



开关电源设计与制作系列丛书

# 开关电源设计 与制作实践

© 刘胜利 编著



电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

开关电源设计与制作系列丛书

# 开关电源设计与制作实践

刘胜利 编著

電子工業出版社

**Publishing House of Electronics Industry**

北京·BEIJING

# 丛 书 序

开关电源是电源“家族”中的重要成员，是发展较快的前沿电源技术。在电源领域还有不间断电源、逆变器、变频器、交流电源、焊接电源、充电器、精密电源、工业电源、医用电源、军用电源、特种电源等，但几乎所有的电源迟早都会向开关电源靠拢。传统的电源技术正在让位于高频开关电源技术，传统应用领域中的电源正逐渐被新的开关电源升级换代。新能源的开发利用又催生了绿色电能变换这一最能体现开关电源高频逆变核心技术应用的庞大的市场需求。越来越多的电源科技工作者、新电源产品的开发者、各行业传统电源产品面临升级换代的革新者都希望读到最新的有关开关电源的实用设计指导书。这正是编撰“开关电源设计与制作系列丛书”的初衷。丛书内容围绕实用设计展开，为设计者提供实用电路、关键技术、简明实用的设计方法、成功案例，将成为读者得心应手的案头书。

丛书目前包括《开关电源设计与制作基础》、《反激式开关电源原理与设计》、《开关电源设计与制作实践》、《开关电源模块化与数字化技术》、《开关电源的电磁兼容性设计、测试和典型案例》、《开关电源计算机仿真技术》。计划出版的还有《小型风力发电技术及应用》、《家用太阳能发电技术》、《快速充电技术与应用》、《防爆型开关电源设计与应用》、《小型逆变器设计及应用》等。丛书作者均为当今知名的电源技术领域专家。

辽宁工业大学陈永真教授编著的《反激式开关电源原理与设计》和中电公司刘胜利高级工程师编著的《开关电源设计与制作实践》，详解了单端变换、双正激变换、半桥变换和全桥变换等常见的几种典型开关电源电路原理、设计和制作要领，均为编著者长期工程实践的总结。

开关电源的数字化控制代表了开关电源技术一个重要的发展方向，其发展前景较之传统的模拟、开关模拟混合控制有划时代的突破。上海福基公司庚雷高级工程师、北京半导体器件五厂微电子研究所李龙文高级工程师和中电公司刘胜利高级工程师共同编著的《开关电源模块化与数字化技术》，提供的是大家较为熟悉、应用较广的 Vicor 电源模块，其他优秀的模块电源如果存在类似的应用问题，可以相互借鉴。该书提供的资料可将初涉该领域的工程师们引领入门。

电磁兼容工程实用技术在开关电源中的地位极其重要，但往往在设计初期被忽视。全国电磁兼容标准化技术委员会委员、上海三基电子工业有限公司总工程师钱振宇研究员在《开关电源的电磁兼容性设计、测试和典型案例》一书中，以生动的笔触进行了详尽的具有可操作性的介绍。

开关电源的现代设计离不开计算机仿真，然而借助现有的仿真软件针对开关电源的应用设计，系统而透彻的介绍并不多见。清华大学陈建业教授编著的《开关电源计算机仿真技术》一书能帮助读者在开关电源的计算机仿真技术方面打下坚实的基础。

《开关电源设计与制作基础》是清华大学蔡宣三教授生前遗墨，曾经在《电源世界》期刊由倪本来主编编辑连载。蔡宣三教授的关于开关电源基础原理的叙述是此类文字中的经典之一。蔡宣三教授曾担任中国电源学会理事长，对我国电源技术的发展做出了重大贡献。谨

以此书纪念蔡宣三教授。

在能源短缺和环境污染日益严重的今天，绿色能源向电能的转换具有重大意义。开关电源及其高频逆变核心技术在绿色能源转换中起着关键性作用。为此，丛书选编了《小型风力发电技术及应用》、《家用太阳能发电技术》、《快速充电技术与应用》、《防爆型开关电源设计与应用》、《小型逆变器设计及应用》等相关图书，已列入出版计划，希望它们能在改变人们衣食住行的绿色浪潮中推波助澜。

丛书由电能变换专家、中国电源学会副理事长、北京富来电能设备公司倪本来高级工程师担任总策划。参与丛书策划，为丛书提供资料、建议，以及帮助审稿的人员还有北京信息职业技术学院路秋生教授，中国矿业大学王聪教授，工业与信息化部华北计算所王其英高级工程师，中国计量科学研究院于百江高级工程师，浙江大学吕征宇教授，北方工业大学张卫平教授，中国航天科技集团张志国研究员、张忠相研究员，中国科学院计算技术研究所张广明研究员，电子工业出版社赵丽松编审和苏颖杰编辑等。

限于水平，书中错误在所难免，恳请读者斧正。

“开关电源设计与制作系列丛书”编辑委员会

# 目 录

第 1 章 用 TOP204Y 制作 20W、40W 高性能反激式开关电源实例 .....	1
1.1 单端反激式开关电源的工作状态 .....	1
1.1.1 单端反激式开关电源的工作原理 .....	1
1.1.2 单端反激式变换器的副边电流三种工作状态 .....	3
1.1.3 单端变换器的变压器磁通复位 .....	6
1.1.4 单端反激式开关电源变压器的设计计算 .....	7
1.2 用 TOP204Y 制作 20W 反激式开关电源 .....	8
1.2.1 25W 开关电源电路结构 .....	9
1.2.2 25W 开关电源变压器设计和绕制 .....	9
1.2.3 使用 TOP202 的 25W 开关电源变换器获得的优异性能 .....	17
1.3 用 TOP202 制作 40W 反激式开关电源实例 .....	18
1.3.1 40W 辅助电源主功率变压器设计 .....	18
1.3.2 单端反激式变换器开关电源必须注意的几个关键问题 .....	22
第 2 章 双管正激式变换器开关电源制作实践 .....	27
2.1 单端双管正激式变换器的工作原理及实用电路 .....	27
2.1.1 200W ( $\pm 100\text{V}/1\text{A}$ ) 单端双管正激式开关稳压电源实用电路 .....	27
2.1.2 单端双管正激式变换器的工作原理 .....	27
2.1.3 单端双管正激式变换器电路结构 .....	30
2.2 200W 正激式变换器主功率变压器的设计与绕制工艺 .....	31
2.2.1 单端变换器的变压器必须满足两个基本条件 .....	31
2.2.2 单端双管正激式变换器的变压器设计步骤 .....	32
2.3 TL494 设计特点与脉宽调制特性 .....	34
2.3.1 TL494 原理框图 .....	34
2.3.2 运用 TL494 的设计特点 .....	34
2.4 TL494 的死区时间控制试验 .....	37
2.4.1 试验电路 .....	37
2.4.2 试验方法和要点 .....	38
2.4.3 通过低压试验电路探索 TL494 工作特点 .....	38
2.5 4N35/TL431 光耦合控制电路的计算方法 .....	42
2.5.1 4N35、TL494 的工作特性与主要电气参数 .....	43
2.5.2 低压光耦合器控制电路试验, 初步确定几个电阻值 .....	44
2.5.3 +100V 高压反馈光耦合控制回路中几个电阻值的估算 .....	45
2.6 驱动电路设计、实测波形与变压器的绕制 .....	47
2.6.1 单端双管正激式开关电源的驱动电路 .....	47

2.6.2	实测波形	48
2.6.3	相对负载变化的控制效果	50
2.6.4	正常运行时主要功率元器件的温升表现	50
<b>第3章 半桥式变换器开关电源制作实践</b>		<b>51</b>
3.1	半桥式变换器500W开关电源实用电路	51
3.1.1	500W(+15V/30A)半桥式高频开关稳压电源电路	51
3.1.2	半桥式功率变换器的基本工作原理	51
3.1.3	半桥式变换器具有抗不平衡的突出能力	53
3.2	半桥式变换器主功率变压器的绕制方法	54
3.2.1	高频变换器的一些常见现象	54
3.2.2	半桥式变换器主变压器的设计和绕制	55
3.3	500W开关电源驱动变压器的绕制方法	58
3.3.1	驱动变压器铁氧体磁芯选择	58
3.3.2	500W半桥式变换器驱动电路	58
3.3.3	驱动变压器原、副边绕组及绕制工艺	59
3.3.4	驱动变压器原、副边实测波形	59
3.3.5	SG3525A的工作状态测量	59
3.3.6	SG3525A的驱动电流和控制特性曲线	60
<b>第4章 移相全桥软开关电源的设计与制作</b>		<b>62</b>
4.1	1kW全桥软开关电源的设计与制作	62
4.1.1	直流输出±15V/60A和48V/20A两种全桥软开关电源	62
4.1.2	1kW全桥软开关稳压电源的实测波形	67
4.1.3	1kW全桥主功率变压器的参数设计与绕制工艺	70
4.1.4	全桥变换器驱动电路设计特点与驱动变压器绕制技术	75
4.1.5	1kW全桥变换器附加谐振电感器的设计与制作	81
4.1.6	全桥软开关电源的辅助谐振网络工作原理与电感器的制作	85
4.2	2kW全桥软开关电源的设计与制作	92
4.2.1	2kW移相控制全桥软开关电源电路和总体布局	92
4.2.2	2kW全桥变换器主功率变压器的参数设计	96
4.2.3	主功率变压器的绕制工艺和几项试验	97
4.2.4	高频开关电源输出滤波电感器的设计与制作	101
4.2.5	核算辅助谐振网络的各项参数	107
4.2.6	大功率开关电源的散热、假负载群制作、整机效率计算	110
4.2.7	原边电流互感器与单向副边电流互感器的制作	114
4.3	全桥移相变换器一个完整工作周期的12个过程分析	117
4.3.1	移相全桥软开关变换器的工作原理波形图	120
4.3.2	一个完整开关周期中正半周的6个工作过程详细分析	121
4.3.3	一个完整开关周期中负半周的6个工作过程详细分析	127
4.4	试制移相控制全桥变换器软开关稳压电源的体会	130

<b>第 5 章 实体解剖测量两种大功率军用高性能开关电源</b> .....	133
5.1 两种 3.5kW 开关电源实体解剖测量 .....	133
5.1.1 解剖 3.5kW 电源的主板印制电路板布线图 .....	133
5.1.2 3.5kW 电源各项数据测量 .....	142
5.1.3 测量 3.5kW 电源在多种负载时的数据 .....	154
5.1.4 高密度、高功率因数控制板 .....	158
5.1.5 3.5kW 电源全桥变换器控制板拆解及等效电路 .....	163
5.2 实体解剖两种 6kW 高性能开关电源（直流输出 48V/112A 和 350V/17A） .....	169
5.2.1 6kW 电源的改进概况 .....	169
5.2.2 PFC 控制板电路的改进 .....	170
5.2.3 6kW 电源功率开关转接印制电路板 .....	170
5.2.4 350V/17A 电源主板上新增加 CPU 数字信号处理监控板 .....	178
5.2.5 6kW 全桥变换器控制电路框图、±15V 稳压电源、PFC 控制板 .....	178
5.2.6 自制成功多块分立元器件 PFC 控制板 .....	185
5.2.7 350V 电源的副边整流有源钳位电路 .....	187
5.2.8 6kW 电源用 SOT-227 封装 MOSFET: FA57SA50LC .....	190
5.2.9 三相电网输入整流桥模块: VVY40（两端受控） .....	196

# 第 1 章 用 TOP204Y 制作 20W、40W 高性能反激式开关电源实例

本章主要介绍用 TOP204Y 制作 20W 反激式开关电源的实例、主变压器绕制工艺及实测多组高压脉冲波形。

## 1.1 单端反激式开关电源的工作状态

在高频开关电源功率转换电路中，单端变换器（反激式、正激式）与双端变换器（推挽式、半桥式、全桥式）的本质区别，在于其高频变压器的磁芯只工作在第一象限，即处于磁滞回线的一边。按变压器的副边整流二极管的接线方式不同，单端变换器可分为两种类型：一种是单端反激式变换器（原边主功率开关管与副边整流二极管的开关状态相反，当前者导通时后者截止，反之当前者截止时后者导通）；另一种是单端正激式变换器（两者同时导通或截止）。

### 1.1.1 单端反激式开关电源的工作原理

#### 1. 单端反激式变换器的工作原理

反激式电路在小功率状态被广泛应用，是因为反激式电路结构简单，使用的元器件最少。在功率等级低于 75W 时，总的电源元器件成本会比其他电路要低。当功率为 75 ~ 100W 时，电压和电流高应力的增加，使反激式电源元器件的成本也随之增加。在较高的功率等级时，具有较低电压和电流应力的电路（如用正激式变换器），可能会用较多的元器件。简化的单端反激式变换器工作原理如图 1-1 所示。

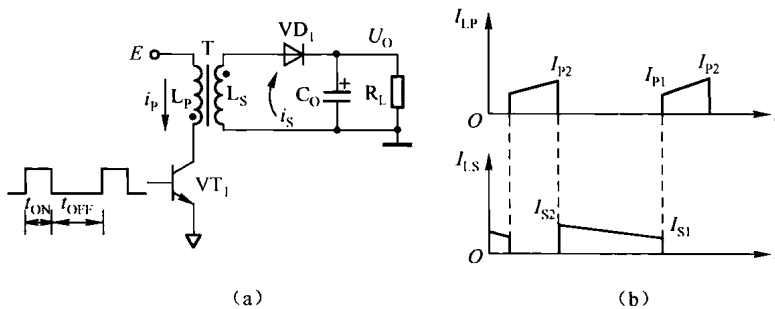


图 1-1 单端反激式变换器工作原理





## 2. 单端反激式变换器的运行方式

当加到原边主功率开关管  $VT_1$  的激励脉冲为高电平使  $VT_1$  导通时，直流输入电压  $U_{IN}$  加在原边绕组  $N_p$  两端，此时因原边绕组相位是上负下正，使整流二极管  $VD_1$  反向偏置而截止；当驱动脉冲为低电平使  $VT_1$  截止时，原边绕组  $N_p$  两端电压极性反向，使原边绕组相位变为上正下负，则整流二极管被正向偏置而导通，此后储存在变压器中的磁能向负载传递释放。因单端反激式变换器只是在原边开关管导通期间储存能量，当它截止时才向负载释放能量，故高频变压器在开关工作过程中，既起变压隔离作用，又是电感储能元件。因此又称单端反激式变换器是一种“电感储能式变换器”（简称“电感变换器”）。

在  $VT_1$  导通期间，输入直流电压  $U_{IN}$  加在原边绕组  $N_p$  两端，使原边线圈中的电流线性升高： $i_p = (E/L_p) t$ 。当导通结束时，原边电流幅值为（省略  $VT_1$  的饱和压降）

$$I_{p2} = \frac{E}{L_p} t_{ON} + I_{p1}$$

副边绕组电压为

$$U_{LS} = E \frac{L_s}{L_p}$$

当开关管  $VT_1$  截止时，其集电极电平变为高电平、原边绕组电流变为零，副边绕组两端感应电压极性反向，使  $VD_1$  导通， $i_s$  向  $C_o$  充电，副边变压器储能开始释放，副边电流则线性下降。它经变压器耦合反射回原边，又形成一个上负下正的反射电压

$$U_{OR} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} U_o$$

当开关管从导通变为截止时，原边绕组电流变为零，高频变压器将储存能量转移到副边，此时整流二极管导通，副边绕组产生感应电流。若忽略变压器的各种损耗，根据能量守恒定律，则高频变压器的原边与副边能量应满足关系式

$$\frac{1}{2} L_p I_{p2}^2 = \frac{1}{2} L_s I_{s2}^2$$

式中， $I_{p2}$  为开关管导通快结束时原边电流的量最大值； $I_{s2}$  为  $VT_1$  刚截止时副边电流的最大值。

同理，当开关管  $VT_1$  从截止状态变为导通时，整流二极管变为截止，副边绕组电流突变为零，则经释放过程后剩余的能量将转移回原边，故有

$$\frac{1}{2} L_p I_{p1}^2 = \frac{1}{2} L_s I_{s1}^2$$

式中， $I_{p1}$  为开关管刚导通时原边绕组的电流初始值； $I_{s1}$  为整流二极管截止瞬间副边绕组中的电流。

当  $VT_1$  导通，电路工作进入稳态后，原边电流又线性增大，变压器又开始储存能量。在  $VT_1$  截止期间，通过副边绕组的电流为

$$i_s = I_{s2} - \frac{U_o}{L_s} t$$

式中， $U_o$  为输出电压， $I_{s2}$  为  $VT_1$  开始截止时的副边绕组电流幅值。

因原边与副边电流、绕组匝数关系式为  $I_{p2} N_p = I_{s2} N_s$ ，因此可得关系式



$$I_{S2} = \frac{N_P}{N_S} I_{P2}$$

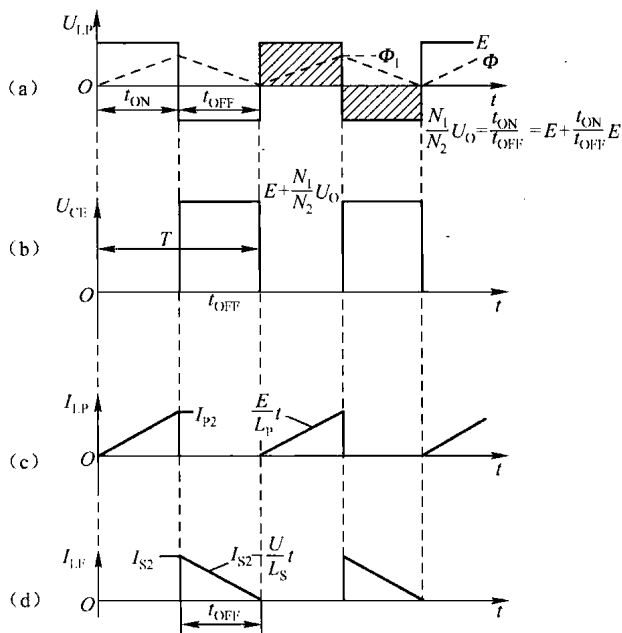
### 1.1.2 单端反激式变换器的副边电流三种工作状态

由于原边、副边电感为常数，使原边电流和副边电流按线性规律升高或降低。根据原边与副边电流、绕组匝数关系式，单端反激式变换器的副边电流工作状态有三种：磁化电流的临界状态、磁化电流的非连续状态和磁化电流的连续状态。

#### 1. 磁化电流的临界状态

$$t_{OFF} = (L_S/U_0)/I_{S2} \text{ (见图 1-2 中的电流波形)}$$

临界状态是指：开关管  $VT_1$  在截止时间结束的过程长短  $t_{OFF}$ ，与副边绕组电流衰减到零所需的时间相等。即  $VT_1$  在重新导通之前，副边电流正好降低到零；副边绕组电流也将从零开始线性升高，升高速度为  $(E/L_p)t$ 。临界状态时的原边电流、副边电流、原边绕组感应电压、开关管电压波形、高频变压器磁通变化波形等如图 1-2 所示。



(a) 原边绕组感应电压；(b) 主功率管开关电压；(c) 原边绕组电流；(d) 副边绕组电流

图 1-2 在临界状态下单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形

#### 2. 磁化电流的非连续状态

$$t_{OFF} > (L_S/U_0)/I_{S2} \text{ (见图 1-3 中的电流波形)}$$

非连续状态指： $VT_1$  截止时间大于副边绕组电流降到零的时间，即  $t_{OFF} > (L_S/U_0)/I_{S2}$ ，也就是副边电流与变压器磁通  $\Phi$  是在  $VT_1$  截止之前已下降至零（假若不计剩磁）。在新的周期开始  $VT_1$  又导通时，原边电流和磁通都是从零开始线性增大，其速度为  $E/L_p t$ 。



在磁化电流为临界状态和非连续状态下,  $VT_1$  导通期间储存在变压器中的能量为

$$W_L = \frac{1}{2} L_p I_{p2}^2$$

根据前式可知, 单位时间里的供电量, 即输入功率为

$$P_{IN} = \frac{W_L}{T} = \frac{1}{2T} L_p I_{p2}^2 = \frac{E^2 t_{ON}^2}{2L_p T}$$

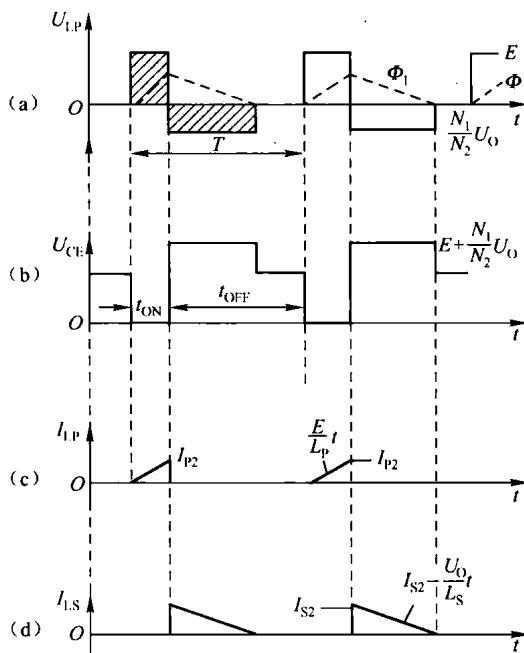
假若不考虑电路中的损耗, 全部功率都输送到负载上, 那么输出功率等于输入功率, 即

$$P_O = \frac{U_0^2}{R_L} = P_{IN} = \frac{E^2 t_{ON}^2}{2L_p T}$$

由此, 可得到输出电压的计算式

$$U_0 = Et_{ON} \sqrt{\frac{R_L}{2L_p T}}$$

在非连续状态下单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形如图 1-3 所示。由上述计算式可知, 输出电压与负载电阻有关, 负载电阻越大输出电压越高, 而负载电阻越小则输出电压越低。这是反激式变换器的工作特点。因此空载时必须接上“假负载”, 否则会造成输出电压过高而损坏晶体管。另外, 输出电压还随输入电压变化而变化, 并随导通时间延长而增大。



(a) 原边绕组感应电压; (b) 主功率管开关电压; (c) 原边绕组电流; (d) 副边绕组电流

图 1-3 在非连续状态下的单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形

当  $VT_1$  截止时, 副边整流二极管导通, 若忽略其正向压降, 则副边绕组电压约等于输出电压。设  $N_p$ 、 $N_s$  分别为原边和副边绕组匝数, 因此原边绕组上的感应电压为

$$U_{LP} = (N_p/N_s) U_0$$

可见在  $VT_1$  截止期间, 它承受的电压为



$$U_{CE} = E + U_{LP} = E + \frac{N_p}{N_s} U_0$$

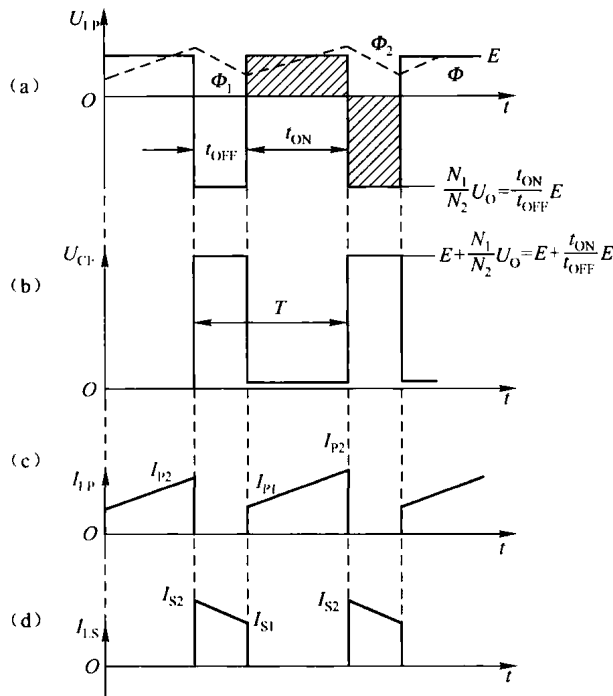
因此在选择功率开关晶体管时，不但要考虑变压器原边电流最大值是否超出晶体管极限值，还需要考虑到它所承受的电压幅值不能超出晶体管允许值。在开路试验中，不能让负载断开引起输出电压剧增而损坏功率管。

在原边绕组电感量  $L_p$ 、开关周期  $T$ 、输入电压  $E$  等参数确定后，虽然负载电流、负载电阻  $R_L$  变化，但只需调节开关管导通时间，就能维持输出电压  $U_0$  值稳定不变。从上式可看出，单端反激式变换器的高频变压器在  $VT_1$  导通期间的储存能量与副边的负载大小无关，即原边绕组最大电流不受负载影响，它只决定于原边绕组电感量  $L_p$ 、施加的输入电压  $E$  和导通脉冲宽度  $t_{ON}$ 。

### 3. 磁化电流的连续状态

$$t_{OFF} \leq (L_s/U_0) / I_{S2} \text{ (见图 1-4 中的电流波形)}$$

磁化电流在连续状态下的单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形如图 1-4 所示。在  $VT_1$  的截止时间小于副边电流衰减到零所需时间的情况下，在  $VT_1$  截止结束时，副边电流值将大于零。



(a) 原边绕组感应电压；(b) 主功率管开关电压；(c) 原边绕组电流；(d) 副边绕组电流

图 1-4 在连续状态下单端反激式变换器的电压、电流和磁通波形

在磁化电流连续状态情况下，当  $VT_1$  再次导通开始下一个周期时，变压器原边电流不是从零增大，而是从初始值  $I_{p1}$  开始按  $(E/L_p)t$  的速度增大，在  $VT_1$  导通结束时增大到  $I_{p2}$ ，如图 1-4 所示。该电流波形与半桥式等双端电路的电流波形相似，而与单端反激式变换器在非连续状态和临界状态时的电流波形不同。



### 1.1.3 单端变换器的变压器磁通复位

单端变换器的设计原则是必须使高频变压器磁芯的磁通复位。从上面分析可看出，在  $VT_1$  导通期间随着原边电流的增大，高频变压器磁芯中的磁通也不断增大；而在  $VT_1$  截止期间，副边绕组中的电流线性衰减，即磁通也线性降低，它取决于副边回路的参数。

在非连续状态和临界状态下，当开关管导通后，磁通从零值  $\Phi_0$ （实际上是磁滞回线对应的剩余磁通  $B_r$ ）升到  $\Phi_1$ ；当开关管截止后，磁通又从  $\Phi_1$  返回  $\Phi_0$  的原来位置，实现磁通复位。在连续状态下，导通期间的磁通则是从  $\Phi_1$  升到  $\Phi_2$ ，而截止期间磁通则是从  $\Phi_2$  回到  $\Phi_1$ ，也实现磁通复位。如果说在开关工作周期结束时，磁通没有回到周期开始时的起点，则变压器磁芯内的磁通将周而复始地逐步增大，导致磁芯饱和而损坏功率开关管。

要满足单端变换器磁通复位的条件，必须让高压开关管在一个周期内的导通和截止期间，加在高频率变压器原边绕组上的伏-秒数相等，即满足

$$Et_{\text{ON}} \leq \frac{N_p}{N_s} U_o t_{\text{OFF}}$$

在非连续状态下，因为  $VT_1$  截止的时间足够长，满足上式中右大于式左的条件，即图 1-3 中原边绕组感应电压零线上下两部分阴影面积必然相等，满足复位条件。在连续状态和临界状态时，应当满足以下等式

$$Et_{\text{ON}} = \frac{N_p}{N_s} U_o t_{\text{OFF}}, \quad \text{即} \quad \frac{N_p}{N_s} U_o = \frac{t_{\text{ON}}}{t_{\text{OFF}}} E$$

$$U_{\text{CE}} = E + \frac{N_p}{N_s} U_o = E + \frac{t_{\text{ON}}}{t_{\text{OFF}}} E = \frac{ET}{t_{\text{OFF}}}$$

只要满足上面关系式，就能使图 1-4 中的原边绕组感应电压零线上下两部分阴影面积相等，可实现开关管导通期间的磁通从  $\Phi_1$  升到  $\Phi_2$ ，而截止期间又从  $\Phi_2$  回复到  $\Phi_1$ 。上面关系式也可改写成计算式

$$U_o = \frac{N_s t_{\text{ON}}}{N_p t_{\text{OFF}}} E = \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1-D} \times E$$

式中，占空比  $D = t_{\text{ON}}/T$ 。

从上面关系式可看出，当单端反激式变换器工作在磁化电流为连续状态时，其输出电压只取决于原边与副边绕组匝数比、脉冲导通时间与截止时间之比，以及输入电压  $E$  的值，而与负载电阻大小无关。从上式和前式可得到临界截止时间的计算式

$$t_{\text{ON}} = \frac{U_o}{E} \sqrt{\frac{2L_p T}{R_L}}$$

$$t_{\text{OFF}} = \frac{EN_s}{U_o N_p} t_{\text{ON}} = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{2L_p T}{R_L}}$$

可见当截止时间小于上式临界时间条件时，单端变换器将进入连续工作状态，也就是当功率开关管刚导通时原边电流的初始值  $I_{p1}$  不为零。它的输入功率为

$$P_{\text{IN}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{ON}}} E \left( I_{p1} + \frac{E}{L_p} t \right) dt = \frac{E t_{\text{ON}}}{T} \left[ I_{p1} + \frac{E t_{\text{ON}}}{2L_p} \right]$$



假若电路损耗为零, 即  $P_{\text{IN}} = P_{\text{O}} = U_{\text{O}}^2/R_{\text{L}}$ , 代入上面两式, 则有

$$I_{\text{P1}} = Et_{\text{ON}} \left[ \frac{N_{\text{S}}^2 T}{N_{\text{P}}^2 t_{\text{OFF}}^2 R_{\text{L}}} - \frac{1}{2L_{\text{P}}} \right]$$

上式即为单端反激式变换器工作在磁化电流连续状态下的基本关系式。此时因为有初始电流  $I_{\text{P1}}$ , 使平均功率增大, 故输出功率也增大。因此在电网变化或者负载变化时, 只需要稍微调节脉冲宽度  $t_{\text{ON}}$ , 就能使输出电压稳定不变。所以单端反激式变换器大多工作在磁化电流为连续状态下。

由于临界截止时间可以出现在小于  $1/2$  周期, 也可以出现在大于  $1/2$  周期的情况下, 因此原边初始电流  $I_{\text{P1}}$  能在导通脉宽  $t_{\text{ON}}$  为任何值时出现。当它小于  $1/2$  周期时, 在相同条件下可减小原边与副边绕组的匝数比, 从而降低开关管高压且使副边电流值  $I_{\text{S2}}$  变小; 当它大于  $1/2$  周期时, 如图 1-4 所示, 则原、副边绕组的匝数比增大, 开关管承受电压也增大, 特别是  $I_{\text{S2}}$  的增大将加大引线压降和噪声, 但它的  $I_{\text{P2}}$  却减小。

当原边电感量增大时, 临界截止时间也变长, 原边电流波形更接近双端电路, 并能减小假负载电流, 提高电路效率。可按前面公式来控制临界截止时间的出现时刻, 并且计算出电流  $I_{\text{P1}}$  和  $I_{\text{P2}}$ , 以核查实用的最大安匝数是否超出所用磁芯允许值。

### 1.1.4 单端反激式开关电源变压器的设计计算

单端反激式开关电源中的变压器, 既作为变压器, 又作为储能电感。它的设计方法与单端正激式变换器大不相同, 与其他类型的变换器也不同。其设计参数主要有 3 项。

- (1) 先求出原边绕组电感量  $L_{\text{P}}$ 。
- (2) 选择规格、尺寸合适的高频变压器磁芯。
- (3) 再计算原边绕组匝数  $N_{\text{P}}$ 。

$$L_{\text{P}} = \frac{t_{\text{ON}}^2 E^2 R_{\text{L}}}{2U_{\text{O}}^2 T}$$

代入  $D = t_{\text{ON}}/T$ ,  $P_{\text{O}} = U_{\text{O}}^2/R_{\text{L}}$  得到

$$L_{\text{P}} = \frac{E^2 TD^2}{2P_{\text{O}}}$$

因为反激式变换器的功率通常较小, 一般选用铁氧体磁芯作为变压器, 有关系式

$$A_{\text{P}} = A_{\text{e}} A_{\text{Q}} = \frac{P_{\text{T}} 10^6}{2\eta f_{\text{s}} B_{\text{m}} \delta K_{\text{m}} K_{\text{C}}}$$

式中,  $A_{\text{e}}$  为磁芯截面积 ( $\text{cm}^2$ );  $A_{\text{Q}}$  为磁芯窗口面积 ( $\text{cm}^2$ );  $P_{\text{T}}$  为变压器的标称输出功率 (W);  $B_{\text{m}}$  为磁芯工作的磁感应强度 (G);  $\delta$  为线圈导线的电流密度, 通常取  $\delta = 2 \sim 3 (\text{A}/\text{mm}^2)$ ;  $\eta$  为变压器的效率, 通常取它的值为  $0.8 \sim 0.9$ ;  $K_{\text{m}}$  为窗口的填充系数, 一般为  $0.2 \sim 0.4$ ;  $K_{\text{C}}$  为磁芯的填充系数, 对于铁氧体  $K_{\text{C}} = 1.0$ 。

根据计算出的  $A_{\text{e}} A_{\text{Q}}$  值, 选取余量稍大些的磁芯即可。由电磁感应定律得到

$$U_{\text{IN}} = E = N_{\text{P}} \frac{d\Phi}{dt}, \quad N_{\text{P}} = \frac{E dt}{d\Phi}$$

又因  $E = L_{\text{P}} \frac{di}{dt}$ , 则有



$$N_p = \frac{L_p}{d\Phi} = \frac{L_p I_{p2}}{A_e (B_m - B_r)} \times 10^8$$

通常在铁氧体磁芯中加进气隙，它能使变压器铁芯承受较大的励磁安匝数，防止铁芯饱和。通过调节气隙也可得到所需的绕组电感量，并使电感量在整个工作范围内变化较小。

由于电源的试验条件是千差万别的，即使采用相同的 IC 器件，相同型号的变压器磁芯，相同型号的其他元器件，完全相同的电路设计和功率容量、输入电压和输出电压，并且采用同一种尺寸的变压器骨架，采用同一种直径的绝缘漆包线绕制，变压器的原边绕组与副边绕组匝数也完全相同，但是，只要变压器铁芯的铁氧体材料生产厂家不同，甚至采用同一厂家在不同时期生产的同种铁芯制作同类型电源，其性能也不可能完全一致，电气参数总会存在一些差异，有时差别相当大，也是正常的现象。

设置脉动电流  $I_R$  与峰值电流  $I_p$  的电流比例因数  $K_{RP}$  为

$$K_{RP} = \frac{I_R}{I_p}$$

在大多数连续工作状态下，对于电网为 AC 100 ~ 115V 或者通用输入交流电压时，先取电流比例因数  $K_{RP} = 0.4$ ；在 AC 230V 电网输入时，取  $K_{RP} = 0.6$ 。当连续工作状态较少时， $K_{RP}$  会达到较高值。按上述定义， $K_{RP}$  不会大于 1.0，并且也不可能被设置在比 0.4 更小的数值。设计师一般采用非连续状态 ( $K_{RP} = 1.0$ )，这样控制环路较容易稳定。采用 TOPSwitch 时，由于建立了环路的补偿，使它能利用 1 个简单的外部 RC 网络稳定环路，而不受工作状态影响。若设计  $K_{RP}$  为上述推荐值，它允许连续工作状态在低电网输入时；在给定的输出功率条件下使原边峰值电流为最小，并且在应用中允许使用尽可能小的复合 IC-TOPSwitch 器件。

在电网电压为 AC 230V 时，推荐  $K_{RP} = 0.6$ （比较在电网电压为 AC 100/115V 和通用输入时取  $K_{RP} = 0.4$ ），其重要的原因是为了适应导通时漏极出现较高电流峰值，它是由于漏极结电容在较高电平时放电所引起的。简化的连续和不连续状态下漏极电流波形示意如图 1-5 所示。

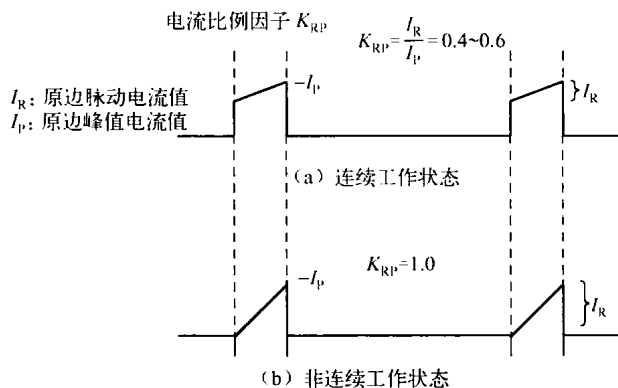


图 1-5 简化的连续和不连续状态下漏极电流波形（原边绕组电流）示意图

## 1.2 用 TOP204Y 制作 20W 反激式开关电源

用 1 个 TOP204Y，稍加大散热片（铝合金块），采用普通 R2KB 铁氧体磁芯 EI28，就能



制作出负载调整率高达千分之几、允许电网大范围变化（交流电压输入最低值达 AC 55V、最高为 AC 225V）的 20~30W（直流输出 +15V，峰-峰值为 2A）的开关稳压电源。

### 1.2.1 25W 开关电源电路结构

25W 开关电源具体电路结构与参数如图 1-6 所示。

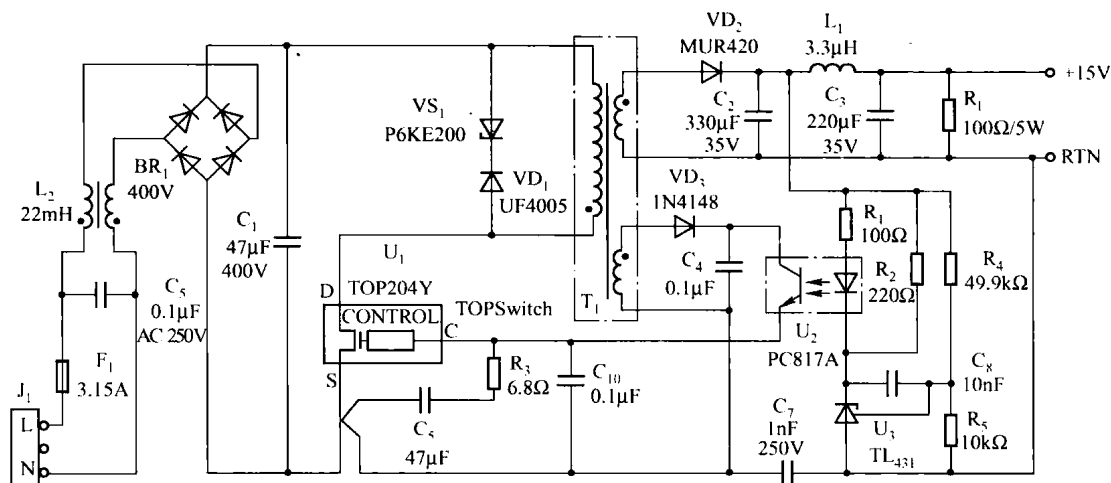


图 1-6 采用 TOP204Y 及 R2KB 磁性材料组成的 25W 开关电源

### 1.2.2 25W 开关电源变压器设计和绕制

#### 1. 变压器铁芯材料选择

该 25W 开关稳压电源采用普通 R2KB 铁氧体磁性材料，它在低磁场条件下使用，具有较高导磁率、较低矫顽力、较高电阻率。因此，选择适当的原边与副边绕组匝数，磁芯加合理的气隙，只需不大的励磁电流，就能产生较高的磁感应强度，并且有较高的输出功率，也减小了变压器的体积和质量。

变压器的铁芯和结构参数，取决于在装配中所选用的磁芯和绕组技术。当选择铁芯时，通常其物理尺寸和成本是最重要的。如果允许的尺寸要求较小时，可选用较低成本 EE 型或 EI 型铁芯。

反激变换器在同一时间里，电流不会同时原边绕组与副边绕组中流动。实际上，原边电流和副边电流都不是连续的。在反激式电源中，连续与非连续状态取决于在整个开关周期里变压器铁芯中的磁场是否有连续性能（反激式电源是一个隔离型的简单反向升压变换器，它的连续状态或非连续状态由电感器中的电流连续性来确定）。

另外，由于所采用的铁氧体磁性材料，具有低的矫顽力，磁滞回线环面积也小，自然使主功率变压器的铁耗也小。而较高的电阻率，又能使磁芯的涡流减小，则铁耗也减小。价格较低的锰锌铁氧体（Mn-Zn-Fe）R2KB 材料，其导磁率高达  $2000\mu_i$ ，饱和磁通密度  $B_s$  的值为 480mT（25℃时为 480mT，在 60℃时为 420 mT）；它的工作频率可高达 500~1000kHz，它还





有高电阻率  $\rho = 6\Omega \cdot \text{m}$ 。EI-28 型磁芯材料的外形尺寸如图 1-7 (a) 所示，它在 100kHz 工作频率下的输出功率可达到 30W。有关 TOPSwitch 系列器件所用的 10 ~ 100W 铁氧体磁性材料型号有多种规格，其中 E-I 型磁芯系列尺寸从 EI-19 到 EI-40，相关内容详见产品手册。

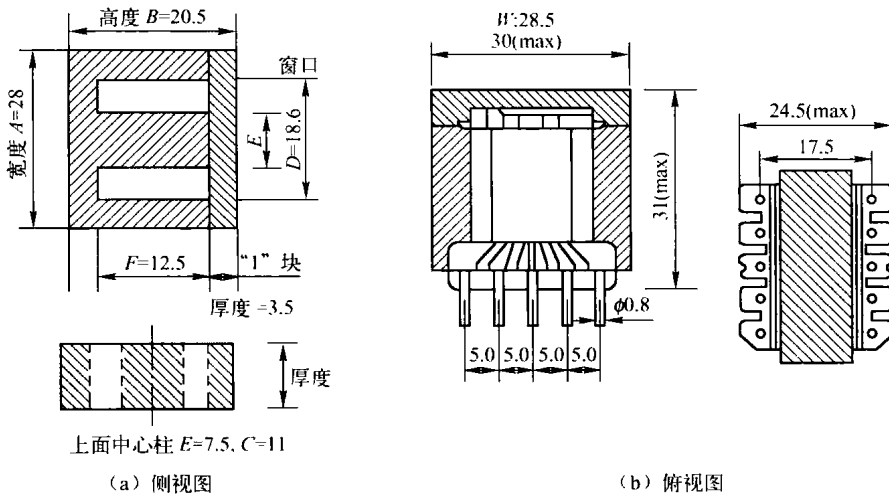


图 1-7 铁氧体磁芯 EI-28 的外形尺寸和骨架侧视图、俯视图

## 2. 变压器结构

图 1-7 中的 EI-28 磁体分 E 和 I 两个部件。其中 E 部件尺寸为：宽度  $A = 28\text{mm} \pm 0.4$ ，高度  $B = 20.5\text{mm} \pm 0.5$ ，厚度尺寸  $C = 11\text{mm}$ ，窗口  $D = 18.6\text{mm}$ ， $E = 7.5\text{mm}$ ， $F = 12.5\text{mm}$ ；而“I”部件厚度  $= 3.5\text{mm}$ 。有关采用 EI-28 制作单端反激式开关稳压电源主功率变压器绕组匝数、匝数比的计算方法，详见后面介绍。EI-28 型磁芯的骨架外形侧视图和俯视图结构见图 1-7 (b)。主变压器 6 个引脚所确定的相位关系同名端“·”如图 1-8 所示。

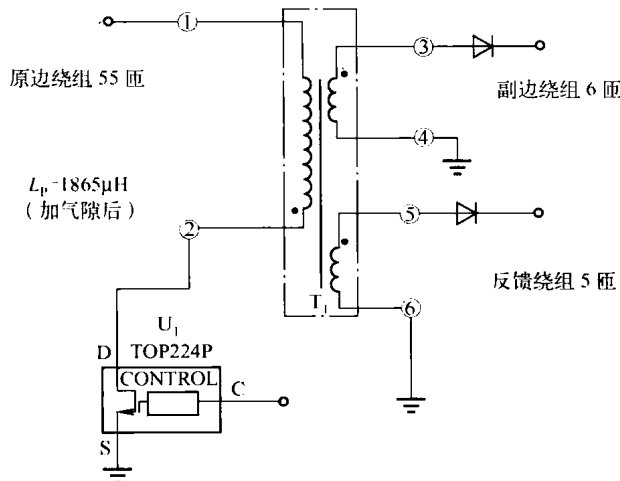


图 1-8 EI-28 主功率变压器 3 个绕组的 6 个引脚相位关系示意图

在图 1-8 中有 3 个绕组，原边绕组为①—②，副边绕组为③—④，反馈绕组为⑤—⑥。①端与④、⑥端是同名端，②端则与③、⑤端为同名端，即它们的相位关系保持一致。