和制作时必须引入气隙，否则会出现磁芯饱和，本设计和制作选择在所选 EE 系列磁芯两边垫磁性材料使磁回路加入适当的气隙，如图 3 (b) 所示。

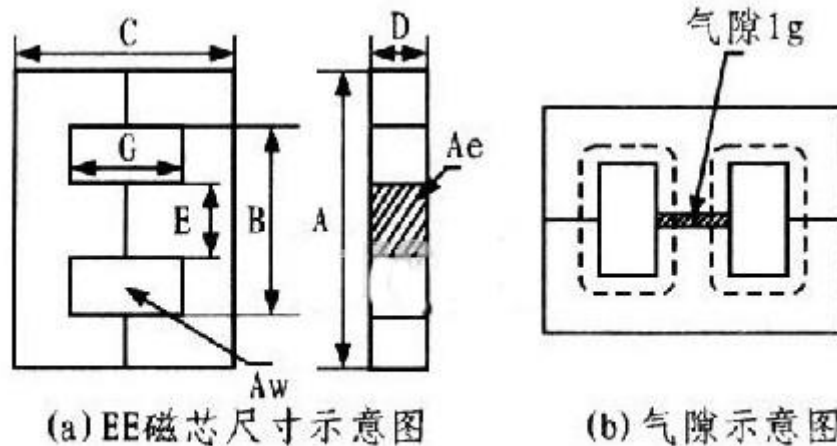


图3 EE磁芯尺寸和气隙示意图

式中， l_g 为气隙长度 (cm)、 A_L 为磁芯无气隙时的电感因数 (nH / N^2)，气隙的位置安排在 EE 磁芯中是最好的，其气隙是在磁组件里面被分开的，这样可使边缘磁通噪声最小，这也是选择 EE 磁芯作为开关变压器磁芯的一个重要因素。

3 验证设计

3.1 验证最大磁感应强度

验证最大磁感应强度是否是超过磁芯的允许值：

$$B_{\max} = \frac{L I_{p(pk)}}{A_e N_p} = 0.2464 \text{ T} \quad (13)$$

小于磁芯磁感应强度最大值。当原边线圈流过峰值电流时，此时磁芯达到最大磁感应强度。

3.2 验证趋肤效应的大小

高频变压器的交流损耗是由高频电流的趋肤效应以及磁芯的损耗引起的。高频电流通过导线时总是趋向于从表面流过，这会使导线的有效流通面积减小，并

使导线的交流等效阻抗远高于铜电阻。由趋肤深度定义。其中， δ 、 f 、 K 分别为趋肤深度、频率、趋肤系数， K 对于铜导线等于 1。利用这个方法可以计算出运行在频率为 10 kHz 时的最大导线半径，可以得出最大导线直径 DAWG 为 1.3 mm；所有线径都小于这个线径。

由 EE-25 窗口尺寸和线径尺寸计算可得表 1 如下。

表1 绕组匝数表

绕组	线径/cm	线圈裸面积/ cm ²	每层可绕匝数	层数	每层匝
原边绕组 N_p	0.025	0.129 6	<122	1	22×3
反馈绕组 N_f	0.035	0.115 5	<29.1	1	30
负载绕组 N_s	0.01	0.216 8	<102	7	99

导线采用漆包线，在计算每层匝数时在窗口高度两侧各预留 0.15 cm 的空间，且忽略包漆厚度，因为实际绕制时总比每层计算出来的可以绕制匝数要多一些。

绕组方式如图 4 所示，其中绝缘层为 0.015 cm，骨架厚度为 0.1 cm，总厚度为 $0.1+0.025+0.01\times 7+0.035+0.015\times 10=0.38$ cm，考虑到 3 个绕组之间的绝缘层厚度可适当加厚，窗口宽度 0.645 cm 能够绕下。

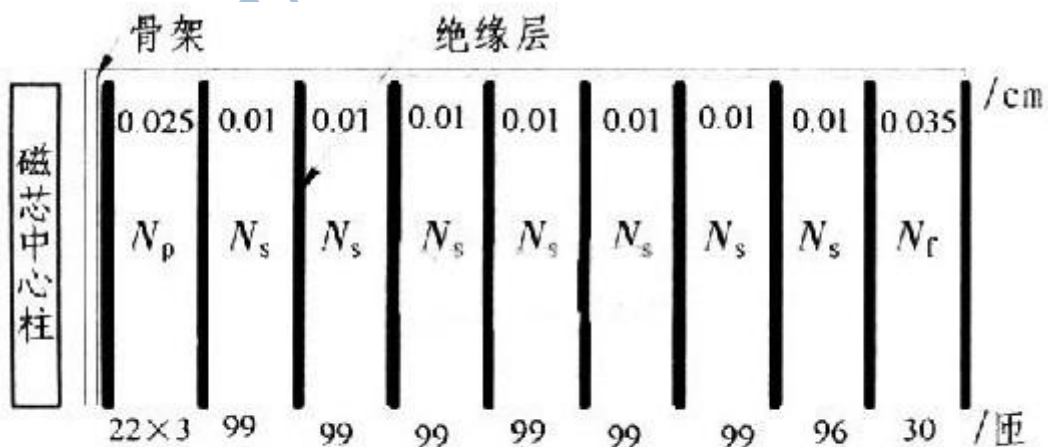


图4 绕组示意图

4 变压器在开关电源中的应用

将原边绕组同名端串联分压电阻后接 12 V 直流电压，并在同名端和开关管漏极之间加入 RCD 开关管保护电路，开关管栅极接 PWM 脉宽调制电路。脉宽调制电路是由变压器辅助绕组的输出整流电容 C_f 的正极性端引入的反馈电压控制和调节的 TL494 基本电路组成。调节 PWM 输出脉宽占空比为 0.445，频率为 10 kHz 的脉宽信号。变压器次级绕组的输出整流电容 C_o 的正极性端，经二次整流电路后输出作为接近 250 V 高压输出端，作为绝缘电阻测试仪高压电源。

5 结束语

设计开关变压器，对于变压器生产制作技术人员而言必须知道以下参数：磁芯型号、同名端、输出功率、原边绕组电感、工作频率、原边绕组匝数、辅助线圈匝数、原边绕组线径、反馈线圈线径、输出绕组线径以及绕线方式和注意细节，但是详细的参数列表可以方便变压器制作完成后调试和修改。此外，变压器的设计没有固定的步骤可循，特别是磁芯的选择，需要和磁芯技术人员进行沟通，单纯的依靠公式选择出来的磁芯的参数和实际的磁芯参数有较大的误差，只有获得了正确、准确的磁芯参数，带入这些参数设计出来的变压器才会和实际性能接近。