

准谐振式开关电源的设计

摘要

随着电力电子技术的发展，电力电子设备与人们的工作、生活的关系日益密切，而电子设备都离不开可靠的电源。开关电源产品广泛应用于工业自动化控制、特殊用途设备、仪器仪表、半导体制冷制热等领域。

目前，开关电源以小型、轻量和高效率的特点被广泛应用于电子设备，是当今电子信息产业不可缺少的一种电源方式。目前由于开关电源频率的提高，需要减少开关损耗。谐振电路，以使开关上的电压或通过开关的电流呈正弦波，在减少开关损耗的同时也可控制浪涌的发生，这种方式的开关电源称为谐振式开关电源。

准谐振开关电源使开关电源的可靠性、纹波干扰等问题得到很大改善，材料成本不增加而体积、重量却可以大大减少。除此之外，谐振式开关电源电路还可以克服PWM方式对负载的瞬态响应较差和易辐射等缺点，利用高频驱动的作用，降低损耗，提高效率，减少噪声。其中，部分谐振方式，将会成为主流技术。部分谐振转换电路技术，在理论上即可实现高频化又可降低噪声，但部分谐振转换技术的实际应用仍存在着技术问题，故仍需在这一领域开展大量的工作，以使得该项技术得以实用化。

本文叙述了准谐振式开关电源的设计过程，描述了主电路的参数计算、器件的选择，介绍了NCP1207芯片实现准谐振控制的电路完整形式，实现了退磁检测、过流保护、过压保护、电压反馈。

关键字：准谐振，开关电源，反激式，NCP1207

Quasi-resonant switching power supply design

Abstract

With the development of power electronics, power electronics equipment become more and more important for us, electronic devices can not do without reliable power. Switching power supply products are widely used in industrial automation and control, special purpose equipment, instrumentation, semiconductor refrigeration and heat and so on.

At present, switching power supply with small, light weight and high efficiency characteristics are widely used in electronic equipment, and it is not a lack of power means. At present, because of the increased frequency, switching power supply needs to reduce switching losses. Resonant circuit, in order to switch the voltage or current through the switch was a sine wave, reduces the switching losses and also control the surge in place. This approach is called resonant switching power supply.

Quasi-resonant switching power supply make problem such as switch power source reliability, line wave interference got very big improvement, and does not increase cost and reduce the volume and weight. In addition, the resonant switching power supply can overcome the poor transient response and easy radiation defects of PWM mode to load, and use of high-frequency drivers, reducing losses, improve efficiency, reduce noise. Part of the resonant will become mainstream technology. Part of the resonant converter circuit technology, in theory, but also can reduce the noise of the high frequency, but some of the practical application of resonant conversion technology, there are still technical problems, it still required much work in this area in order to make the technology to practical use.

This paper describes the quasi-resonant switching power supply design process, describe the main circuit parameter calculation, the device of choice, introduced the NCP1207 chip quasi-resonant control circuit complete the form and realized the demagnetization detection, over-current protection, over-voltage protection, voltage feedback.

Keywords: quasi-resonant, switching power supply, flyback, NCP1207

目 录

摘要	I
Abstract	II
第 1 章 绪论	1
1.1 准谐振开关电源的概述	1
1.1.1 开关电源的发展	1
1.1.2 准谐振开关电源的优点 ^[3]	2
1.1.3 准谐振开关电源的缺点 ^[3]	3
1.2 设计要求	3
1.3 完成设计方案	4
1.3.1 DC-DC 主回路拓扑	4
1.3.2 控制方法及实现方案	4
1.3.3 提高效率的方法及实现方案	4
第 2 章主电路设计	5
2.1 准谐振开关电源的基本原理 ^[4]	5
2.2 输入电路	7
2.2.1 输入电路的选择	7
2.2.2 主要参数计算	7
2.3 变换电路	9
2.3.1 变压器设计	9
2.2.2 开关管选用	14
2.2.3 谐振电容	14
2.4 缓冲电路	15
2.4.1 缓冲电路原理	15
2.4.2 参数计算	16
2.5 输出电路	18
2.5.1 输出整流器的选择	18
2.5.2 输出滤波电路设计	19
第 3 章 控制电路设计	20
3.1 控制芯片 NCP1207 ^[5]	20
3.2 过电压保护电路和磁通复位检测电路	22
3.4 过电流保护电路	23
3.5 电压反馈电路	24

3.5.1 电压反馈电路的工作过程	24
3.5.2 主要参数的计算	25
3.6 本章小结	26
第 4 章 完整电路图及工作工程	27
4.1 开关电源完整电路图	27
4.2 电路工作过程	27
4.3 电路调试波形	28
4.3 电路仿真波形	28
4.4 开关电源损耗	28
总结	1
致谢	1
参考文献	1

第 1 章 绪论

1.1 准谐振开关电源的概述

1.1.1 开关电源的发展

随着电力电子技术的发展，工作在高频的开关电源已经广泛应用于电气和电子设备的各个领域。开关电源设计的目的是通过能量处理将输入能量变化为所需要的能量输出，通常的形式是产生一个符合要求的输出电压，这个输出电压的值不能受输入电压或者负载电流的影响^[1]。

开关电源的设计要求有非常高的效率，高效率有着极为重要的意义。首先，高效率减少了能量在传递过程中的损失，最理想的情况就是输入端的能量完全传递到了输出端，在开关电源内部不损失任何的能量，开关电源只是起到了能量形式转化的作用。然而，实际设计时这一点是不能实现的。如果电源内部有较大的损失，这部分能量将转化为热能损耗在器件上，这就要求开关电源有散热的设计，否则长时间的高温工作将减少使用寿命，大大增加不稳定性。而增大散热部件会对开关电源小型化起到巨大的阻碍作用。这一点在手持设备或者小型开关电源的应用中更为明显。其次，当今能源日趋紧张，全世界开始意识到节约能源的重要性，对于电子设备的功耗提出了硬性的指标规定。例如中国在 2006 年 3 月实施的节能评价价值指标为待机能耗 3W，能量效率指数为 1.1。2009 年 3 月 1 日将实施的节能评价价值为待机能耗 1W，能效指数为 0.75。提高开关电源的效率不再是节省使用者电费开支的额外功能，开始成为各个产品必须满足的一项技术指标。

在电源设计领域，最初的设计是线性调整电源。线性电源的设计简单，稳定性好，但是在效率方面有局限。最终线性电源被效率方面更为优秀的开关电源所取代。现在线性电源只在处理能量较小并且效率要求不高的范围中应用。开关电源技术的飞跃使得电源的平均效率从 50% 提高到了 80%。但之后，由于开关电源自身的开关损耗，进一步的效率提升变得困难。目前，业界通过努力开发更复杂的控制算法，使系统在应对不同环境时改变运行模式，将效率提升到 90% 以上。当然，这其中也在传统模拟电源系统中引入了更多的数字电路技术。由此可见，在电源设计领域对于高效率的追求一直是主流的趋势。

其次，开关电源设计要求能够小型化。开关电源的应用领域中小型化、集成化的需求越来越高。比如笔记本电脑的电源系统，不仅需要完成充电控制，还需完成对微处理器供电的降压处理，对硬盘供电的降压处理，以及对屏幕供电的直流转交流变换等。所有的功能都希望在尽可能小的体积中完成。因此，小型化是开关电源的另一个发展方向^[1]。

高效率与小型化在一定程度上是互相限制的，因为实现高效率会要求电路有相当的复杂度，大量的器件对小型化十分不利。在开关电源设计初期，采用的都是分立元件，集成

度很低，大部分电路只能在 PCB 版上实现，极大的限制了小型化实现的可能。而且大量器件暴露在外，也影响了系统的稳定性。采用模拟集成电路技术实现开关电源设计的迅速发展。因为采用模拟集成电路能很好的解决上述问题。现代集成电路的发展有能力在很小的体积中装入大量的器件，完成复杂的电路功能。集成后的系统只保留了个别不能集成的大器件，如电感、电容等，绝大部分的功能都在采用模拟集成电路技术设计的开关电源控制器中完成。这极大的简化了应用电路，也提高了系统的稳定性。因此利用模拟集成电路的知识，设计完成高效率、小型化的电源设计是模拟集成电路设计的一个非常有实际意义的课题。正是由于这种趋势，原先的电力电子技术现在越来越多地被称为电源管理技术^[2]。

近年来，为了实现更高的效率和更小的体积，开关电源的工作频率有了很大的提高。高工作频率能够减小外围电感和电容的大小，从而减少系统的体积。而且由于集成电路器件本身的发展，已经有能力提供工作复杂的高频控制集成电路芯片。

然而，随着工作频率的不断上升，由于高频造成的开关损耗逐渐成为了一个严重的问题。尤其是如果工作频率不变，开关损耗不变，随着负载的不断减轻，系统的效率会随之下降。因此，为了保持电源的效率，新一代的开关电源芯片在工作频率上不能再一味追求高的工作频率，而需要仔细分析和处理开关损耗问题。在轻载时，通过降低工作频率以减少开关损耗，希望能保持高效率。因此，在不同负载下采用不同的工作频率以提高效率的一个趋势。

在谐振软开关电路中，开关器件在零电压或零电流条件下切换，理论上开关损耗为零。在采用同一类型开关器件的条件下，谐振软开关电路可以很轻松地高出一个或几个数量级的开关频率下工作。高的开关频率使谐振软开关电路具有许多明显的优点，如低噪音，低电磁干扰(EMI)，输出波形的谐波成分少；另外，由于开关器件在零电压或零电流条件下动作，开关器件的动态过程大为改观，这使得散热器尺寸明显减小，从而使设备尺寸及重量也随之大量减小，开关器件可在高可靠性和高效率条件下工作。

总而言之，软开关技术实现了过去人们在硬开关设计中追求的许多目标。而且谐振软开关电路有明显的优点，因此，近十年来，国内外的许多研究人员每年都有大量的关于这个领域研究的论文发表，目前已提出多种不同拓扑结构的谐振软开关电路。而准谐振开关技术结合了谐振技术和 PWM 技术的优点，代表了开关电源的一个发展方向，但在整机产品的普及方面还需要一个较长的过程。

1.1.2 准谐振开关电源的优点^[3]

准谐振式开关电源与反激式转换器的不连续工作模式及连续工作模式相比，准谐振开关提供的导通损耗更低，因此能够提高效率和降低器件温度。通过在先进控制器或集成电源开关中采用频率钳位电路，可以克服简单准谐振电路在轻负载下损耗较高的问题。若导通过程中电流电压较低，产生的 EMI 也较小，这正是准谐振应用的情况。在 1MHz 到 50MHz

的频率范围内可减小 EMI。

此外,在准谐振过程中存在固有频率抖动,将会减小 EMI 噪声,进一步降低滤波器成本。这个成因在于大电容上的输入电压纹波。恒定负载而言,最大纹波电压下的导通时间和输出二极管导电时间比最小纹波电压下的要小,导致开关频率随相等于纹波频率的扫描频率而线性变化,例如对 50HzAC 工作频率的全桥整流电路为 100Hz。这降低了 150kHz 到 1MHz 开关频率上的 EMI。

1.1.3 准谐振开关电源的缺点^[3]

准谐振式开关电源在实际应用广泛,准谐振式开关电源适用于高频工作环境下,但是实际要解决以下问题:

- 1、开关频率固定而电压调整率比较困难。
- 2、开关元件承受大的电压及电流。
- 3、电感与电容的发热问题。

电流谐振电路中,通过开关元件电流的时间由谐振电路决定,而电压谐振电路中,加在开关两端电压时间由谐振电路决定。因此,为控制时间比率 D ,一定要改变周期 T ,即开关频率。然而改变开关频率,则伴随着开关的闭合与断开,噪声频谱也变动,不利于噪音的抑制。另外决定谐振式开关变换器的体积的磁性元件及电容有必要按最低频率进行设计,务必希望其体积小型化。因此控制谐振变换器频率时,负载特性尽可能平坦而输出阻抗小,而且有必要选定输出电压相对频率变化敏感的电路方式。

另外,电流谐振时,输出正弦波电流峰值按负载成比例增大。因此开关元件的消耗功率与驱动功率随着增大。电压谐振时,截止时加在开关元件的电压峰值随负载而增大,有必要采用耐高压的开关元件。为解决这些问题采用辅助开关钳住电压与电流,减轻开关元件承受的电压或电流。

重负载时,构成谐振电路的 L 以及 C 承受较大负载,这时在 L 及 C 两端有过大电压,电流的振幅增大,为此高频损耗增大。因此控制 L 的发热,采用良好高频特性与低热电阻的电感,为使其小型化,开发能确保一定程度导磁率与低矫顽力材料。对于电容一定需要高频率时具有足够电流容量以及等效串联电阻足够小。

1.2 设计要求

本项目要求完成准谐振式开关电源样机的研究分析、制作、测试与数据处理工作,并达到以下性能指标:

- (1) 输入电压: AC15~21 V
- (2) 输出电压可调范围: DC+30V~+36V

(3) 最大输出电流: 2A

(4) 输出电压纹波峰峰值: $\leq 1\text{V}$ (输入电压 18V, 输出电压 36V, 输出电流 2A)

(5) 效率 $\geq 70\%$ 。

1.3 完成设计方案

对课题任务做出全面的了解, 根据课题要求对主回路、控制回路以及提高效率等问题提出解决方案, 为课题的顺利通过奠定基础。

1.3.1 DC-DC 主回路拓扑

本开关电源的输入电压和输出电压都比较低, 功率也比较小, 为简化设计和节约设计成本, 因此采用电路简单、成本低的反激拓扑电路。

1.3.2 控制方法及实现方案

利用 NCP1207 芯片作为控制核心, 用 PC817 和 TL431 作为开关电源输出电压的采样控制, 输出电压调节采用电位器改变取样回路的上下电阻比值来改变输出电压, 使其满足题目要求, 该方案电路结构简单, 实现方便。

1.3.3 提高效率的方法及实现方案

在 DC-DC 变换器中, 主要消耗功率的元件有主回路的开关管、续流二极管、储能电感等部件。本设计中提高效率的措施主要有:

- (1) 通过增加电感线径减小电感阻值;
- (2) 采用低内阻的高效率 MOSFET 作为主回路的开关元件;
- (3) 采用高速、低正向压降的肖特基二极管降低其功耗。

第2章主电路设计

2.1 准谐振开关电源的基本原理

开关电源的电路结构众多，其中适合小功率电源使用的有正激型、反激型和半桥型，适合大功率电源的有正激型、半桥型和全桥型。小功率电源宜采用电路简单、成本低的反激型电路。电源功率在100W 以上且工作环境干扰很大、输入电压质量恶劣、输出短路频繁时，则应采用正激型电路。对于功率大于500W，工作条件较好的电源，则采用半桥型或全桥型电路较为合理。如果对成本要求较严格，可以采用半桥型电路。如果功率很大，则应采用全桥型电路。输入电压较低，功率较大时，应采用推挽型电路。

本开关电源的输入电压和输出电压都比较低，功率也比较小，为简化设计和节约设计成本，因此采用电路简单、成本低的反激拓扑电路。

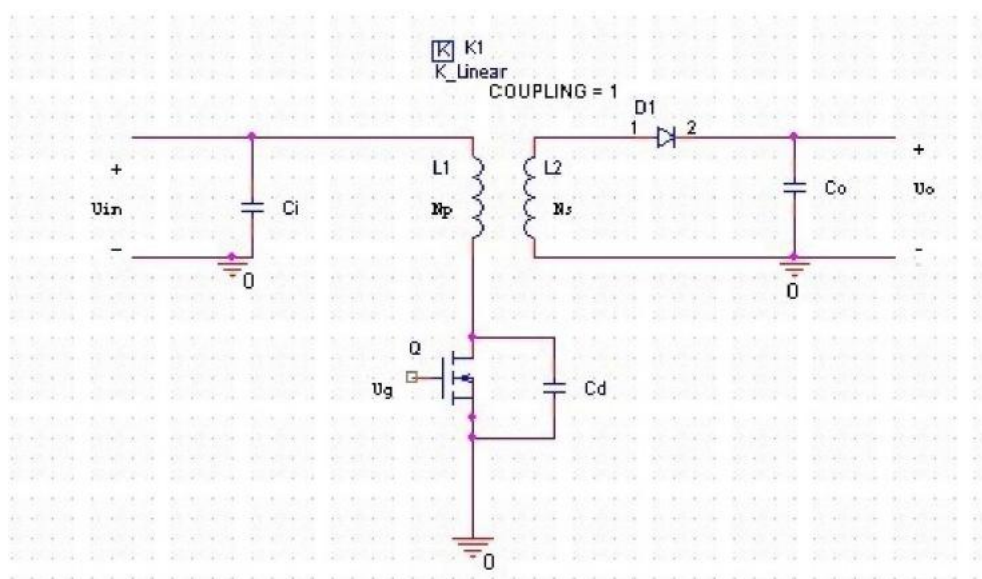


图2-1 反激式开关电源基本电路

图2-1 所示为反激式开关电源的基本电路，它由 MOS 开关管、变压器、整流二极管 D_1 、滤波电容 C_o 、缓冲电容 C_d 等组成，同时 C_d 又是谐振电容， C_d 包括场开关管输出电容 及变压器绕组分布电容。

准谐振变换的工作波形如图2-3所示，在准谐振变换中，每个周期可分为4个不同的时间段，各时间段分析如下：

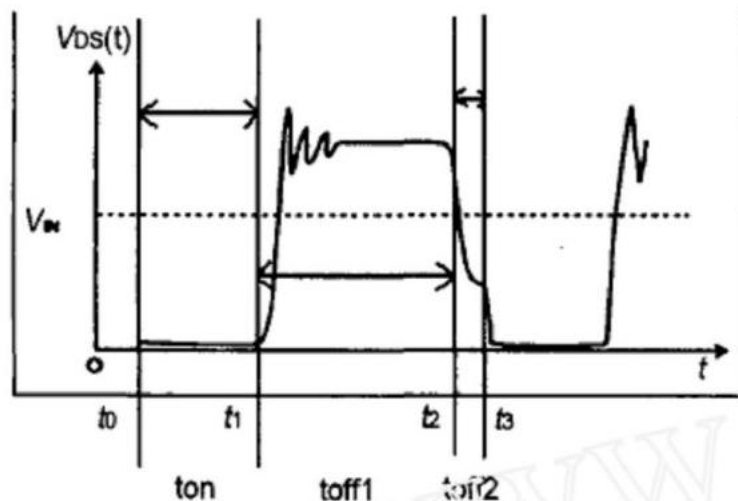


图2-2 工作波形

(1) $t_0 \sim t_1$ 时段

开关管导通，初级绕组储能，次级由输出电容给负载提供能量。

(2) $t_1 \sim t_2$ 时段

开关管关断、缓冲电路工作、变压器释放所储能量。并联电容抑制开关管电压上升速度，降低关断损耗；开关管电压上升到一定值，储存在次级绕组中的能量通过变压器由次级绕组释放给负载，并给电容器充电；同时缓冲电路吸收次级多余能量。

(3) $t_2 \sim t_3$ 时段

能量释放完毕，电容Ca和初级电感Lp发生谐振，次级二极管经历反向恢复过程。

(4) $t_3 \sim t_4$ 时段

谐振到开关电压最低点(谐振谷点)，开关管开通，实现零电压开通。

以上四个时段的分析可知，谐振元件仅参与某一时段的能量变换，没有全程参与，故称为准谐振变换。

开关频率的确定

准谐振变换器工作在变频状态，当变换器的其他参数固定之后，开关频率很大程度上依赖于输入电压、负载条件，可表达如下：

$$T_{on} = \frac{L_p}{U_{in}} I_p \quad (2-1)$$

$$T_{off1} = \frac{L_p}{U_{OR}} I_p \quad (2-2)$$

$$T_m = \pi \sqrt{L_9 \times C_9} \quad (2-3)$$

$$T = T_{on} + T_{off1} + T_m \quad (2-4)$$

式中， U_{in} ——输入电压 (V)

I_p ——变压器初级侧峰值电流 (A)
 U_{or} ——变压器初级侧反射电压 (V)。

2.2 输入电路

2.2.1 输入电路的选择

该开关电源的输入电压较低，功率较小，而且电源变压器仅有一个次级绕组，因此整流电路结构选择电容滤波的单相桥式不可控整流电路。

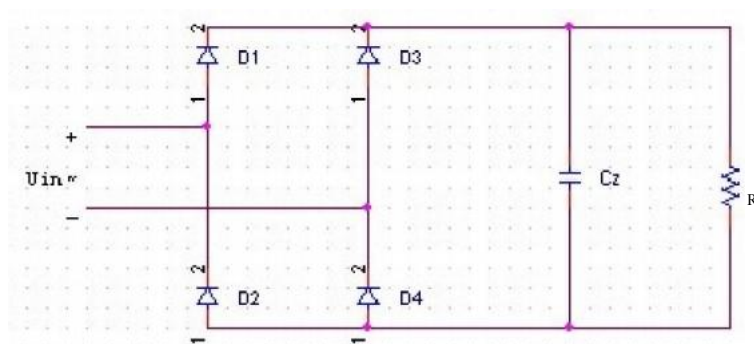


图2-3 整流电路

2.2.2 主要参数计算

(1) 整流器的选择

整流器承受反向最大电压值为交流电压最大值：

$$U_{4mx} = \sqrt{2} U_{imx} = \sqrt{2} \times 21 = 29.69V \quad (2-5)$$

式中， U_{imx} ——最大交流输入电压有效值 (V)。

交流输入频率为50Hz，所以整流器的选择肖特基二极管，其耐压不低于40V 即可。

整流器的输出功率为：

$$P_{do} = \frac{U_o \cdot I_o}{\eta} = \frac{36 \times 2}{75\%} = 96W \quad (2-6)$$

式中， U_o ——开关电源的输出电压 (V)

I_o ——开关电源的输出电流（A）。

整流器最小输出电压平均值为：

$$U_{dmin} = 1.2 * U_{inmin} = 1.2 \times 15 = 18V \quad (2-7)$$

式中， U_{inmin} ——开关电源的最小交流输入电压有效值（V）。

整流器最大输出电流平均值为

$$I_d = \frac{P_{do}}{U_{dmin}} = \frac{96}{18} = 5.33A \quad (2-8)$$

式中， P_{do} ——整流器的输出功率，单位为W。

U_{dmin} ——整流器的最小输出电压，单位为V。

综上所述，考虑峰值浪涌电流的存在，整流器选择最大承受电压为60V，额定电流为10A，峰值浪涌电流为150A，正向导通压降为0.95欧的MBR1060肖特基二极管。

（2）输入滤波电容的选择

由整流器的最大输出电压为27.69V（29.69V减去整流二极管的导通压降2V），电容器的最小耐压值要大于此值，并留有余量，所以选择50V耐压的电容。

整流电路的等效最大负载

$$R = \frac{U_{dmax}^2}{P_{do}} = \frac{29.69^2}{96} = 9.18\Omega \quad (2-9)$$

式中， U_{dmax} ——整流二极管的输出最大电压（V）

P_{do} ——整流二极管的输出功率（W）。

根据负载情况选择滤波电容值，要满足

$$RC_z \geq \frac{3}{2} T \quad (2-10)$$

式中， T ——开关电源交流输入的周期，这里取0.02s。

所以 C_z 的取值为

$$C_z \geq \frac{3}{2 \times 9.18} \times 0.02 = 3.26mF \quad (2-11)$$

因此，考虑到变压器初级侧反冲电压的影响，整流电容选用值为3.26mF、耐压为50V的电容器，实物电路中用4个1000nF耐压为50V的电容器并联。

2.3 变换电路

2.3.1 变压器设计

(1) 最小输入电压 U_{bmin}

$$U_{bmin} = U_{inmin} \times k_1 - U_{dp} = 15 \times 1.4 - 2 = 19V \quad (2-12)$$

式中， U_{inmin} ——开关电源的输入最小交流电压（V）

U_{dp} ——直流纹波及二极管压降之和（V），这里取 2V

k_1 ——为交流整流后的电压倍数，这里取 1.4。

(2) 最大输入电压 U_{bmax}

$$U_{bmax} = U_{inmax} \times k_1 - 2 = 21 \times 1.4 - 2 = 27.4V \quad (2-13)$$

式中， U_{inmax} ——开关电源的输入最大交流电压（V）

U_{dp} ——直流纹波及二极管压降之和（V），这里取 2V

k_1 ——为交流整流后的电压倍数，这里取 1.4。

(3) 初级绕组的峰值电流 I_{pk}

变压器输出的功率 P_{bo}

$$P_{bo} = \frac{1}{2} L_p * I_{pk}^2 * f \quad (2-16)$$

式中， L_p ——变压器初级电感（H）

I_{pk} ——变压器初级峰值电流（A）

f ——电路工作频率（Hz）

设为不连续工作模式，在 t_{on} 时间内电流 I_p 为 0 至 I_{pk} ，则

$$U_{bmin} = L_p * \frac{I_{pk}}{t_{on}} \quad (2-15)$$

因为

$$t_{on} = D_{max} T_s \quad (2-16)$$

所以

$$U_{bmin} = L_p \frac{I_{pk}}{D_{max} T_s} \quad (2-17)$$

(2-14) 和 (2-17) 之比为

$$U_{bmin} = L_p \frac{I_{pk}}{D_{max} T_s} \quad (2-18)$$

化简得

$$I_{pk} = \frac{2P_{bo}}{U_{bmin} * D_{max}} \quad (2-19)$$

式中, P_{bo} ——变压器输出功率 (W)

U_{bmin} ——变压器输入的最小直流电压 (A)

D_{max} ——变压器的最大占空比, 这里取 0.5。

带入相关数据得

$$I_{pk} = \frac{2 \times 36 \times 2}{15 \times 14 - 2} = 7.58A$$

(4) 初级绕组的电感

$$L_p = \frac{V_{smin} * D_{max} * T_s}{I_{pk}} \quad (2-20)$$

式中, L_p ——变压器初级电感值 (H)

I_{pk} ——变压器初级峰值电流 (A)

D_{max} ——变压器的最大占空比

T_s ——变压器的工作周期。

带入相关数据得

$$L_p = \frac{19 \times 0.5 \times 1.67 \times 10^{-5}}{7.58} = 2.09 \times 10^{-5} H = 20.9 \mu H$$

(5) 变压器的最小占空比

在 U_{bmax} 时, 有最小占空比 D_{min} , 当变压器输入电压 U_b 由最大到最小时, 占空比由最

小变到最大，其关系可表为

$$D_{\min} = \frac{D_{\max}}{(1-D_{\max})K + D_{\max}} \quad (2-21)$$

式中， K ——电压 U_b 波动系数， $K = \frac{U_{b\max}}{U_{b\min}}$ 。

带入相关数据

$$K = \frac{27.4}{19} = 1.44$$

$$D_{\min} = \frac{0.5}{(1-0.5) \times 1.44 + 0.5} = 0.4$$

(6) 初级绕组线径

线径 d_w 取值，用密耳作为单位选取导线会简单些。选择导线时，首先确定电流密度值为 $400 \text{ c} \cdot \text{m/A}$ ，根据电流大小计算圆密耳，在查表选取需要的导线。

关于密耳的换算：

$$1 \text{ mil} = 0.001 \text{ inch}$$

$$1 \text{ c} \cdot \text{m} = 0.78 \times 10^{-6} (\text{inch}^2) = 0.5 \times 10^{-3} (\text{mm}^2)$$

通过 7.58A 电流所需要的圆密耳为 $7.58 \times 400 = 3032 (\text{c} \cdot \text{m})$ 。

由查表可得，满足圆密耳为 3260 ($\text{c} \cdot \text{m}$) 导线为 NO.15AWG，其最大直径为 $d_w = 0.0609$ 英寸。

(7) 选择磁芯尺寸

磁芯面积乘积 A_p

$$A_p = A_w * A_e \quad (2-22)$$

式中， A_w ——磁芯窗口面积 (mm^2)

A_e ——磁芯有效截面积 (mm^2)。

若原边绕组的线径为 d_w ，带绕组的磁芯所占的 A_p 值为 A_{pp} ，可按下式计算

$$A_{pp} = \frac{6.33 \times L_p * I_{pk}^2 * d_w^2 \times 10^8}{\Delta B} \quad (2-23)$$

式中， L_p ——变压器初级电感 (H)

I_{pk} ——变压器初级峰值电流 (A)

d_w ——变压器初级绕组线径 (inch)

ΔB ——磁芯磁感应强度, $\Delta B = \frac{1}{2}B_s$, 一般取 $\Delta B = 2000\text{GS} = 0.2\text{T}$ 。

带入相关数据得

$$A_{pp} = \frac{6.33 \times 2.09 \times 10^{-5} \times 7.58 \times (0.0609)^2 \times 10^8}{2000} = 0.186(\text{cm}^4)$$

一般取 $A_{pp} = 0.25A_p$, 所以 $A_p = 0.7438(\text{cm}^4)$ 。

查资料得出, EI30 磁芯与骨架乘积

$$A_p = A_w * A_e = 1.11 \times 0.7394 = 0.8207 (\text{cm}^4)$$

$0.8207 > 0.7438$, 所以选取此型号磁芯与骨架合适。

(8) 气隙长度 l_g

由于反激工作模式是单向激磁, 为防止磁饱和, 应加气隙。气隙会产生加大的磁阻, 而且大多数变压器器所存储的能量是在气隙所构成的体积 V_G 中, 故有:

$$\frac{1}{2} L_p I_{pk}^2 = \left(\frac{1}{2} \Delta B * H * V_G \right) \times 10^8 \quad (2-24)$$

式中, H ——气隙磁场强度, $H = \frac{\Delta B}{\mu_o \times 0.4 \times \pi}$

μ_o ——空气磁导率, 取值为 1

V_G ——气隙的体积 (cm^3), $V_G = A_e * l_g$ 。

带入相关数据得

$$l_g = \frac{0.4 \times \pi \times 20.9 \times 10^{-6} \times 7.58^2}{1.11 \times (2000)^2} \times 10^8 = 0.034\text{cm}$$

(9) 初级绕组匝数

$$N_p = \frac{\Delta B * l_g}{0.4 * \pi * I_{pk}} \quad (2-25)$$

或是

$$N_p = \frac{L_p I_{pk}}{\Delta B * A_e} \times 10^8 \quad (2-26)$$

式中, l_g ——变压器磁芯气隙 (cm)

I_{pk} ——变压器初级峰值电流 (A)

ΔB ——磁芯磁感应强度 (GS)

L_p ——变压器初级电感 (H)

A_e ——磁芯有效截面积 (mm^2)。

带入相关数据得

$$N_p = \frac{2000 \times 0.034}{0.4 \times 3.14 \times 7.58} = 7.14 \text{匝}$$

或

$$N_p = \frac{20.9 \times 10^{-6} \times 7.58}{2000 \times 1.11} \times 10^8 = 7.14 \text{匝}$$

因此变压器初级绕组匝数取整后为 7 匝。

(10) 次级绕组匝数

按输入最小电压 U_{bmin} , 导通占空比最大, 算的副边绕组的匝数。
因为

$$U_o + U_{Do} = U_{bmin} \times \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \times \frac{N_s}{N_p} \quad (2-27)$$

所以

$$N_s = \frac{(U_o + U_{Do}) * (1 - D_{max}) * N_p}{U_{bmin} * D_{max}} \quad (2-28)$$

式中, U_o ——开关电源的输出电压 (V)

U_{Do} ——变压器次级整流二极管导通压降 (V)

U_{bmin} ——变压器输入最小直流电压 (V)

D_{max} ——变压器的最大占空比

N_p ——变压器初级绕组匝数。

带入相关数据得

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/558050016103006073>