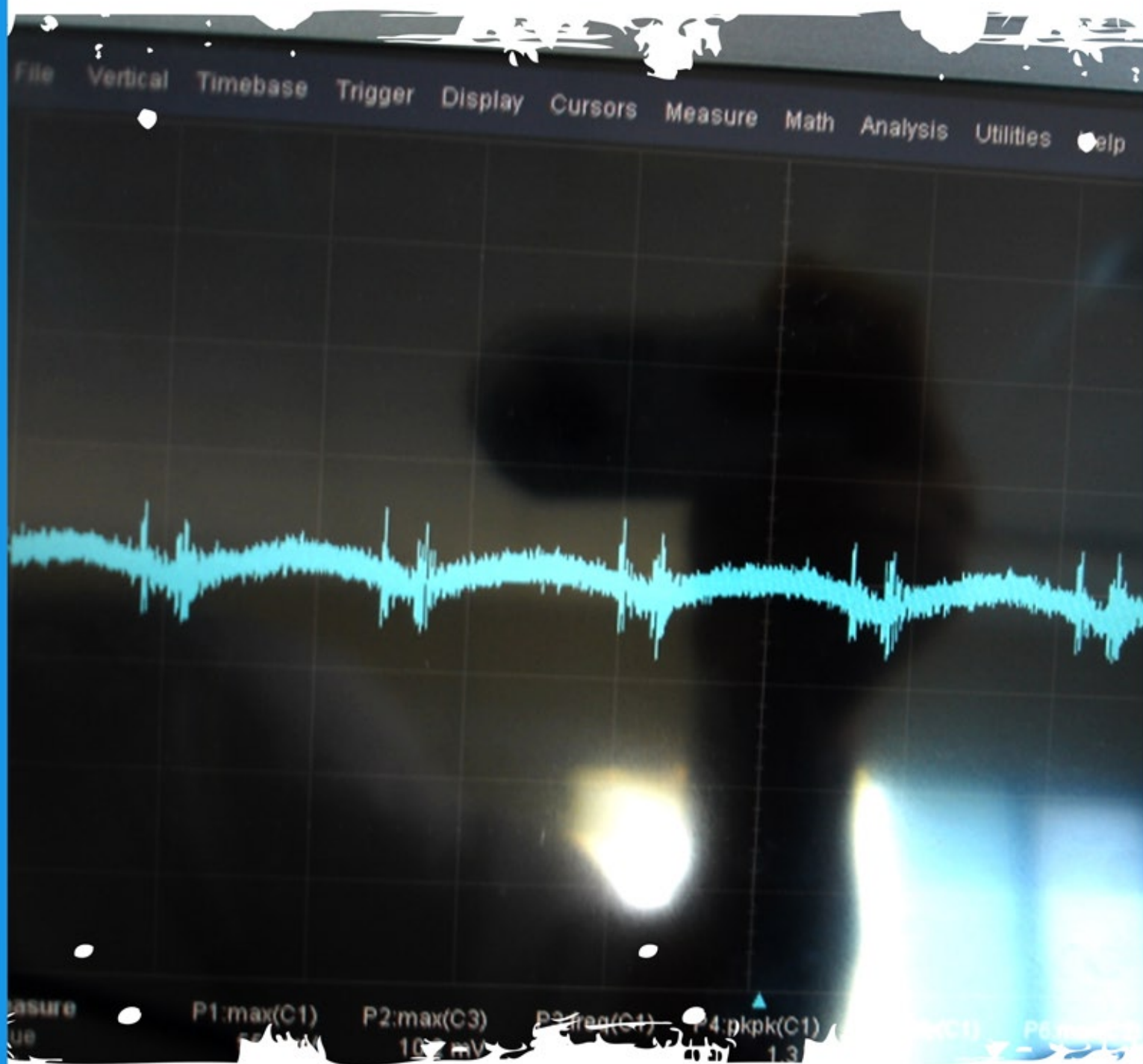


# 反激

v1.1版

工程师用实践和经验编写的技术手册



# 致亲爱的电粉：

对不起，我来晚了，我们的《技术攻略》现在才与大家见面。

电子信息网《技术攻略》是电子行业内第一本用工程师的实践和经验总结出来的技术手册，它不同于市场上传统的教材和书籍。该《技术攻略》不仅包含了技术基础原理，还涵盖了独特的技术解决方案，常用IC，学习和工作中遇到的问题，以及论坛大咖们、顶尖技术公司高工对热点技术的讨论和总结，所有内容均取自论坛内电子工程师分享的精华。

电子信息网(电源网)走过近十年风雨，此次集结业界TOP人物，聚合技术精髓和精华内容奉上，旨在感谢电粉们多年来不离不弃的支持和喜爱。我们会把论坛中热议的技术话题陆续地整理出来分享给电粉们，大家在阅读此手册的同时还可以：

- 1、如果觉得不错，请分享给你的同学和同事
- 2、想下载更多的技术攻略，请前往：[www.elecfans.com/gonglve](http://www.elecfans.com/gonglve)
- 3、《技术攻略》打印出来的效果会更好

# 反激

v1.1版

## 目 录

工程师用实践和经验编写的技术手册

反激式开关电源认知 · · · · ·	P1
反激式基本工作模式 · · · · ·	P2
反激电源设计主流IC · · · · ·	P3
反激设计的技术分享 · · · · ·	P6
反激电源的常见问题 · · · · ·	P17
电源网友的论坛热议 · · · · ·	P21

# 反激式开关电源

## ★反激式开关电源的认知

反激式开关电源是指使用反激高频变压器隔离输入输出回路的开关电源，与之对应的有正激式开关电源。

反激 (FLY BACK)具体是指当开关管接通时，输出变压器充当电感，电能转化为磁能，此时输出回路无电流；相反，当开关管关断时，输出变压器释放能量，磁能转化为电能，输出回路中有电流。反激式开关电源中，输出变压器同时充当储能电感，整个电源体积小、结构简单，所以得到广泛应用。应用最多的是单端反激式开关电源。

优点：元器件少、电路简单、成本低、体积小，可同时输出多路互相隔离的电压；缺点：开关管承受电压高，输出变压器利用率低，不适合作大功率电源。

### 小结：

一般而言，100W以内的开关电源通常采用单端反激式，超过100W-300W的开关电源通常采用正激式或半桥式，300W以上电源通常采用全桥式。

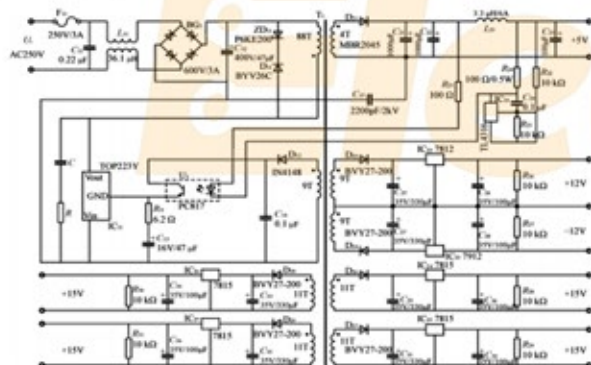


图1 反激式开关电源基础原理图

## ★设计要点及注意事项

变压器漏感、次极间的耦合、占空比、输出电压等都是反激电源设计的关键因素。

1、反激电源变压器漏感是一个非常关键的参数，由于反激电源需要变压器储存能量，要使变压器铁芯得到充分利用，一般都要在磁路中开气隙，其目的是改变铁芯磁滞回线的斜率，使变压器能够承受大的脉冲电流冲击，而不至于铁芯进入饱和非线性状态，磁路中气隙处于高磁阻状态，在磁路中产生漏磁远大于完全闭合磁路。

2、变压器初次极间的耦合，也是确定漏感的关键因素，要尽量使初次极线圈靠近，可采用三明治绕法，但这样会使变压器分布电容增大。选用铁芯尽量用窗口较长的磁芯，可减小漏感，如用EE、EF、EER、PQ型磁芯效果要比EI型的好。

3、关于反激电源的占空比，原则上反激电源的最大占空比应该小于

0.5，否则环路不容易补偿，有可能不稳定，但也有一些例外。

4、反射电压还与输出电压有关，输出电压越低则变压器匝数比越大，变压器漏感越大，开关管承受电压越高，有可能击穿开关管、吸收电路消耗功率越大，有可能使吸收回路功率器件永久失效。

在设计低压输出小功率反激电源(小于或等于5V)的输出的优化过程中必须小心处理，其处理方法有几个：

1、采用大一个功率等级的磁芯降低漏感，这样可提高低压反激电源的转换效率，降低损耗，减小输出纹波，提高多路输出电源的交差调整率，一般常见于家用开关电源，如光碟机、DVB机顶盒。

2、如果条件不允许加大磁芯，只能降低反射电压，减小占空比。降低反射电压可减小漏感但有可能使电源转换效率降低，这两者是一个矛盾，必须要有一个替代过程才能找到一个合适的点，在变压器替代实验过程中，可以检测变压器原边的反峰电压，尽量降低反峰电压脉冲的宽度和幅度，可增加变换器的工作安全裕度。一般反射电压在110V时比较合适。

3、增强耦合，降低损耗，采用新的技术和绕线工艺，变压器为满足安全规范会在原边和副边间采取绝缘措施，如垫绝缘胶带、加绝缘端空胶带。这些将影响变压器漏感性能，现实设计中可采用初级绕组包绕次级的绕法，或者次级用三重绝缘线绕制，取消初次级间的绝缘物，可以增强耦合，甚至可采用宽铜皮绕制。

## ★反激式开关电源的应用领域

开关电源产品广泛应用于工业自动化控制、军工设备、科研中的设备、LED照明、工控设备、通讯设备、电力设备、仪器仪表、医疗设备等领域。

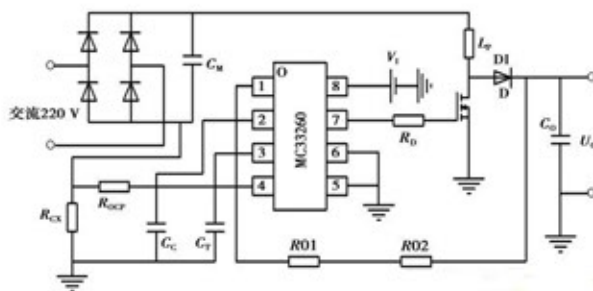


图1

小功率的电源采用反激电路，一般都是几十瓦的那种，高点的一百多瓦。最常见的是手机充电器，车载变换器,电动车充电器，电动车电压变换器、笔记本电源适配器、台式电脑机箱的电源、UPS电源、MP3、MP4等的充电器等等，家和的DVD、液晶电视中都要用到。

# 基本工作模式

## ★CCM、DCM、BCM模式

如果按照开关电源内部储能电感或储能变压器在开关周期内的能量存储状态区分, 则其基本工作模式可分为三种: 电流连续模式(CCM)、电流断续模式(DCM)及电流临界模式(BCM)。

在这三种模式中, BCM模式其实为CCM与DCM模式特殊形态。

**BCM模式:** 若在每个开关周期开始或结束时, 储能电感或储能变压器所存储的能量刚好释放到0 (对应的其内部的最小磁通  $\Phi_{min}$  也刚好为0), 那么, 此时电源工作在BCM模式下; 此工作模式在变频(PFM)或RCC电源中较为常见;

**CCM模式:** 若每个开关周期开始或结束时, 储能电感或储能变压器中磁通  $\Phi_{min}$  不为0, 则变换器工作在CCM; 此时储能电感或储能变压器还有残余能量存储; 另外, 从电流波形上来看, 其中有直流分量存在; 采用CCM模式可以有效降低开关管的电流应力, 但需要较大的电感量;

**DCM模式:** 若每个开关周期开始或结束前, 储能电感或储能变压器中磁通  $\Phi_{min}$  已经为0, 那么变换器工作在DCM。此模式下电源工作比较稳定, 反馈设计也较简单, 但开关管电流应力会较大。

## ★CCM、BCM与DCM模式的转换

当电源设计在CCM模式下时, 理论上:

当输入及输出电压保持不变的时, 若负载阻抗逐渐增加(输出电流减少): 保持CCM工作模式, 占空比不会发生变化, 直到  $I_{pp2}=0$  或  $I_{sp2}=0$  为止; 当负载电流减少到刚好使  $I_{pp2}=0$  或  $I_{sp2}=0$  时, 电源进入BCM模式; 若继续减少负载电流,  $I_{pp2}$  或  $I_{sp2}$  仍为0, 但电源进入DCM模式; 对Buck或隔离式Buck拓扑(比如Forward, Push-Pull, Half-bridge, Full-Bridge等), 若电源进入DCM模式。则占空比将按下面规律变化:

$$V_o = \frac{2 * V_{ns} * D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8 * L}{R * T}}}$$

式中: D: 为占空比; T: 开关周期(S); R: 输出负载(欧姆); L: 输出储能电感感量(H);  $V_o$ : 输出电压(V);  $V_{ns}$ : 输出储能电感的输入电压。

另外, 对Buck或隔离式Buck拓扑来说, CCM模式下需注意的是, 若占空比设计超过0.5, 需要注意当占空比跨越0.5时, 反馈系统可能不稳定; 若采用电流反馈, 则需作电流斜率补偿; 反之, 电源将从DCM变化到BCM, 之后进入CCM模式; 输出

负载保持不变时, 若逐渐增加输入电压, 电源将会从CCM变化到BCM, 之后进入DCM模式, 这也是为什么在设计计算时要验证最小占空比的原因之一(另一原因是要降低开关管导通交越损失, 确保开关周期内最小导通时间  $t_{on}$  比开关管本身的开通时间要长)。

## 基本工作模式及输入输出关系

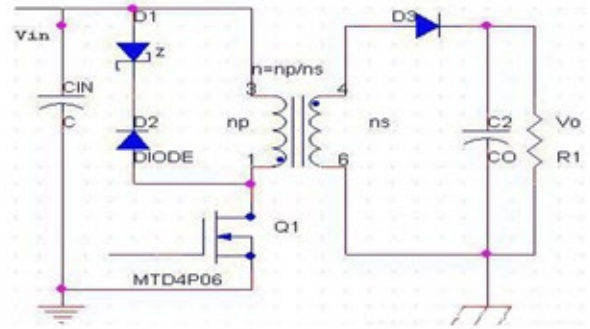
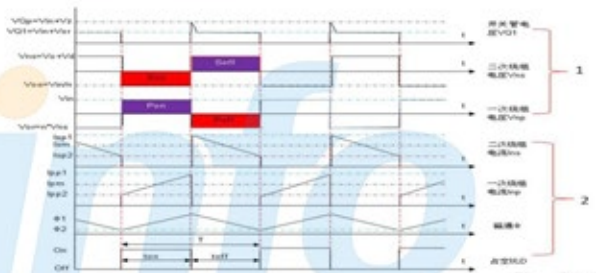


图1 反激式开关电源的基本原理图

BCM&CCM模式下的电压关系:



在开关管导通时, 一次绕组电压 ( $V_{in}$ ) 与二次绕组电压 ( $V_{os}$ ) 之间的关系:  $V_{os} = V_{in} / n$

开关管承受电压:  $V = R_{ds-on} * I_{pp1}$

整流管承受电压:  $V = V_o + V_{os} = V_o + V_{in} / n$

在开关管关断期间, 二次绕组电压 ( $V_{ns}$ ) 与一次绕组电压 ( $V_{or}$ ) 之间的关系:  $V_{or} = n * V_{ns}$

式中  $V_{ns} = V_o + V_d$

开关管承受电压:  $V = V_{in} + V_{or} + V_{Leakage}$

根据伏秒规律, 如图中所示, 有:  $S_{on} = S_{off}$ , 即:  $V_{os} * t_{on} = V_{ns} * t_{off} \Rightarrow V_{ns} * t_{on} = n V_{ns} * t_{off}$

所以:  $\frac{V_{in}}{V_{ns}} = n * \frac{t_{off}}{t_{on}} = \frac{n * (1-D)}{D} \Rightarrow \frac{V_{in}}{n * V_{ns}} = \frac{(1-D)}{D} \Rightarrow \frac{V_{in}}{V_{or}} = \frac{(1-D)}{D}$

BCM&CCM模式下的电流关系:

在开关管关断期间, 根据能量守恒:  $\Phi_{off}(+) = \Phi_{off}(-)$

一次绕组存储能量:  $P(+)=0.5L_p * I_{pp1}^2$

它应等于二次绕组释放的能量:  $P(-)=0.5L_s * I_{sp1}^2$

因此:  $L_p * I_{pp1}^2 = L_s * I_{sp1}^2$

由于电感量与匝数平方成正比, 故而  $N_p^2 * I_{pp1}^2 = N_s^2 * I_{sp1}^2$

所以  $N_p * I_{pp1} = N_s * I_{sp1}$

这就是反激式变压器的安匝数规律:

在开关管导通期间,根据能量守恒同样有  $\Phi_{ox}(+) = \Phi_{ox}(-)$

二次绕组停止能量释放,变压器剩余能量:  $P(+)=0.5L_p * I_{sp2}^2$

它也是一次绕组开始储能的起点:  $P(-)=0.5L_p * I_{sp2}^2$

因此:  $N_p * I_{sp2} = N_s * I_{sp1}$

假设在开关管导通期间 ( $t_{on}$  内,非整个周期),一次绕组的平均电流为  $I_{pm}$

而关断期间 ( $t_{off}$ )二次绕组

平均电流为  $I_{sm}$ ,根据能量守恒同样有  $N_p * I_{pm} = N_s * I_{sm}$

由上面的分析结果可验证反激式变压器的安匝数规律  $N_p * I_p = N_s * I_s$

若匝数比为  $n$ ,则  $I_s = n * I_p$

### ★DCM模式

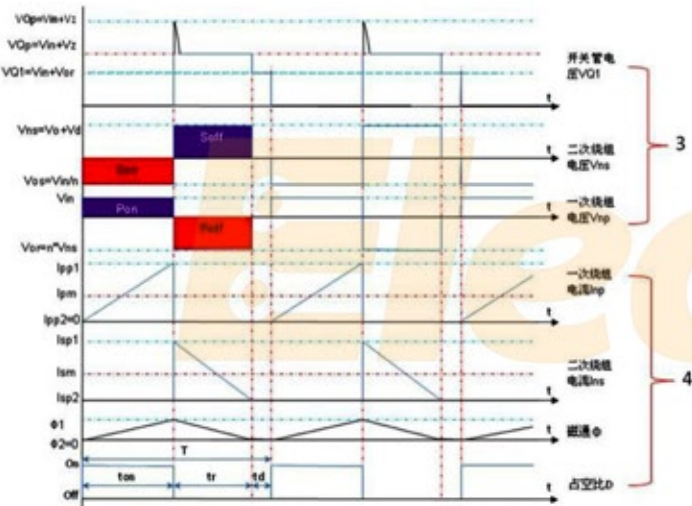


图1 DCM模式工作波形示意图

如图所示,在整个周期  $T$  内:

1) 开关管导通期间 ( $t_{on}$ ),变压器进行能量存储  $P_{on} = 0.5L_p * I_{sp1}^2$

2) 开关管关断期间 ( $t_{off}=tr+td$ ):

变压器在  $t_r$  时间内将能量完全释放:  $P_{tr} = 0.5L_p * I_{sp1}^2$

变压器在  $t_d$  时间内不工作;若  $t_d=0$ ,则变压器进入 BCM。

BCM 模式下的电压关系与 BCM 类似(伏秒规律同样成立):

在开关管导通时,同样有:  $V_{os} = V_{in} / n$

开关管承受电压:导通压降  $V = R_{ds-on} * I_{sp1}$

整流管承受电压:  $V = V_o + V_{os} = V_o + V_{in} / n$

在开关管关断的  $t_r$  时间内,  $V_{or} = n * V_{os}$  也成立

同样  $V_{os} = V_o + V_d$ , 开关管承受电压:  $V = V_{in} + V_{or} + V_{Leakage}$

根据伏秒规律,同样有:  $\frac{V_{in} * t_{on}}{V_{or} * t_{off}} = 1 \Rightarrow \frac{V_{in} * t_{on}}{n * V_{os} * t_{off}} = 1 \Rightarrow \frac{V_{in} * t_{on}}{V_{or} * t_{off}} = n$

BCM 模式下的电流关系与 BCM 类似:

在开关管关断期间:  $N_p * I_{sp1} = N_s * I_{sp1}$

假设在开关管导通期间 ( $t_{on}$  内,非整个周期),一次绕组的平均电流为  $I_{pm}$

而关断期间的  $t_r$  时间内二次绕组的平均电流为  $I_{sm}$ ,根据能量守恒同样有

$$N_p * I_{pm} = N_s * I_{sm}$$

在  $t_{on}+t_r$  时间内,反激式变压器的安匝数规律  $N_p * I_p = N_s * I_s$  成立

若匝数比为  $n$ ,同样  $I_s = n * I_p$

## 主流IC

### ★UC3842

UC3842是TI的一种性能优良的电流控制型脉宽调制芯片。

该调制器单端输出,能直接驱动双极型的功率管或场效应管。其主要优点是其管脚效应少,外围电路简单,电压调整率可达0.01%,工作频率最高达500KHz,启动电流小于1mA,正常工作电流为5mA,并可利用高频变压器实现与电网的隔离。该芯片集成了振荡器、具有高温补偿的高增益误差放大器、电流检测比较器、图腾柱输出电流、输入和基准欠电压锁定电路以及PWM锁存器电路。



图1

UC3842采用固定工作频率脉冲宽度可控调制方式,共有8个引脚,各脚功能如下:①脚是误差放大器的输出端,外接阻容元件用于改善误差放大器的增益和频率特性;②脚是反馈电压输入端,此脚电压与误差放大器同相端的2.5V基准电压进行比较,产生误差电压,从而控制脉冲宽度;③脚为电流检测输入端,当检测电压超过1V时缩小脉冲宽度使电源处于间歇工作状态;④脚为定时端,内部振荡器的工作频率由外接的阻容时间常数决定,  $f=1.72/(RT \times CT)$ ;⑤脚为公共地端;⑥脚为推挽输出端,内部为图腾柱式,上升、下降时间仅为50ns驱动能力为±1A;⑦脚是直流电源供电端,具有欠、过压锁定功能,芯片功耗为15mW;⑧脚为5V基准电压输出端,有50mA的负载能力。

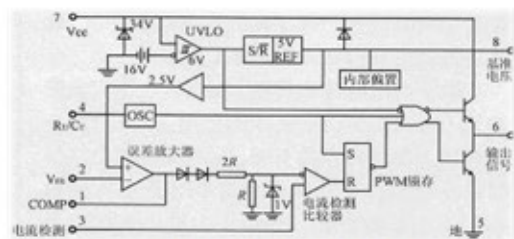


图2 UC3842原理结构图

参数名称	符号	测试条件	最小	典型	最大	单位
<b>基准电源部分</b>						
基准电压	$V_{REF}$	$T_j=25^{\circ}\text{C}, I_{REF}=1\text{mA}$	4.90	5.00	5.10	V
线性调整率	$\Delta V_{REF}$	$12\text{V} \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$		6	20	mV
负载调整率	$\Delta V_{REF}$	$1\text{mA} \leq I_{REF} \leq 20\text{mA}$		6	25	mV
短路输出电流	$I_{SC}$	$T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$	-30	-100	-180	mA
<b>振荡部分</b>						
振荡频率	$f_{OSC}$	$T_j=25^{\circ}\text{C}$	47	52	57	kHz
频率电压特性	$\Delta f/\Delta V_{CC}$	$12\text{V} \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$		0.05	1	%
振荡幅度	$V_{OSC}$	4脚峰-峰值		1.6		Vp-p
<b>误差放大器部分 (EA)</b>						
输入偏置电流	$I_{BIAS}$			-0.1	-2	$\mu\text{A}$
输入电压	$V_{IN(EA)}$	$V_1=2.5\text{V}$	2.42	2.50	2.58	V
开环电压增益	$G_{VO}$	$2\text{V} \leq V_O \leq 4\text{V}$	60	90		dB
电流抑制比	PSRR	$12\text{V} \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$	60	70		dB
<b>误差放大器部分 (EA)</b>						
输出源电流	$I_{SOURCE}$	$V_2=2.7\text{V}, V_1=1.1\text{V}$	2	6		mA
输出吸电流	$I_{SOURCE}$	$V_2=2.3\text{V}, V_1=5\text{V}$	-0.5	-0.8		mA
输出高电平	$V_{OH}$	$V_2=2.3\text{V}, R_L=15\text{k}\Omega$ to GND	5	6		V
输出低电平	$V_{OL}$	$V_2=2.7\text{V}, R_L=15\text{k}\Omega$ to Pin8	0.7	1.1		V

图3 UC3842参数名称

优点介绍: UC3842是开关电源用电流控制方式的脉宽调制集成电路。与电压控制方式相比在负载响应和线性调整度等方面有很多优越之处。该电路主要特点有: 内含欠电压锁定电路、低启动电流(典型值为0.12mA)、稳定的内部基准电压源、大电流推挽输出(驱动电流达1A)、工作频率可到500kHz、自动负反馈补偿电路、双脉冲抑制、较强的负载响应特性。

### ★UC3843

UC3843是高性能固定频率电流模式控制器专为离线和直流至直流变换器应用而设置, 为设计人员提供只需最少外部元件就能获得成本效益高的解决方案。这些集成电路具有可微调的振荡器、能进行精确的占空比控制、温度补偿的参考、高增益误差放大器、电流取样比较器和大电流量柱式输出, 是驱动功率MOSFET的理想器件。UC3843是专为低压应用设计的, 低压锁定门限为: 8.5伏(通)和7.6v(断)。

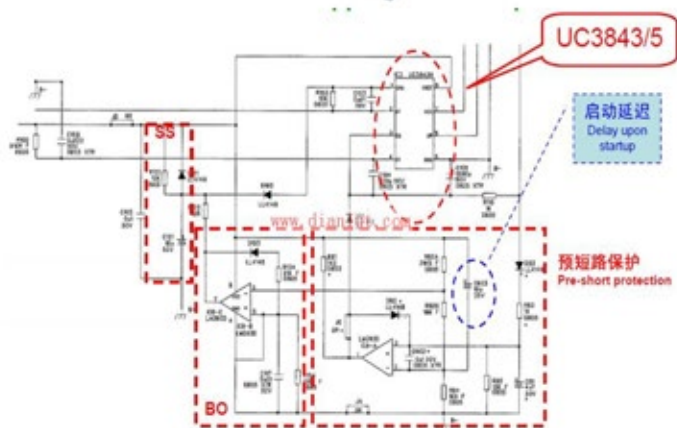


图1 UC3843产品图及结构图

主要特性: 脉宽调制集成电路、最优化离线DC-DC变换器、低开启和操作电流、快速自动补偿电路、单步脉冲控制电路、增强负载回馈特性、断电停滞特性、双脉冲抑制、大电流标识输出和内置参考电压、500kHz参考电压、低RO过零放大器、微调的振荡器放电电流, 可精确控制占空比。

### ★UC3844

UC3844是高性能固定频率电流模式控制器专为离线和直流至直流变换器应用而设计, 为设计人员提供只需最少外部元件就能获得成本效益高的解决方案。这些集成电路具有可微调的振荡器、能进行精确的占空比控制、温度补偿的参考、高增益误差放大器。电流取样比较器和大电流量柱式输出, 是驱动功率MOSFET的理想器件。是专门设计用于离线和直流到直流变换器应用的高性能, 固定频率, 电流模式控制器。为设计者提供使用最少外部元件的高性能价格比的解决方案。



图1

特点: 自动前馈补偿、锁存脉宽调制、可逐周限流、内部微调的参考电压、带欠压锁定、大电流量柱式输出、欠压锁定, 带滞后低启动和工作电流、直接与安森美半导体SENSEFET产品接口、电流模式工作到500KHZ、输出静区时间从50%到70%可调。

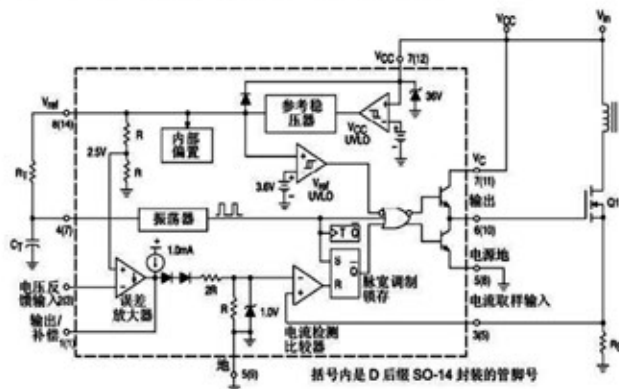


图2 UC3844原理图

### ★UC3845

UC3845是高性能固定频率电流模式控制器专为离线和直流至直流变换器应用而设计, 为设计人员提供只需最少外部元件就能获得成本效益高的解决方案。这些集成电路具有可微调的振荡器、能进行精确的占空比控制、温度补偿的参考、高增益误差放大器。电流取样比较器和大电流量柱式输出, 是驱动功率MOSFET理想器件。

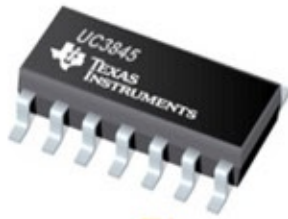


图1

UC3845为低压应用设计的，低压锁定门限为8.5伏(通)和7.6V断。

★TL494

TL494是TI公司一种固定频率脉宽调制电路，它包含了开关电源控制所需的全部功能，广泛应用于单端正激双管式、半桥式、全桥式开关电源。

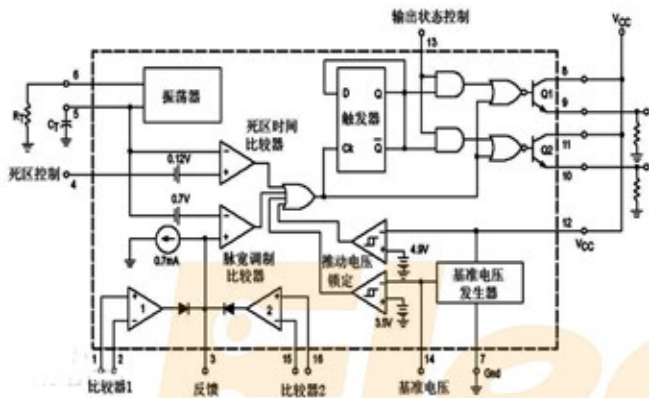


图1 TL494框图

★UCC28600

工作原理简述：UCC28600是TI公司的脉冲宽度调制电路，内置了线性锯齿波振荡器，振荡频率可以通过外部的一个电阻和一个电容进行调节。输出电容的脉冲其实是通过电容上的正极性锯齿波电压与另外2个控制信号进行比较来实现。功率输出管Q1和Q2受控于或非门。当双稳触压器时钟信号为低电平时才会被通过，只有在锯齿波电压大于控制信号期间才会被选通。当控制信号增大，输出脉冲的宽度将减小。控制信号由集成电路外部输入，一路送至时间死区时间比较器，一路送往误差放大器的输入端。死区时间比较器具有 120mV的输入补偿电压，它限制了最小输出死区时间约等于锯齿波的周期4%，当输出端接地，最大输出占空比为96%，而输出端接参考电平时占空比为 48%。当把死区时间控制输入端接上固定的电压，即能在输出脉冲上产生附加的死区时间。

脉冲宽度调制比较器为误差放大器调节输出脉宽提供了一个手段：当反馈电压从0.5V变化到3.5时，输出的脉冲宽度从被死区确定的最大导通百分比时间中下降为零。2个误差放大器具有从—0.3V到(vcc—2.0)的共模输入范围，这可能从电源的输出电压和电流察觉的到。误差放大器的输出端常处于高电平，它与脉冲宽度调制器的反相输入端进行“或”运算，正是这种电路结构，放大器只需最小的输出即可支配控制电路。



图1

主要特征：集成了全部的脉宽调制电路、片内置线性锯齿波振荡器，外置振荡元件仅两个(一个电阻和一个电容)、内置误差放大器、内置5V参考基准电压源、可调整死区时间、内置功率晶体管可提供500mA的驱动能力、推或拉两种输出方式。

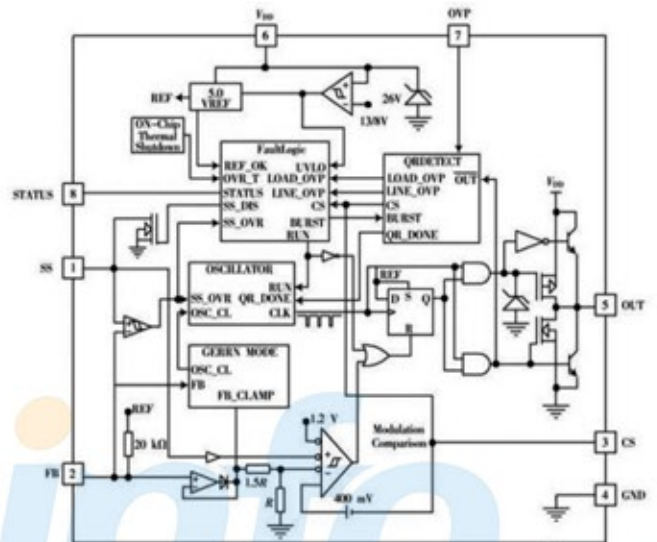


图2 UCC28600内部结构图

★Top264-271

TOPSwitch-JX是PI公司系列芯片，以经济高效的方式将一个725 V的功率MOSFET、高压开关电流源、多模式PWM控制器、振荡器、热关断保护电路、故障保护电路及其他控制电路集成在一个单片器件内。

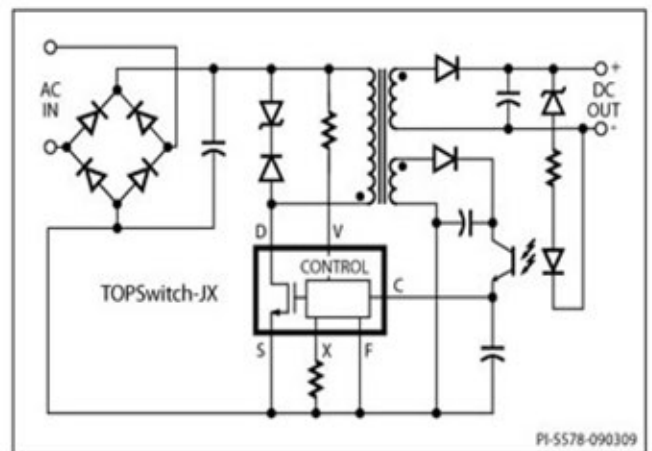


图1 TOPSwitch-JX系列产品原理图



## 技术分享

### ★基于UCC28600的准谐振反激式开关电源设计

方案中所设计的准谐振反激式开关电源具有输入电压范围宽、转换效率高、低EMI、工作稳定可靠的特点。

图1所示为常规的硬开关反激式转换器电路。这种不连续模式反激式转换器(DCM)一个工作周期分为三个工作区间： $(t_0 \sim t_1)$ 为变压器向负载提供能量阶段，此时输出二极管导通，变压器初级的电流通过 $N_p:N_s$ 的耦合流向输出负载，逐渐减小。

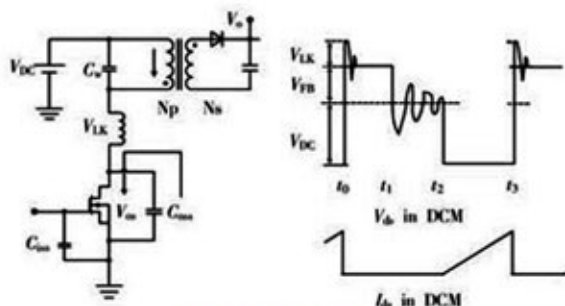


图1 硬开关反激式

MOSFET电压由三部分叠加而成：输入直流电压 $V_{DC}$ 、输出反射电压 $V_{FB}$ 、漏感电压 $V_{LK}$ 。到 $t_1$ 时刻，输出二极管电流减小到0，此时变压器的初级电感和寄生电容构成一个弱阻尼的谐振电路，周期为 $2\pi LC$ 。在停滞区间( $t_1 \sim t_2$ )，寄生电容上的电压会随振荡而变化，但始终具有相当大的数值。当下一个周期 $t_2$ 节点，MOSFET导通时间开始时，寄生电容( $C_{OSS}$ 和 $C_W$ )上电荷会通过MOSFET放电，产生很大的电流尖峰。由于这个电流出现时MOSFET存在一个很大电压，该电流尖峰因此会做成开关损耗。此外电流尖峰含有大量谐波含量，从而产生EMI。

#### 准谐振反激式设计的实现

利用检测电路来有效地“感测”MOSFET漏源电压( $V_{DS}$ )第一个最小值或谷值，并仅在这时启动MOS-FET导通时间，由于寄生电容被充电到最低电压，导通的电流尖峰将会最小化。这情况常被称为谷值开关(Valley Switching)或准谐振开关。这种电源是由输入电压/负载条件决定的可变频率系统。换言之，调节是通过改变电源的工作频率来进行，不管当时负载或输入电压是多少，MOSFET始终保持在谷底的时候导通。这类型的工作介于连续(CCM)和不连续条件模式(DCM)之间。因此，以这种模式工作的转换器被称作在临界电流模式(CRM)下工作。临界模式下MOSFET漏源电压如图2所示。

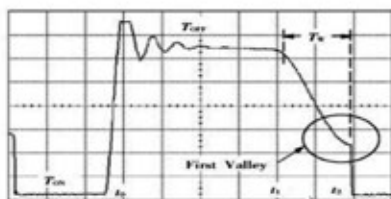


图2 临界模式下MOSFET源电压

钨灯电源的技术指标：输入电压：95~260 V AC 50/60 Hz；输出电压：5 V；输出电流：4.3 A；可遥控关闭电源输出。

#### 电源设计过程

钨灯电源电路图如图3所示，交流电源从左上角输入，经输入电源滤波器、整流桥、高压电容，转为约130~360 V的直流高压。N14、V30组成高压侧主电路，将直流高压斩波为脉冲电压，通过变压器耦合，经V12整流输出，输出电容滤波为直流电压。

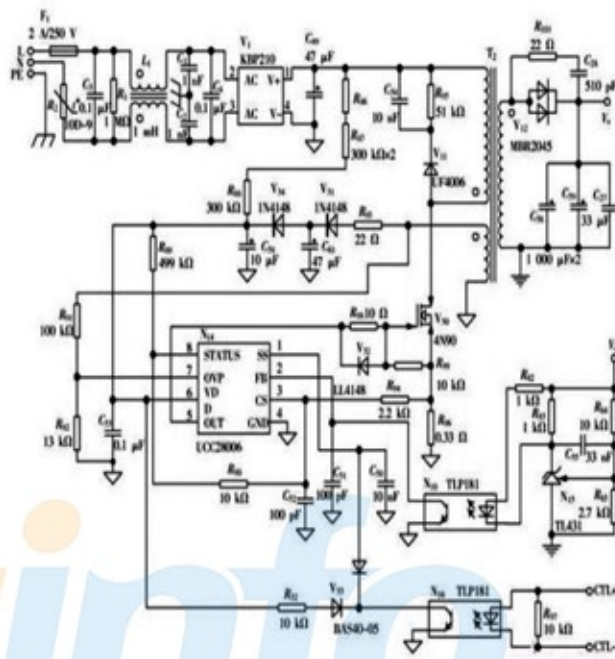


图3 电源电路图

由于UCC28600的启动电流非常小，典型值为 $12 \mu A$ ，可以大大降低启动电阻的功耗，因而启动电阻由三个 $300 k\Omega$ 的贴片电阻串联而成。但由于VDD引脚需要一个足够的储能电容防止在工作时出现打嗝现象，带来的问题是VDD启动时电压上升过慢，电源启动时间过长。解决方法是VDD引脚采用小电容，反供绕组采用大电容，两者之间用V34(1N4148)隔离。

遥控电路用光耦TLP181安全隔离，当遥控信号输入CTL端加电流信号时，光耦输出端导通，通过V33将UCC28600的SS引脚拉低，关闭MOSFET的驱动信号；通过R32将VDD电压拉低，低于UCC28600启动电压，避免芯片一直处于重启过程。采用TL431采样输出端电压，通过光耦TLP181隔离后反馈到芯片的输入端。TL431的基准电压为 $2.495 V$ ，通过R84、R85的分压，将输出电压设定在 $11.5 V$ 。由于负载为固定钨灯电源，所以不用考虑电源的瞬态响应，故TL431的补偿电容采用简单的I类补偿，电路简单，稳定可靠。

初级绕组采用 $2 \times 0.35$ 漆包线，次级采用 $125 \mu m$ 铜箔，采用三明治绕法，磁芯中心柱开气隙，使ALG为 $275 nH/T2$ 。

设在最大负载时，UCC28600工作在准谐振模式，其最大占空比发生在最低输入电压时，在固定输入电压和输入功率情况下：

$$D_{\max} = \frac{N_p V_o}{N_p V_o + N_s V_{\min}}, \text{ 其中:}$$

$$V_o = V_{\text{out}} + V_d = 12 \text{ V}, V_{\min} = 95\sqrt{2} = 134 \text{ V}.$$

反激电路  $D_{\max}$  一般取 0.45。

此时  $N_p/N_s = 9.25$ , 即  $N_p = 37$ , 则

$N_s = 4$ 。选取 EER28/28 的磁芯。

输入功率  $P = P_o/\eta = 60 \text{ W}$ ,  $L_p = D_2 V_{\text{in}}^2 / (2P f_{\text{sw}}) \approx 400 \mu\text{H}$ ,  
 其中  $\eta$  设定为 0.82,  $f_{\text{sw}}$  取 75 kHz。

$V_{\text{CC}}$  反供电压设为 12 V, 则  $N_b = 4$ 。

电源在不同状态下的开关管波形如图4所示。

由图4可以看出, 当输出负载很小时, 电源是工作于跳脉冲模式, 这可以降低开关损耗, 提高轻载电源效率; 随着负载加大电源开始进入频率调制工作模式。在满载且输入电压较高时, 电源工作于频率较高的准谐振模式; 如果输入电压较低时, 工作模式不变但开关频率降低, 维持开关管在波形谷底导通。

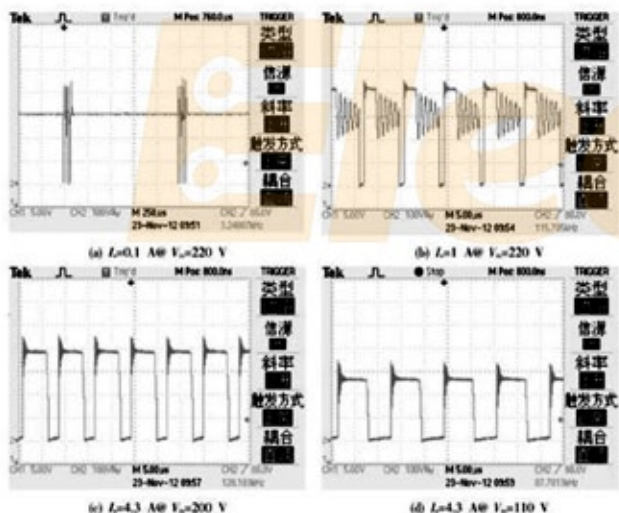


图4 不同状态下的开关管波形

### ★反激式变换器中RCD箝位电路的设计

反激式变换器具有低成本, 体积小, 易于实现多路输出等优点, 因此被广泛应用于中小功率( $\leq 100\text{w}$ )的电源中。

但是, 由于变压器漏感的存在及其它分布参数的影响, 反激式变换器在开关管关断瞬间会产生很大的尖峰电压, 这个尖峰电压严重威胁着开关管的正常工作, 必须采取措施对其进行抑制, 目前, 有很多种方法可以实现这个目的, 其中RCD箝位法以其结构简单, 成本低廉的特点而得以广泛应用, 由于RCD箝位电路的箝位电压会随着负载的变化而变化, 如果参数设计不合理, 该电路或者会降低系统的效率, 或者会达不到箝位要求而使开关管损坏。

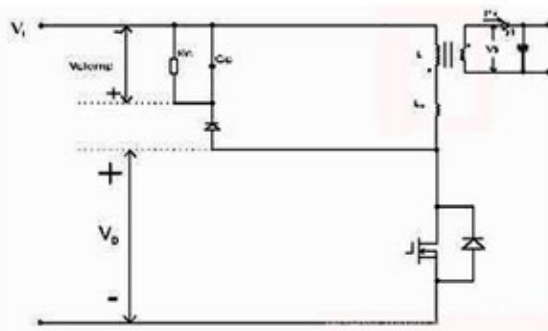


图1 RCD箝位电路在反激式变换器中的应用

图中:  $V_{\text{clamp}}$ : 箝位电容两端间的电压;  $V_{\text{in}}$ : 输入电压、 $V_D$ : 开关管漏极电压、 $L_p$ : 初级绕组的电感量、 $L_{\text{lk}}$ : 初级绕组的漏感量。

图RCD箝位电路的工作原理是: 当开关管导通时, 能量存储在  $L_p$  和  $L_{\text{lk}}$  中, 当开关管关闭时,  $L_p$  中的能量将转移到副边输出, 但漏感  $L_{\text{lk}}$  中的能量将不会传递到副边。如果没有RCD箝位电路,  $L_{\text{lk}}$  中的能量将会在开关管关断瞬间转移到开关管的漏源极间电容和电路中的其它杂散电容中, 此时开关管的漏极将会承受较高的开关应力。若加上RCD 箝位电路,  $L_{\text{lk}}$  中的大部分能量将在开关管关断瞬间转移到箝位电路的箝位电容上, 然后这部分能量被箝位电阻  $R_c$  消耗。这样就大大减少了开关管的电压应力。

在RCD 箝位 当中电阻  $R_c$  和电容  $C_c$  的取值都比较大, 因此箝位电容  $C_c$  上的电压在每个开关周期不会有较大的变化, 这样, 我们可以用一个恒定值  $V_{\text{clamp}}$  来表示箝位电容两端的电压。在此基础上我们可以按以下几个步骤来设计RCD箝位电路。

步骤一: 确定箝位电压  $V_{\text{clamp}}$

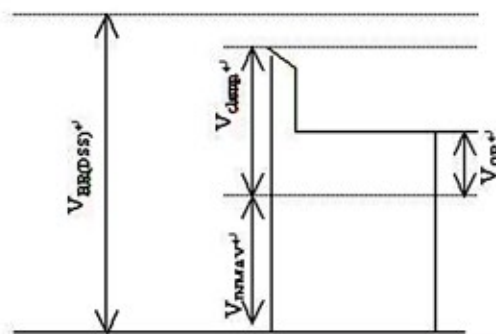


图2 采用RCD箝位的反激变换器的开关管的漏极电压

图  $V_{\text{OR}}$ : 次级到初级的折射电压;  $V_{\text{clamp}}$ : 箝位电容  $C_c$  两端的箝位电压;  $V_{\text{BR(DSS)}}$ : 开关管的漏源极击穿电压;  $V_{\text{INMAX}}$ : 最大输入直流电压。由图可见, 箝位电压  $V_{\text{clamp}}$  与开关管的  $V_{\text{BR(DSS)}}$  及输入最高电压有关, 如果考虑 0.9 的降额使用系数, 可用下式来确定  $V_{\text{clamp}}$  的大小。

$$V_{\text{CLAMP}} = 0.9 V_{\text{(BR)DSS}} - V_{\text{DNMAX}} \dots \dots \dots (1).$$

步骤二：确定初级绕组的漏感量Llk

初级绕组的漏感量可以通过测试来获得，常用方法是，短路各个次级绕组测试此时的初级绕组的感量，这个值就是初级绕组漏感量。需要注意的是，测试频率应采用变换器的工作频率。当然，批量生产时不可能采取逐个测试的方法，这时，可确定一个百分比来估计整个批次的漏感值，这个百分比通常是在1%—5%。

步骤三：确定箝位电阻Rc

前文提到，箝位电容Cc两端的电压可用恒定值Vclamp表示，因此箝位电阻消耗的功率为：

$$P_{R-clamp} = \frac{V_{clamp}^2}{R_c} \dots\dots\dots(2)$$

式中：PR-clamp：箝位电阻消耗的功率

另一方面从能量守恒原则考虑，存在以下关系：

$$W_{R-clamp} \pm W_1 + W_1 \frac{V_{OR}}{V_{clamp} - V_{OR}} \dots\dots\dots(3)$$

式中：WR-clamp：箝位电阻消耗的能量；W1：初级绕组漏感中存储的能量；VOR：次级到初级的折射电压；Vclamp：箝位电压。

将能量转换为平均功率则(3)式可变为：

$$P_{R-clamp} = \frac{1}{2} f_s L_{lk} (I_{ds-peak})^2 \cdot \left[ 1 + \frac{V_{RO}}{V_{clamp} - V_{RO}} \right] \dots\dots\dots(4)$$

式中：fs：变换器的工作频率；Llk：初级绕组的漏感量；Ids-peak：开关管的最大峰值电流(即低压满载时的峰值电流)，这样由(2)、(4)式就可得到箝位电阻的计算公式：

$$R_c = \frac{2(V_{clamp} - V_{OR}) \cdot V_{clamp}}{I_{lk} \cdot (I_{ds-peak})^2 \cdot f_s} \dots\dots\dots(5)$$

步骤四：确定箝位电容Cc

箝位电容Cc的值应取得足够大以保证其在吸收漏感能量时自身脉动电压足够小，通常取这个脉动电压为箝位电压的5%—10%，这样我们就可通过下式来确定Cc的最小值。

$$C_c > \frac{V_{clamp}}{\Delta V_{clamp} R_c \cdot f_s} \dots\dots\dots(6)$$

式中：Cc：箝位电容；Vclamp：箝位电压；ΔVclamp：箝位电容上的脉动电压；Rc：箝位电阻；fs：变换器的工作频率。

步骤五：实验验证

上述计算结果，应该在实验中得以验证，此时应该观察各种输入电压及负载情况下的箝位电压波形，同时还要考虑元器件的选型是否合理，比如，箝位电阻的功率选择应考虑1/3降额使用，箝位电容应选择具有低的串联等效电阻和低的等效电感的电容，箝位二极管应选择反向击穿电压高于开关管的漏源击穿电压且反向恢复时

间尽可能短的超快恢复二极管。另外，上述计算过程并没有考虑寄生参数的影响，所以我们应该以计算值为基础，根据实验的情况适当调整，很快就可得到满意的值。

★史上最酷的反激式开关电源变压器设计

反激式变压器是反激开关电源的核心，它决定了反激变换器一系列的重要参数，如占空比D最大峰值电流，设计反激式变压器，就是要让反激式开关电源工作在一个合理的工作点上。这样可以使其的发热尽量小，对器件的磨损也尽量小。同样的芯片，同样的磁芯，若变压器设计不合理，则整个开关电源性能会有很大下降，如损耗会加大，最大输出功率也会有下降，下面我系统的说一下我算变压器的方法。

算变压器，就是要先选定一个工作点，在这个工作点上算，这个是最苛刻的一个点，这个点就是最低的交流输入电压，对应于最大的输出功率。下面就来算一个输入85V到265V，输出5V、2A的电源，开关频率是100KHZ。

第一步就是选定原边感应电压VOR，这个值是由自己来设定，这个值就决定了电源的占空比。

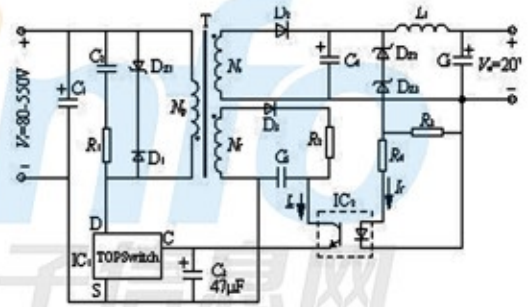
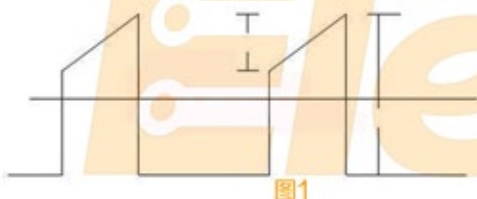


图1 单端反激式开关电源

这是一个典型的单端反激式开关电源，大家再熟悉不过了，来分析一下一个工作周期，当开关管开通的时候，原边相当于一个电感，电感两端加上电压，其电流值不会突变，而线性的上升，有公式上升了的I=Vs\*ton/L，这三项分别是原边输入电压，开关开通时间和原边电感量。在开关管关断的时候，原边电感放电，电感电流又会下降，同样要遵守上面的公式定律，此时有下降了的I=VOR\*toff/L，这三项分别是原边感应电压，即放电电压，开关管关断时间和电感量。在经过一个周期后，原边电感电流的值会回到原来，不可能变，所以有VS\*TON/L=VOR\*TOFF/L,上升了的等于下降了的，上式中可以用D来代替TON，用1-D来代替TOFF，移项可得，D=VOR/(VOR+VS)。此即是最大占空比了。本文选定感应电压为80V，VS为90V，则D=80/(80+90)=0.47

## 第二步、确实原边电流波形的参数

原边电流波形有三个参数，平均电流、有效值电流、峰值电流。首先要知道原边电流的波形，原边电流波形如下图所示，这是一个梯形波横向表示时间，纵向表示电流大小，这个波形有三个值：一是平均值、二是有效值、三是其峰值，平均值就是把把这个波形的面积再除以其时间，如下面那一条横线所示。首先要确定这个值，这个值这样算的， $电流平均值 = 输出功率 / 效率 * VS$ ，因为输出功率乘以效率就是输入功率，然后输入功率再除以输入电压就是输入电流，这个就是平均值电流。现在下一步就是求那个电流峰值，尖峰值是多少呢，我们自己还要设定一个参数，这个参数就是KRP，所谓KRP，就是指最大脉动电流和峰值电流的比值这个比值下图分别是最大脉动电流和峰值电流，是在0和1之间的，这个值很重要。已知KRP，现在要解方程了，已知这个波形一个周期的面积等于电流平均值\*1，这个波形的面积等于， $峰值电流 * KRP * D + 峰值电流 * (1 - KRP) * D$ ，所以有电流平均值等于上式，解出来峰值电流= $电流平均值 / (1 - 0.5KRP) * D$ 。比如说本文输出是10W，设定效率是0.8，则输入的平均电流就是 $10 / 0.8 * 90 = 0.138A$ ，设定KRP的值是0.6，而最大值= $0.138 / (1 - 0.5KRP)$ ， $D = 0.138 / (1 - 0.5 * 0.6) * 0.47 = 0.419A$



三个电流参数就是这个电流的有效值。电流有效值和平均值是不一样的，有效值就是把这个电流加在一个电阻上，若是其发热和另处一个直流电流加在这个电阻上发热效果一样的话，那么这个电流的有效值就等于这个直流的电流值。所以这个电流的有效值不等于其平均值，一般比其平均值要大。而且同样的平均值，可以对应很多个有效值，若是把KRP的值选得越大，有效值就会越大，有效值还和占空比D也有关系。总之，它这个电流波形的形状是息息相关的。

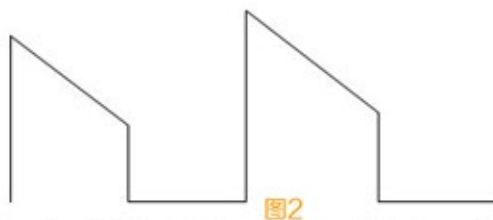
电流有效值= $电流峰值 * \sqrt{D * (KRP^2 / 3 - KRP + 1)}$ ， $电流有效值 = 0.419 * \sqrt{0.47 * (0.36 / 3 - 0.6 + 1)} = 0.20A$ 。所以对应于相同的功率，也就是有相同的输入电流时，其有效值和这些参数是有关的，适当的调整参数使有效值最小，发热就最小，损耗小便优化了设计。

第三步开始设计变压器准备工作。已知开关频率是100KHZ则开关周期就是10微秒了，占空比是0.47，那么TON就是4.7微秒。

第四步选定变压器磁芯，这就是凭经验了，如果不会选就估一个，计算就行了。

第五步计算变压器的原边匝数。原边使用的线径，计算原边匝数的时候，要选定一个磁芯的振幅B，即这个磁芯的磁感应强度的变化区间，因为加上方波电压后，这个磁感应强度是变化的，正是因为变化，所以其才有了变压的作用。

第六步确定次级绕组的参数，圈数和线径。原边感应电压就是一个放电电压，原边就是以这个电压放电给副边的，看上边的图，因为副边输出电太为5V，加上肖特基管的压降就有5.6V，原边以80V的电压放电，副边以5.6V的电压放电，匝数遵守变压器匝数和电压成正比的规律。所以副边电压= $NS * (UO + UF) / VOR$ ，其中UF为肖特基管压降。本文副边匝数等于 $88 * 5.6 / 80$ ，得6.16，整取6匝，再算副边的线径，当然也就要算出副边的有效值电流，副边电流的波形如下图，突起的时间是1-D,没有突起的是D，刚好和原边相反，但其KRP的值和原边相同的这下知道了这个波形的有效值是怎么算的了，这个峰值电流就是原边峰值电流乘以其匝数比，要比原边峰值电流大数倍。



第七步确定反馈绕组的参数。反馈是反激的电压，其电压是取自输出级，所以反馈电压是稳定的，TOP的电源电压是5.7到9V，绕上7匝，那么其电压大概是6V多，反馈电压是反激的，其匝数比要和幅边对应，至于线，因为流过其的电流很小，所以就用绕原边的线绕就可以了，无严格的要求。

第八步确定电感量。原边的电流上升公式= $L = VS * TON / I$ ，这个就是峰值电流\*KRP，所以 $L = VS * TON / 峰值电流 * KRP$ ，这就确定了原边电感的值。

第九步验证设计，即验证一下最大磁感应强度是不是超过了磁芯允许值，有 $B_{MAX} = L * IP / SJ * NP$ 。五个参数分别表示磁通最大值、原边电感量、峰值电流、原边匝数，这个公式是从电感量L的概念公式推过来的，因为 $L = 磁链 / 流过电感线圈的电流$ ，磁链等于磁通乘以其匝数，而磁通就是磁感应强度乘以其截面积，分别代入到上面，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，这个磁感应强度就用以上公式计算。BMAX的值一般一要超过0.3T，若是好的磁芯可以大一些，若超过这个值，就可以增加原边匝数或是换大的磁芯来调。

设计高频变压器，有几个参数要自己设定，这几个参数就决定了开关电源的工作方式，第一是要设定最大占空比D，这个占空比是由你自己设定的感应电压VOR来确定的；再就是设定原边电流的波形，确定KRP的值，设计变压器时，还要设定其磁芯振幅B，这又是一个设定。所有这些设定，就让这个开关电源工作在你设定的方式之下了，同时要不断的调整，工作在一个对你来说最好的状态之下，这就是高频变压器的设计任务。

## ★单端反激开关电源变压器设计

单端反激开关电源的变压器实质上是一个耦合电感，它要承担着储能、变压、传递能量等工作。下面对工作于连续模式和断续模式的单端反激变换器的变压器设计进行了总结。

### 1、已知的参数

这些参数由设计人员根据用户需求和电路的特点确定，包括：输入电压 $V_{in}$ 、输出电压 $V_{out}$ 、每路输出的功率 $P_{out}$ 、效率 $\eta$ 、开关频率 $f_s$ (或周期 $T$ )、线路主开关管的耐压 $V_{mos}$ 。

### 2、计算

在反激变换器中，副边反射电压即反激电压 $V_f$ 与输入电压之和不能高过主开关管的耐压，同时还要留有一定的裕量(此处假设为150V)。反激电压由下式确定：

$$V_f = V_{Mos} - V_{inDCMax} - 150V$$

反激电压和输出电压的关系由原、副边的匝比确定。所以确定了反激电压之后，就可以确定原、副边的匝比了：

$$N_p/N_s = V_f/V_{out}$$

另外，反激电源的最大占空比出现在最低输入电压、最大输出功率的状态，根据在稳态下变压器的磁平衡，可以有以下式：

$$V_{inDCMin} \cdot D_{Max} = V_f \cdot (1 - D_{Max})$$

设在最大占空比时，当开关管开通时，原边电流为 $I_{p1}$ ；当开关管关断时，原边电流上升到 $I_{p2}$ 。若 $I_{p1}$ 为0，则说明变换器工作于断续模式，否则工作于连续模式。由能量守恒，我们有下式：

$$1/2 \cdot (I_{p1} + I_{p2}) \cdot D_{Max} \cdot V_{inDCMin} = P_{out} / \eta$$

一般连续模式设计，我们令：

$$I_{p2} = 3I_{p1}$$

这样就可以求出变换器的原边电流，由此可以得到原边电感量：

$$L_p = D_{Max} \cdot V_{inDCMin} / f_s \cdot \Delta I_p$$

对于连续模式：

$$\Delta I_p = I_{p2} - I_{p1} = 2I_{p1}$$

对于断续模式：

$$\Delta I_p = I_{p2}$$

可由  $A_w A_e$  法求出所要铁芯：

$$A_w A_e = (L_p \cdot I_{p2}^2 \cdot 10^4 / B_w \cdot K_0 \cdot K_j)^{1.14}$$

在上式中， $A_w$ 为磁芯窗口面积，单位为 $cm^2$ ； $A_e$ 为磁芯截面积，单位为 $cm^2$ ； $L_p$ 为原边电感量，单位H； $I_{p2}$ 为原边峰值电流，单位为A； $B_w$ 为磁芯工作磁感应强度，单位为T； $K_0$ 为窗口有效使用系数，根据安规的要求和输出路数决定，一般为0.2~0.4； $K_j$ 为电流密度系数，一般取395A/cm<sup>2</sup>。

根据求得的 $A_w A_e$ 值选择合适的磁芯，一般尽量选择窗口长宽之比比较大的磁芯，这样磁芯的窗口有效使用系数较高，同时可减小漏感。有了磁芯就可以求出原边的匝数。根据下式：

$$N_p = L_p \cdot I_{p2} \cdot 10^4 / B_w \cdot A_e$$

再根据原、副边的匝比关系可以求出副边的匝数。有时求的匝数不是整数，应该调整某些参数，使原、副边的匝数合适。为了避免磁芯饱和，我们应该在磁回路中加入个适当的气隙，计算如下：

$$l_g = 0.4 \pi \cdot N_p^2 \cdot A_e \cdot 10^{-8} / L_p$$

在上式中， $l_g$ 为气隙长度，单位为cm； $N_p$ 为原边匝数； $A_e$ 为磁芯的截面积，单位为 $cm^2$ ； $L_p$ 为原边电感量，单位为H。

至此，单端反激开关电源变压器的主要参数设计完成。我们应该在设计完成后核算窗口面积是否够大、变压器的损耗和温升是否可以接受。

## ★反激式电源中常见噪声源及可行性解决方案

反激变换器是辅助电源通常采用的电路拓扑。它的优点在于可以工作在非常广阔的输入电压范围，电路简单，元件少，但效率一般在75%左右。尽管开关电源的工作频率远超过人类的听力范围，但它们在特定的负载条件下仍会产生音频噪声。音频噪声的可能来源多种多样。噪声可以是设计缺陷(如振荡输出电压)导致，或者由电容或变压器等噪声元件导致。在有些情况下，您所听到的尖锐刺耳的噪声或嘶嘶声可能就像风扇在异常频率下出现的摇荡，或者由于电源靠近外部EMI源(荧光灯或电源插排)所导致。

在有些情况下，电源所产生的噪声水平可能非常低，如果该电源将在密闭壳体内使用，那么音频噪声就不会构成问题。

### 可能的噪声源

反激式电源中最常见的噪声源是噪声元件。这种噪声通常由陶瓷电容或铁氧体变压器磁芯产生。陶瓷电容中的噪声通常由逆向压电效应造成。对介质结构施加电压后，会引发机械应力或应变，造成材料变形。当这种材料发生变形时，会排出周围的空气，从而产生噪声。

由于在发生较大的电压摆动时会出现逆向压电效应，因此设计师可以重点查找出现较高dV/dt摆幅的陶瓷电容。在典型电源中，这些电容包括缓冲电容、箝位电容以及陶瓷输出电容。要想快速确定一个陶瓷电容是否在产生噪声，请用一个具有相同电容值和适当电压额定值的金属膜电容将其替换。如果噪声水平下降，说明您找到了电路中的噪声源。

如果噪声源是箝位电容，可以用金属膜电容将其彻底替换，或者尝试使用介质材料不同的陶瓷电容；另一个方法是，更换正在使用的箝位电容，例如，将其更换为稳压管箝位电路。如果噪声问题源自缓冲电容，可以用一个金属膜电容将其替换，也可以提高串联电阻的值，以降低电容上的dV/dt噪声。也可以改用其它介质的陶瓷电容，看噪声能否降低。

### 管理变压器磁芯噪声

磁芯所产生的噪声通常由磁致伸缩造成，它类似于逆向压电效应。当受到磁场影响时，许多铁磁材料都会改变形状。随着变压器磁芯中磁场的变化，此类材料会使磁芯发生物理振动。当振动频率达到变压器的机械共振频率时，振动就会被放大，并造成更大的音频噪声。在交流电气设备(如使用60Hz外加磁场的变压器)中，最大长度变化每周期出现两次，从而产生熟悉的120Hz噪声。

您的设计出现这种问题，在开始排查原因之前首先要确保它不是由设计不当引起。首先，确认所提供的输入电压和输出负载符合设计规格。如果电源的工作电压 低于指定的最低输入电压，或高于指定的输出负载，那么部分交流周期将会失去稳压，这样会造成磁芯中的磁通量增大并产生噪声。

输入电压和负载处于规格范围之内，接下来检验输入大容量电容的值是否正确。如果输入电容相对于应用而言过小，直流总线电压将在交流刷新周期之间大幅降低，造成部分输入的交流周期失去稳压。

变压器含多种可活动元件，如线圈、隔离胶带和骨架，它们使变压器成为了常见的噪声源。线圈中电流可产生电磁场，电磁场会产生令许多变压器元件出现机械振动的力。减小变压器元件物理移动的最有效方法是使用粘合材料或涂漆。例如，用清漆浸渍磁芯是一种广泛使用的方法，用来防止磁芯随骨架进行振动。虽然供应商提供了众多涂漆技术，但我们推荐使用清漆浸渍技术，而不是真空浸渍，这是因为真空浸渍会大幅提高绕组电容，从而降低效率并使EMI增大。

如果需要使用长磁芯型变压器，则可以采用的另一个策略是使用标准磁芯长度。长磁芯产品(如EEL型变压器和EERL型变压器)都具有极低的机械谐振频率。这种低谐振频率容易增大音频噪声。采用谐振频率较高的标准磁芯长度可以缓解该问题。但务必注意，如果改用较短的标准磁芯，则必须使用更大的磁芯尺寸，才能提供足够的绕组窗口面积。

- Replace with metal film
- Increase series resistance
- Try a different dielectric

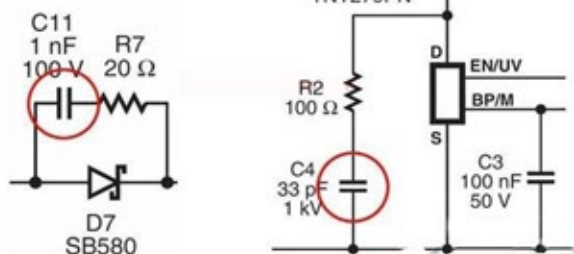


图1 修复高噪声铝电容的方法

如果噪声存在于陶瓷输出电容，可以尝试许多不同的策略来解决。其中一个方法是，尝试换用电解电容或换用其他介质材料的电容，或者可以用多个并联陶瓷电容来替换问题电容。每个电容尺寸的减小将使其表面积相应减小，从而改变电容的机械共振。

### 处理脉冲束流

脉冲束流是另外一个噪声源。当设计中的传导电流脉冲聚集在一起，然后出现更多数量的跳脉冲时，就会出现脉冲束流现象。脉冲聚集会在开关模式中产生频率分量，它们通常都在听觉范围内。脉冲束流在采用开/关控制模式的电源中最为常见。

为确定其是否存在这种现象，请断开MOSFET漏极走线，然后插入一个电流环，以监测漏极电流的开关模式。

在正常负载下工作时，使用一个电流探针和一个示波器抓取在一个宽时间量程内的一组漏极开关脉冲。下图对显示脉冲束流的波形与具有正常开关模式的波形进行了比较。如果看到类似于左图的脉冲一行出现大量脉冲，接着是两个或更多跳脉冲，就说明设计可能存在这种问题。

通常，脉冲束流表示反馈电路过慢，导致控制器响应滞后。诊断此问题时，可以先确认反馈电路中的所有元件值是否都与设计中指定的值相符。一个可以尝试的解决方案是，在设计中采用D型光耦器。D型光耦器具有比标准光耦器更高的增益；另一个策略是，添加一个反馈环路加速电路，以缩短响应时间。该电路将能确保光耦晶体管始终在有源区工作，这样可以防止它发生饱和，并提高响应速度。

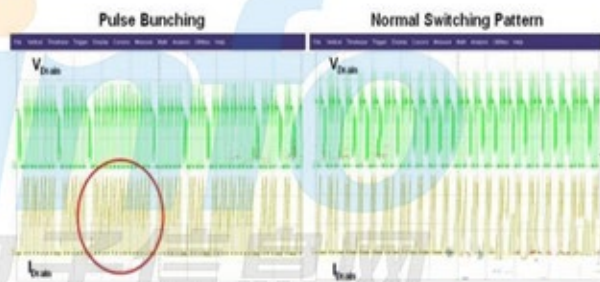


图2 脉冲束流(左)的电路波形与正常开关模式(右)的电路波形比较

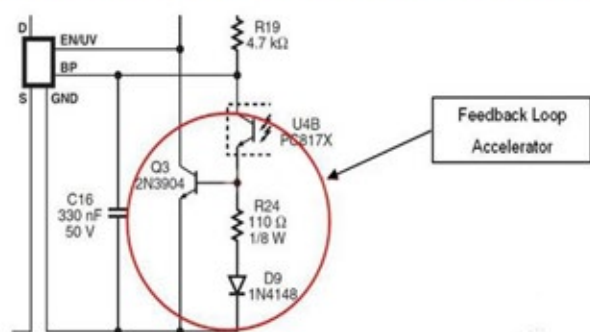


图3 反馈环路加速电路

结论:

反激式电源中音频噪声源多种多样，但最常见的“罪魁祸首”往往是陶瓷电容或铁氧体变压器磁芯。如果测试发现电源中存在明显的噪声，则可以试用本文所介绍的应对策略。在多数情况下，都可以快速找到故障元件并解决噪声问题。

## ★反激式开关电源的变压器电磁兼容性设计

新的变压器EMC设计方法与传统的设计方法相比，该方法对传导电磁干扰(EMI)的抑制能力更强，且能降低变压器的制作成本和工艺复杂程度。

传导电磁干扰(EMI)噪声的抑制必须在产品开发初期就加以考虑。通常情况下加装电源线滤波器是抑制传导EMI的必要措施[1]。但是，仅仅依靠电源输入端的滤波器来抑制干扰往往会导致滤波器中元件的电感量增加和电容量增大；而电感量的增加使体积增加，电容量的增大受到漏电流安全标准的限制。电路中的其他部分如果设计恰当也可以完成与滤波器相似的工作。

### 1、反激式开关电源的共模传导干扰

电子设备的传导噪声干扰指的是设备在与供电电网连接工作时以噪声电流形式通过电源线传导到公共电网环境中去的电磁干扰。传导干扰分为共模干扰与差模干扰两种。共模干扰电流在零线与相线上的相位相等；差模干扰电流在零线与相线上的相位相反。差模干扰对总体传导干扰贡献较小且主要集中在噪声频谱低频端，较容易抑制；共模干扰对传导干扰的贡献较大，且主要处在噪声频谱的中频和高频频段。对共模传导干扰的抑制是电子设备传导EMC设计中的难点，也是最主要的任务。

反激式开关电源的电路中存在一些电压剧变的节点，和电路中其他电势相对稳定的节点不同，这些节点电压包含高强度的高频成分。这些电压变化十分活跃的节点称为噪声活跃节点。噪声活跃节点是开关电源电路中的共模传导干扰源，它作用于电路中的对地杂散电容就产生共模噪声电流M。而电路中对EMI影响较大的对地杂散电容有：功率开关管的漏极对地的寄生电容C<sub>ds</sub>变压器的主边绕组对副边绕组的寄生电容C<sub>p</sub>；变压器的副边回路对地的寄生电容C<sub>g</sub>；变压器主、副边绕组对磁芯的寄生电容C<sub>m</sub>以及变压器磁芯对地的寄生电容C<sub>g</sub>，这些寄生电容在电路中的分布如图1所示。

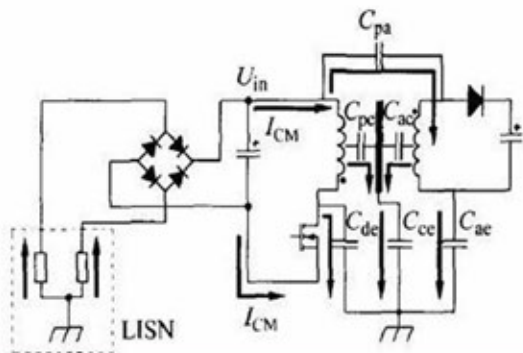


图1 共模噪声电流在电路中的耦合途径

图1中的共模电流，在电路中的耦合途径主要有3条：从噪声源——功率开关管的d极通过C<sub>ds</sub>耦合到地；从噪声源通过C<sub>p</sub>耦合到变压器次级电路，再通过C<sub>g</sub>耦合到地；从变压器的前、次级线圈通过C<sub>m</sub>耦合到变压器磁芯，再通过C<sub>g</sub>耦合到地。这三种电流是构成共模噪声电流(图1中的黑色箭头所示)的主要因素。共模电流通过电源线输入端的地线回流，从而被LISN取样测量得到。

### 2、传统变压器EMC设计

共模噪声的耦合除了通过场效应管d极对地这条途径外，开关管d极的噪声电压通过变压器的寄生电容将噪声电流耦合到变压器副边绕组所在的回路，再通过次级回路对地的寄生电容耦合到地也是共模电流产生的途径。因此设法减小从变压器主边绕组传递到副边绕组间的共模电流是一种有效的EMC设计方法。传统的变压器EMC设计方法是在两绕组间添加隔离层，如图2所示。

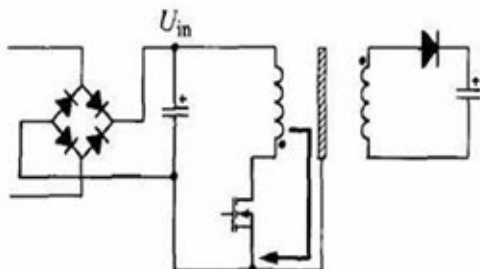


图2 变压器隔离层对噪声电流的影响

金属隔离层直接连接地线的设计会增大共模噪声电流，使EMC性能变差。隔离层应该是电路中电位稳定的节点，比如将图2中的隔离层连接到电路前级的负极就是一个很好的接法。这样的连接能把原本流向大地的共模电流有效分流，从而大大降低电源线的传导噪声发射水平。

### 3、节点相位平衡法

在电路中，噪声电压活跃节点并不是单一的。以本文分析的电路为例：除功率开关管的d极外，变压器前级绕组的另一端U也是一个噪声电压活跃节点，而且节点电压的变化方向与场管的d极电压情况相反。所以变压器次级绕组的两端是相位相反的噪声电压活跃节点。图3所示的是采用节点相位平衡法后，变压器骨架上的线圈分布情况。

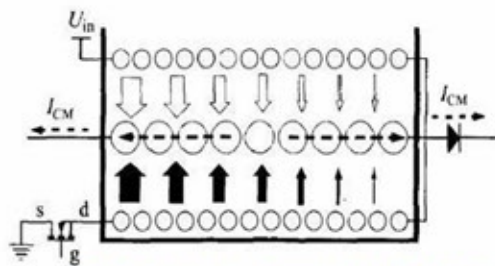


图3 噪声电流在变压器内部的耦合情况

变压器骨架最内层是前级绕组线圈的一半，与功率开关管的d极相连，中间层的线圈是次级绕组，最外层是前级绕组的另一半，与节点U相连。由于噪声电流主要通过前、后级线圈层之间的寄生电容耦合，把前、后级线圈方向相反的噪声活跃节点成对地绕在内外层相对位置就能使大部分的噪声电流相互抵消，大大降低了最终耦合到次级的噪声电流的强度。

本文讨论的电路中还存在前级电路和次级电路的辅助电源，它们也是由绕在变压器上的独立线圈提供能量的。这两级辅助线圈的存在给噪声电流的传播提供了额外的途径。辅助线圈是为了控制。

电路的供电设计的。尽管控制电路本身的功率很小，但它们的存在却增大了电路对地的寄生电容，从而分担了一部分把共模噪声从活跃节点耦合到地的工作。然而把这些绕组夹在前级线圈和次级线圈的绕组中间就能增大前后级绕组的距离，从而它们的层间寄生电容就减小了，噪声电流就能相应减小。因此，变压器绕制的最终方法应如图4所示。从内到外的线圈绕组依次是：前级绕组的一半、辅助绕组的一半、后级绕组、辅助绕组的另一半和前级绕组另一半。

#### 4、实验部分

变压器改进绕法对开关电源的传导EMC性能提高的有效性可以通过实验得到验证。

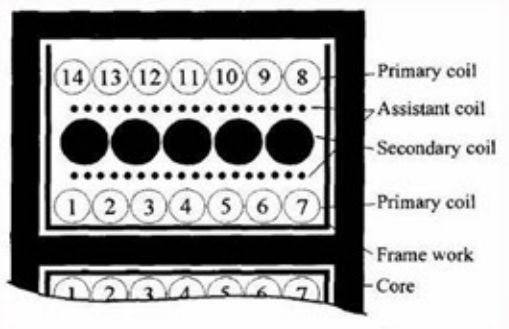


图4 变压器改进绕法细节

#### 5、实验结果

图5为变压器设计改进前后实验样品的传导噪声频谱对比。

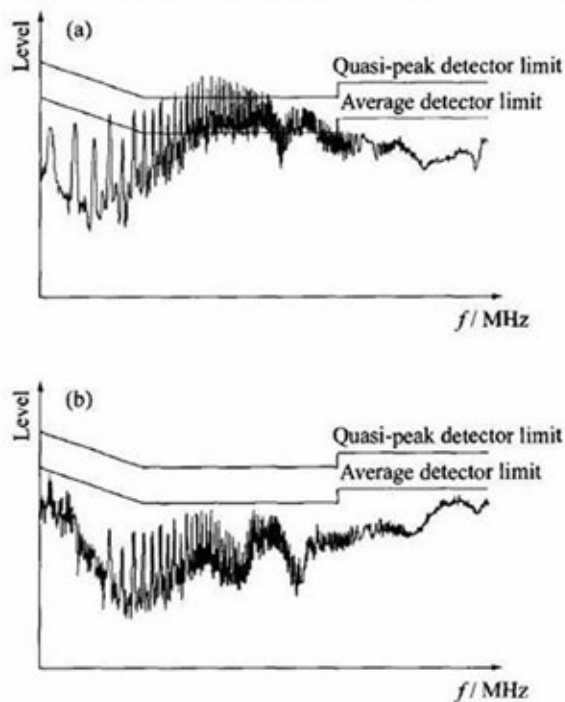


图5 变压器设计改进前后的噪声频谱

图5中的上下两条平行折线分别为国际无线电干扰特别委员会（简称CISPR）颁布的CISPR22标准中b级要求的准峰值检波限值和平均值检波限值；而曲线为开关电源的传导噪声频谱。从实验结果可以看出：与传统方法相比，新方法有着更出色的对共模噪声电流的抑制能力，尤其在中频1~5MHz的频段。在较低频段，电源线上的传导干扰主要是差模电流引起的；而在中高频段，共模电流起主要作用。在10MHz以上的频段，主要由电路中的其他寄生参数决定EMC性能，与变压器关系不大。

结语：

开关电源电路中的噪声活跃节点是电路中的共模噪声源。要降低开关电源的传导干扰水平，实际上是减小共模电流强度、增大噪声源的对地阻抗。在传统的隔离式EMC设计中，隔离层连接到电路中电位稳定的节点上（如：变压器前级的负极）要比直接连到地线对EMI干扰的抑制更有效）。

开关电源电路中的噪声活跃节点通常都是成对存在的，这些成对节点之间的相位相反，利用这一特点活跃节点相位平衡绕法对EMI抑制的有效性高于传统的隔离式设计。由于不需要添加隔离金属层，变压器的体积与成本都能被有效减小或降低。

#### ★单端反激式开关电源设计步骤

交流输入最小电压： $U_{acmin}$  (V)

交流输入最大电压： $U_{acmax}$  (V)

交流输入电压频率： $f_L$  (HZ)

电源效率： $\eta$  (0~100%)

输出电压： $V_{OUTi}$  (V)

输出电流： $I_{OUTi}$  (A)

偏置电压： $V_B$  (V)

备注：

1、下标为p的代表变压器原边变量，下标为i的代表变压器副边第i个绕组的相关量，下标为Bsi的代表变压器偏置绕组的相关量。

$$P_o = \sum_i^N ((V_{OUTi} + V_{Di}) \times I_{oi})$$

其中 $V_{Di}$ 为第i路输出整流二极管的正向导通压降，通常选用肖特基二极管或超快恢复二极管，选用前者， $V_{Di}$ 一般取0.4V；而后者， $V_{Di}$ 一般取0.6V。

2、输入端电容  $C_{in}$  ( $\mu F$ )

$C_{inx} \geq (2-3) \times P_o$

3、输入最小直流电压  $U_{dcmin}$  (V)

$$U_{dcmin} = \sqrt{2 \times U_{acmin}^2 - \frac{2 \times P_o \times (\frac{1}{2 \times f_L} - t_c)}{\eta \times C_{in}}}$$

式中 $t_c$  (ms) 为整流桥导通时间，一般取3.2ms。

4、输入最大直流电压  $U_{dcmax}$  (V)

$$U_{dcmax} = \sqrt{2} \times U_{acmax}$$

5、确定最大占空比  $D_{max}$

对于常用的电流型PWM控制芯片，为了保证环路的稳定， $D_{max}$ 通常不超过0.5。

6、确定反激电压  $U_{OR}$  (V)

$$D_{max} = U_{OR} / (U_{OR} + (U_{dcmin} - U_{ds}))$$

故  $U_{OR} = (U_{dcmin} - U_{ds}) \times D_{max} / (1 - D_{max})$  中的 $U_{ds}$ 为开关管饱和导通压降，通常设为10V。



7) 确定开关管漏源最低耐压  $U_{mos-min}$  (V), 根据经验公式有:

$$U_{mos-min} = U_{dcmax} + 1.4 \times 1.5 \times U_{OR} + 20$$

8) 确定开关频率  $f$  (KHZ)

根据选用的芯片所能支持的开关频率以及开关管所能承受的开关能力, 选择合适的开关频率。

9) 选取合适的磁芯

选择磁芯常用方法有面积乘法、几何法、经验选取等方法。以面积乘法为例, 计算面积乘积  $A_p$  (cm<sup>2</sup>), 以选取合适磁芯。

CCM模式:

$$A_p \geq 1.5 \times \frac{1-D_{min}}{1-D_{max}} \times \frac{P_o \times (\sqrt{1-D_{max}} + \sqrt{D_{max}})}{10 \times B_m \times J \times K_u \times f \times \eta \times K_{XP}} \quad (\text{保留1.5倍余量})$$

DCM模式:

$$A_p \geq 1.5 \times \frac{2}{\sqrt{3}} \times \frac{P_o \times (\sqrt{1-D_{max}} + \sqrt{D_{max}})}{10 \times B_m \times J \times K_u \times f \times \eta} \quad (\text{保留1.5倍余量})$$

根据所选的磁芯, 得其  $A_e$  (mm<sup>2</sup>) (磁芯中心截面积) 等参数。

10) 确定电流平均值  $I_{avgp}$  (A)

$$I_{avgp} = P_o / (U_{dcmax} \times \eta)$$

11) 确定原边峰值电流  $I_{pkp}$  (A)

$$I_{pkp} = 2 \times I_{avgp} / ((2 - K_{RP}) \times D_{max})$$

12) 确定开关管能承受最小电流 (A)  $I_{mos-min}$

$$I_{mos-min} = 1.5 \times I_{pkp}$$

13) 确定原边有效值电流  $I_{rmsp}$  (A)

$$I_{rmsp} = I_{pkp} \times \sqrt{D_{max} \times \left( \frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)}$$

14) 确定初级电感量  $L_p$  (mH)

$$L_p = U_{dcmax} \times D_{max} / (f \times I_{pkp} \times K_{RP})$$

15) 确定最大磁通密度  $B_m$  (T) (特斯拉)

为了防止磁芯饱和,  $B_m$ 取值范围通常为0.2T~0.3T。

16) 原边匝数  $N_p$  (Turn) (匝)

$$N_p = 1000 \times L_p \times I_{pkp} / (A_e \times B_m)$$

17) 副边匝数  $N_{si}$  (Turn) (匝)

$$N_{si} = N_p \times (V_{OUTi} + V_{Di}) / U_{OR}$$

18) 偏置绕组匝数  $N_B$  (Turn) (匝)

$$N_B = N_p \times (V_B + V_{BD}) / U_{OR}$$

$V_{BD}$ 为偏置绕组输出整流二极管正向导通压降, 因为此绕组负载通常较轻, 故选用普通高频二极管,  $V_{BD}$ 取0.7V。

19) 气隙长度  $L_g$  (mm)

开气隙后的电感系数为:

$$A_{Lg} = 1000 \times L_p / N_p^2 \quad (\text{nH/Turn}^2)$$

$$L_g = 0.4 \times \pi \times A_e \times (1/A_{Lg} - 1/A_L) \quad (\text{mm})$$

为了保证变压器的可生产性, 气隙长度一般不小于0.25~0.5mm。

20) 确定原边导线线径  $D_p$  (mm)

考虑导线的趋肤效应, 导线的线径建议不超过穿透深度的2倍。

对于铜导线, 当环境温度为20℃时, 穿透深度

$$d = 66.1 / \sqrt{f \times 1000} \quad (\text{mm})$$

因此有:

$$D_{si} \leq 2 \times d \quad (\text{mm})$$

当导线电流较大时, 可采用多股并绕方式。若原边采用股并绕, 则有:

$D_p = 1.13 \times \sqrt{I_{rmsp} / (n_{si} \times J)}$ 。式中  $J$  (A/mm<sup>2</sup>) 为电流密度, 一般取值4A/mm<sup>2</sup>~10A/mm<sup>2</sup>, 通常在初始设计时可选

5A/mm<sup>2</sup>, 根据实际散热条件再进行调整, 偏置绕组因通常负载较轻, 流过电流较小, 故不进行特别计算, 采用与原边规格相同的导线即可。

21) 确定副边电流峰值  $I_{psi}$  (A)

$$I_{psi} = I_{pkp} \times \frac{(V_{OUTi} + V_{Di}) \times I_{OUTi}}{P_o} \times \frac{N_p}{N_{si}}$$

22) 确定副边电流有效值  $I_{rmsi}$  (A)

$$I_{rmsi} = I_{psi} \times \sqrt{(1-D_{max}) \times \left( \frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)}$$

23) 确定副边导线线径  $D_{si}$  (mm)

$$D_{si} = 1.13 \times \sqrt{I_{rmsi} / (n_{si} \times J)}$$

$n_{si}$ 为多股并绕的股数, 其他可参考原边导线线径的选取方法。

24) 确定输出滤波电容上的纹波电流  $I_{rsi}$  (A)

$$I_{rsi} = \sqrt{I_{rmsi}^2 - I_{OUTi}^2}$$

25) 输出整流管最高反向峰值电压 (V)  $U_{BRsi}$

$$U_{BRsi} = V_{OUTi} + U_{dcmax} \times N_{si} / N_p$$

实际选取值应为计算值的1.25倍以上。

26) 偏置绕组整流管最高反向峰值电压 (V)  $U_{BRB}$

$$U_{BRB} = V_B + U_{dcmax} \times N_B / N_p$$

实际选取值应为计算值的1.25倍以上。

27) 开关管漏极箝位保护电路

漏极箝位保护电路主要有以下4种设计方案:

(1) 利用瞬态电压抑制器TVS (P6KE200) 和阻塞二极管 (超快恢复二极管UF4005) 构成的箝位电路。

- (3) 由阻容吸收元件、TVS和阻塞二极管构成的箝位电路。
- (4) 由稳压管、阻容吸收元件和阻塞二极管构成的箝位电路。

28、输入整流桥反向击穿电压 (V)  $U_{BR}$

$$U_{BR} \geq 1.25 \times U_{acmax}$$

29、输入整流桥额定电流 (A)  $I_{BR}$

$$I_{BR} \geq 2 \times P_o / (U_{dcmax} \times D_{max} \times \eta \times \cos\phi)$$

其中cos为开关电源的功率因数，一般设为0.5~0.7。

★ 高效反激式开关电源的系统设计

一、提高效率的理论方法：

- 1、选用合适的芯片，降低空载功耗。
- 2、调整RCD吸收回路，改RCD吸收回路的R为TVS管。
- 3、根据输出二极管两端的峰峰电压选用低耐压的整流管，最好选用品牌肖特基。
- 4、调整输出二极管的LC吸收回路。
- 5、合理选用输入端的热敏电阻，保证在正常工作时，阻值最小。
- 6、合理选用变压器，按照使铜损与铁损减到最小，增大变压器磁芯规格，增加线径，选择低功耗磁芯，调整初级电感量，合理地绕线，使漏感变小的选区标准可以提高效率。
- 7、大电流的走线加宽，可在上面露铜加锡。
- 8、低压大电流时，选择同步整流。
- 9、加大DC输出线线径。
- 10、取消或减小输出负载电阻。

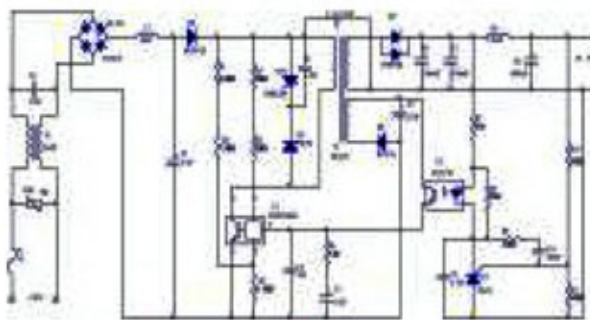


图1

该电源简要工作原理如下：交流电 $U_i$ 经输入整流滤波电路后输入到高频变压器一次侧，电压经反激后，二次侧上的高频电压经过输出整流滤波电路整流滤波后，获得输出电压 $U_o$ 。箝位电路是用来吸收高频变压器的漏感产生的尖峰电压，从而保护了TOPSwitch-HX中功率管不被尖峰电压烧毁。稳压管和光耦 合器组成反馈电路。输出电压 $U_o$ 的稳压原理如下：当由于某种原因致使 $U_o$ 上升，则光耦中发光二极管的电流升高，经过光耦后，使光耦中的接收管电流也升高，使TOPSwitch-HX控制端电流升高，经TOPSwitch-HX内部控制后，使控制脉宽占空比降低，导致 $U_o$ 下降，从而实现稳压目的；反之，当 $U_o$ 下降时也一样稳定。电流型控制技术是针对电压型的缺点发展起来的一种新颖的

优越控制性替代电压型控制被广泛应用于正激、反激及推挽式等DC/DC功率变换器的控制电路中。电流型控制方法可分为三种形式，即峰值电流控制、电流滞环控制以及平均电流控制。由于电流滞环控制方法存在负载的大小对开关频率影响甚大的问题，而平均电流型控制电路实现较复杂。

各个子电路的分析设计

1、输入整流滤波电路设计

输入整流滤波电路包括输入交流滤波、整流以及电容滤波三部分。交流滤波主要是滤除交流输入端的共模干扰和差模干扰，其中X1为安规电容，是为了去除差模干扰；L1为共模电感，采取双线并绕，是为了去除共模干扰。整流电路一般选用满足电流阈值的整流桥。输入滤波电容C的容量与电源效率、输出功率密切相关。一般对于宽范围输入开关电源，C的容量可按比例系数来选取；固定输入时，比例系数变成。此外，输入滤波电容的容量大小还决定着直流高压的数值。

2、箝位保护电路设计

每个开关周期内，TOPSwitch-HX的关断将导致变压器漏感产生尖峰电压。箝位保护电路由VR1和D5构成。其中，VR1为瞬态电压抑制器，它是一种新型的过电压保护器件，在承受瞬态高能量电压时，能迅速反向击穿，由高阻态变成低阻态，并把干扰脉冲箝位于规定值，从而保证电子元器件不受损坏。D5称阻塞二极管，一般选用快恢复二极管。VR1和D5的选择由反射电压VOR决定，VOR推荐值为135V。VR1的箝位电压V由经验公式 $V=1.5VOR$ 得出；D5的耐压值应大于整流后的最大电压值。

3、高频变压器设计

在反激式开关电源中，高频变压器既是储能元件又是传递能量的主体，它具有能量存储、原副边隔离和电压转换三种作用。设计主要参数包括初级电感量 $L_p$ ，变压器变比N，初、次级绕组匝数 $N_p$ 、 $N_s$ 和反馈绕组匝数 $N_f$ 以及各绕组导线线径等。

PI公司设计开发的开关电源设计软件是一种交互式软件，可以针对相关的硬件芯片、按使用者提的电源规范产生能量转换方案。其中包括三个设计软件分别是：PI Expert、PI Transformers Designer、PIXLS Designer。根据输入的电压、输出功率及芯片型号，PI Expert软件可完成电路设计的基本结构。但是，在利用这类芯片设计高频变压器之前，必须对变压器的设计过程及有关的一些名词要有所了解，这样才能设计出高效率高性能的变压器。

4、输出整流滤波电路设计

输出整流滤波电路由整流二极管和滤波电容、电感构成，输出整流二极管的开关损耗占系统损耗的六分之一到五分之一，是影响开关电源效率的主要因素。肖特基二极管是近年来问世的低功耗、大电流、超高速半导体器件，由于其反向恢复时间极短（可以小到几纳秒），正向导通压降仅0.4V左右，而整流电流可达到几千安培。这些优良特性是快恢复二极管所无法比拟的。因此适合作为开关电源中的低压整流管，且具有提高效率的功能。

## 5、反馈电路设计

电源的反馈回路有4种基本形式：基本反馈电路；改进型反馈电路；带稳压管的光耦反馈电路和带TL431的光耦反馈电路。反馈回路的形式依据输出电压精度而决定，本方案使用的“光耦+TL431”。电压反馈信号经分压网络引入TL431的参考端，转化为电流反馈信号，然后经过光耦隔离后输入 TOPSwitch-HX的控制端。

TL431可调式精密并联稳压器，利用两只外部电阻可设定2.5V~36V范围内的任何基准电压值。其工作原理是当输出电压 $U_o$ 发生波动时，经电阻分压后得到的取样电压就与TL431中的2.5V带隙基准电压进行比较，在阴极上形成误差电压，使发光二极管工作电流产生相应变化，再通过光耦去改变控制端电流 $I_c$ 的大小，调节TOPSwitch-HX的输出占空比，使 $U_o$ 不变从而达到稳压目的。根据TL431的工作原理，两个分压电阻的选取要求比较严格，因此可把上面的一个分压电阻设计成一个固定阻值电阻和一的精度。

## 6、保护电路的设计

为使单片开关电源长期稳定、安全可靠的工作，必须精心设计保护电路，避免因电路出现故障、使用不当或环境条件发生变化而损坏开关电源。反激式开关电源的保护电路可分成两大类。一是芯片内部的保护电路，例如TOPSwitch-HX系列中的过流保护电路、过热保护电路、关断/自动重新启动电路、前沿闭锁电路；二是外部保护电路，包括过流保护装置(保险管、自恢复保险丝、熔断电阻器)、启动限流保护电路、漏极钳位保护电路、输出过压保护电路、输入欠压保护电路、软启动电路等。

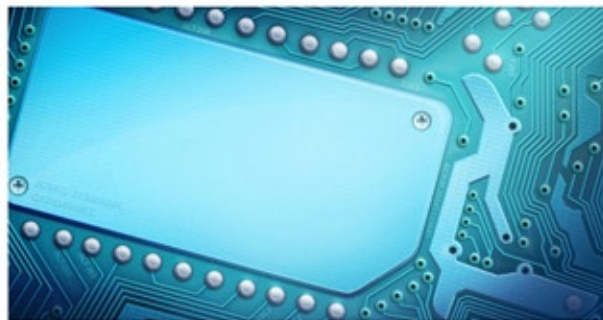


图1

提高反激式开关电源效率元件选择的方法

### 1、输入整流桥(BR)的选择

选择较大容量的整流桥并使之工作在较小的电流下，可减小整流桥的压降和功率损耗，提高电源效率。由二极管构成的整流桥(BR)的标称电源电流 $I_N$ 应大于在输入电压为最小值( $U_{min}$ )时的初级有效电流，功率因数应取0.6~0.8之间，其具体数值取决于输入电压和输入阻抗。

### 2、钳位二极管(VR1)的选择

钳位电路主要限制高频变压器漏感所产生的尖峰电压并减小漏极产生的振铃电压。单片开关电源模块电路中，输入钳位保护电路由VR1和D5构成。为降低其损耗，D5可选用FR106型瞬变电压抑制二极管；VR1则选用P6KE200A型快恢复二极管。

### 3、输入滤波电容(C1)

滤波电容C1用于滤除输入端引入的高频干扰，C1的选择主要是正确估算其电容量。通常输入电压 $U_i$ 增加时，每瓦输出功率所对应的电容量可减小。

### 4、交流输入端电磁干扰滤波器(EMI)

C用于交流输入端的电磁干扰滤波器(EMI)。C能滤除输入端脉动电压所产生的串模干扰，L则可抑制初级线圈中的共模干扰。

### 5、限流保护电路

限制通电瞬间尖峰电流，可在输入端接入具有负温度系数的热敏电阻(NTC)。选择该电阻时应使之工作在热状态(即低阻态)，以减小电源电路中的热损耗。

### 6、输出整流管(VD)

正确选择整流管VD可以降低电路损耗，提高电源效率。其方法一是选用肖特基整流管，原因是其正向传输损耗低，且不存在快恢复整流管的反向恢复损耗；二是将开关电源设计成连续工作模式，以减小次级的有效值电流和峰值电流。输出整流管的标称电流应为输出直流电流额定值的3倍以上。

### 7、输出滤波电容(C8)

电源工作时，输出滤波电容(C8)上的脉动电流通常很大。一般在固定负载情况下，通过C8的交流标称值 $I_{C2}$ 必须满足下列条件： $I_{C2} = (1.5 \sim 2) I_{RL}$ 。式中， $I_{RL}$ 是输出滤波电容C8上的脉动电流。设输出端负载为纯电阻性 $R_L$ ，那么， $R_L * C8$ 愈大，则C8放电愈慢，输出波形愈平坦。也就是说，在 $R_L$ 一定的情况下， $C8$ 愈大，输出直流电压愈平滑。

## 主要参数计算

### 1、光耦其他参数

TL431的 $V_{ref}$ 的偏置以及R7，R8的取值计算。  
R7，R8在静态偏置方面，主要是提供对输出电压的采样。为了保证TL431的能正常工作， $I_{ref}$ 的最小值，根据资料上分析的经验最好能不小于200 $\mu A$ 。为了方便后面的小信号的计算，这里R8选取2k $\Omega \pm 1\%$ 的电阻。因为一般TL431的 $V_{ref}$ 是2.495V，并且为了保证电压在大电流的时候，不因为PCB的铜箔阻抗下降到离5V太远，所以R8会比R7稍微大些。这里的R7选择91 $\Omega \pm 1\%$ 和2k $\Omega \pm 1\%$ 的两个电阻串联。

输出电压脉动过大，可考虑加上由L4和C8组成的滤波电路。D7的选取只需考虑反向耐压即可。C10按厂家推荐取47 $\mu F$ 的瓷片电容。

反馈电压：接法基本上有2种：①从最终输出端子接；②在输出C滤波前接。采用接法①可以直接反应输出电压，但是却在整个系统中引入了一个LC的二阶系统，不利于反馈调节，而且也会减缓对输出负载变换的动态响应。采用接法B，避开了这个LC的二阶系统，简化了整个系统。而通过L之后，电压降一般都很小，所以通常采用的方法是把 $V_o$ 接在输出的LC滤波器前面。

# 反激式开关电源常见问题

## ★反激需要考虑趋肤效应吗？

A: 反激要考虑趋肤效应，但不用考虑临近效应。

### 注释:

趋肤效应: 交流电通过导体时, 各部分的电流密度不均匀, 导体内部电流密度小, 导体表面电流密度大, 这种现象称为趋肤效应。产生趋肤效应的原因是由于感抗的作用, 导体内部比表面具有更大的电感L, 因此对交流电的阻碍作用大, 使得电流密集于导体表面。

趋肤效应使得导体的有效横截面减小, 因而导体对交流电的有效电阻比对直流电的电阻大。

交流电的频率越高, 趋肤效应越显著, 频率高到一定程度, 可以认为电流完全从导体表面流过。因此在高频交流电路中, 必须考虑趋肤效应的影响, 例如收音机磁性天线上的线圈用多层互相绝缘的导线绕制。

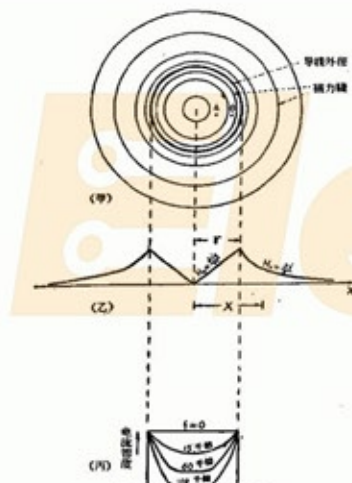


图1 趋肤效应

## ★反激开关电源开关频率问题

Q: 假如在设计反激变压器时, 设计的最低开关频率是40KHZ, 在其他条件不变的情况下, 能不能算出最大交流输入时, 开关频率大概对应多少?(假如是输出20V电流1A, 这些常数已知不变, 220V输入时, 多大开关频率, 能算出来的吗?), 因为有的IC有个适用频率范围, 所以我想看看我设计的电源最大工作的开关频率是多少?

A: 可以的。

首先根据输入、输出电压、匝比计算大致的占空比:

$D = n \cdot V_o / (1.414 \cdot V_{in} + n \cdot V_o)$ ; 再根据  $1.414 \cdot V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o$ , 估算平均输入电流。即可估算原边最大峰值电流  $I_{pk} = 2 \cdot I_{in} / D$  (不连续模式或者临界模式) 若为连续模式则稍微复杂一些(但一般反激都会设计为不连续模式, 这样变压器的磁滞回线利用率较高)。最后以  $I_{pk}$ 、 $U_{in}$ 、 $L$ 、 $D$ 、 $I_{pk} = (1.414 U_{in} / L) \cdot D \cdot T$ , 其中  $T$  就是周期; 根据  $f = 1/T$  大致频率就可以估算了。

## ★反激式与正激式开关电源的区别与联系？

一、电路比反激式变压器开关电源多用一个大储能滤波电感以及一个续流二极管。这儿基本电路中就能看出来;

二、正激式变压器开关电源输出电压受占空比的调制幅度, 相对于反激式变压器开关电源来说要低很多, 因此, 正激式变压器开关电源要求调控占空比的误差信号幅度比较高, 误差信号放大器的增益和动态范围也比较大;

三、正激式变压器开关电源为减少变压器的励磁电流, 提高工作效率, 变压器的伏秒容量一般都取得比较大, 并且为了防止变压器初级线圈产生的反电动势把开关管击穿, 正激式变压器开关电源的变压器要比反激式变压器开关电源的变压器多一个反电动势吸收绕组, 因此, 正激式变压器开关电源的变压器的体积要比反激式变压器开关电源的变压器的体积大;

四、正激式变压器开关电源还有个更大的缺点是在控制开关关断时, 变压器初级线圈产生的反电动势电压要比反激式变压器开关电源产生的反电动势电压高。因为一般正激式变压器开关电源工作时, 控制开关的占空比都取在0.5左右, 而反激式变压器开关电源控制开关的占空比都取得比较小。主要就是比较难调啦。应用区别是反激主要用在150-200瓦以下的情况, 正激则用在150w到几百瓦之间。之所以反激更广泛就是因为我们在日常生活中100w以下的电源比较常见, 应用比较常见, 所以也就比较广泛。

原理就是一个通过储能再通过变比进行变压的, 一个是直接通过变比进行变压的。正激初级绕组同名端都是正极所以叫正激, 反激一个在正, 一个在负所以叫反激。

## ★反激式开关电源的工作模式是什么决定的？

Q: CCM、DCM模式和电感量有关? 还有其他因素吗?

A: 开关电源一般都需一个磁(铁)芯变压器作变压输出, 次级绕组的输出脉冲极性与初级相同时谓之正激, 相反时谓之反激。从初次级的相位关系就可以确定它是正激反激。一个正激的电源, 对调次级的输出线头就成了反激。初级占空比相同的脉冲, 正激反激都一样, 初级占空比不相同, 反应到次级的输出电压和带载能力都有区别。

关于开关电源的CCM和DCM状态是指变压器磁化电流, 其实反激式开关电源副边电流工作状态有三种:

磁化电流的临界状态: 此时初级关断电间  $T_{off} = \text{次级电感与输出电压之比再除以次级峰值电流}$ 。

磁化电流的非连续状DCM:  $T_{off} > \text{次级电感与输出电压之比再除以次级峰值电流}$ 。

磁化电流的连续状CCM:  $T_{off} \leq \text{次级电感与输出电压之比再除以次级峰值电流}$ 。

## ★功率因数为什么随着输入电压的升高二变低呢？

输入电压高一→输入峰值电压高一→滤波电容电压升高一→电流波形出现更高尖峰一→电压电流相位差变大一→功率因数降低。

### ★反激开关电源的超载问题

Q: 在设计反激变压器时, 我们一般会设定一个最大占空比。如果电源超载了, 电源为什么不会继续增大占空比, 也就是说电源是如何做到将占空比限制在最大占空比之内的?

A: 首先, 电源超载不一定与变压器有直接的关系, 而是与变压器中的功率控制部分有关。

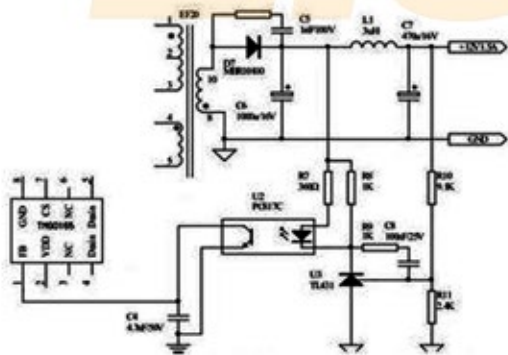
占空比受到电流反馈环与电压反馈环的影响, 若输入输出电压稳定则主要与电流反馈环相关, 通常情况下我们使用高精度的功率电阻作为电流大小的信号反馈器, 这个电阻的大小会关系到你占空比设置的大小。

其次, 每个控制芯片都有其占空比控制上限, 以384X系列为例, 3845占空比最大为50%, 3843就几乎可以达到100%;

第三, 反激变压器的占空比与变压器的原副边匝比以及原边的电感也有关系。

但是并不是说占空比越大带载能力越大, 性能越好, 占空比超过50%以后系统反馈会不稳定, 需要补偿, 但是补偿能力也有限, 过大的占空比对设备具有比较大的风险。

当电源超载时, 这取决于电流反馈电阻的取值大小, 以及占空比大于50%后, 斜率补偿的设置, 如果反馈电阻足够小, 也就是说设计的余量很大, 并且斜率补偿也做的到位, 那么占空比会继续扩大, 如果反馈电阻小, 但是斜率补偿没有做到, 那么可能出现控制芯片的驱动信号异常, 导致炸机的发生。



通过实际的测试会发现, 事实上计算或者仿真得到的结果, 往往与设计测试的结果有一定距离, 因为实际使用到的电子元器件彼此间都由误差范围, 因此计算最大占空比是45%, 往往实际不是这样, 计算可以给我们指引一个方向和调试的办法, 但是真正还是要靠大量的测试来确认。

### ★反激式开关电源怎样减少输出纹波?

如果是高频纹波比较大, 就要选用Low ESR的output电解电容如果是低频纹波比较大, 那么就要增大Bulk电容。

### ★如何计算反激式开关电源的峰值电流?

探头测下就知道了, 正常是取平均值的1.5~2倍。

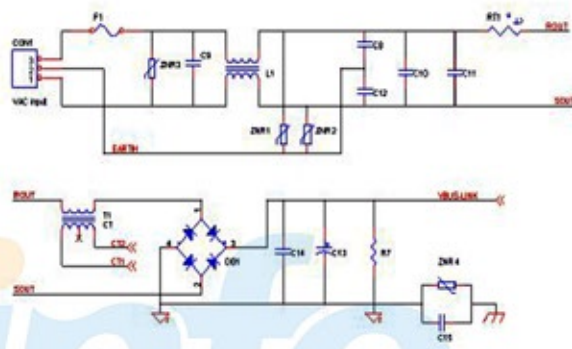
### ★反激开关电源的滤波

Q: 反激开关, 开关频率大概50KH, 这个电源中有1伏多尖峰, 怎样滤波处理有效? 因为电源供给检测传感器, 所以检测的信号也有尖峰干扰?

A: 电源输出的尖峰电压产生的原因有很多。一般情况下能采取的措施有很多, 但效果如何还需要自己试。

增加输出滤波电解电容; 增加输出共模和差模滤波电感; 增加输出二极管RC吸收; 增加变压器初级侧的RCD吸收; 提高反馈速度; 增加输出侧和输入侧的Y1电容。

实在不行就要在变压器上想办法了, 增加初次级之间的屏蔽, 增加磁芯外包屏蔽。



### ★在反激开关电源中, X电容该怎样选择?

1、X电容容量的选择受到放电时间的限制, 根据安规要求, 断电后输入端口电压放电到安全电压峰值42.4V的时间不超过1S, 可根据下面的经验公式估算: 设Cx为所有X电容的总和。

$C_x < 1 / (2.2 \times R_1)$ , 其中R1为放电电阻其阻值一般选60~100K。

2、X电容的选择还要考虑耐压能力(按额定电压的0.6降额): 由于X电容靠近电源线输入端, 所以必须具备承受瞬时高电压(高达1200V)的能力。

3、对同样材质的电容器, 容量越小, 频率特性越好。电容器典型的频率特性是: 随着频率的增加, 电容总的等效容抗减小, 但当频率增加到某一值时, 容抗却反而开始增加。假设把这一频率定义为电容容抗的转折频率, 则电容容量越小, 转折频率越高一即频率特性越好。因此, 为得到相同的电容量, 可采用将若干小容量电容并联的方式, 这样可提高电容的高频特性。



X安规电容

### ★反激变换器出来是交流还是直流？

A: 反激变换器一般单端反激变换器。单端是指用单个开关管，控制输出变压器一次绕组的通断和脉宽。

反激是指变压器的输出不是在一次绕组的通电期间，而是在通电期间积存磁能，在一次绕组的断电期间，利用磁通量衰减时，二次绕组的感应电势，经二极管整流输出，把通电期间积存磁能转化为输出能量。

### ★反激变换器气隙是防止磁饱和吗？还有别的作用吗？

A: 在反激电路中，磁芯工作在H-B（磁滞回线）的右上区域中，是比较容易接近饱和的区域，在磁芯中加入气隙，由于空气的磁阻很大， $H = \text{磁通} \times \text{磁阻} / \text{磁路长度}$ ，所以H将增大，所以磁芯工作区域斜率变小。磁芯中作区域向下移动，将不再容易磁饱和。当电路中含有直流分量时，就应当适当的留有气隙，直流分量越大，则气隙也应越大。此时为了与外加伏秒平衡，必须增加线圈匝数。气隙的作用就是防止磁饱和，而磁性元件必须要考虑防止磁饱和。

### ★反激电源占空比怎么算？

Q: 全电压怎么算，单电压220又怎么算，占空比超过0.5了会怎么样？

A: 输入电压最低时，占空比是最大的。电流反馈模式，超过0.5要加斜率补偿，防止次谐波振荡。

设输入交流电压，整流后的最低电压为V，变压器初次级匝比为n，输出电压为Vo，开关周期为T，导通时间为ton。

对于初级电感：

激磁伏秒： $V \times t_{on}$ （忽略开关管导通压降）

去磁伏秒： $nV_o \times t_{off}$ （忽略次级二极管导通压降）

伏秒平衡：激磁伏秒=去磁伏秒，即 $V \times t_{on} = nV_o \times t_{off}$

连续模式： $t_{off} = T - t_{on}$ ， $D = nV_o / (V + nV_o)$

断续模式： $t_{off} = T - t_{on} - t_{dw}$ （ $t_{dw}$ 为死区时间，可以为0.2T）。

### ★为什么反激式既可降压又可升压？

A: 正激变换器是buck电路的隔离版本，而反激式变换器是buck-boost电路的隔离版本，因此正激只能降压，反激可升压可降压。从器件功能看，正激变压器没有储能，每次工作后，要用去磁绕组复位，否则磁通会累加到饱和。反激变压器开有气隙，具有电感储能功能，类似buck-boost的电感，可以升降压。

### ★反激高频变压器副边震荡是什么原因？

A: 负边的绕组匝数很多分布电容起了作用。

### ★什么是单端反激PFC？

A: 单端反激是一种最常见的电源电路结构，而PFC是指功率因数校正电路。

在一些电源的应用领域，特别是欧洲，对电源有功率因数的要求，以降低对电网的干扰。在一些小功率的场合，为了降低成本，会把单端反激的拓扑和具有PFC功能的电路结合起来，只用一次变换就实现了既具有PFC功能，又可以有稳定输出的开关电源。这就是常说的单端反激PFC。

这种电源的特点主要有：交流输入整流桥后无大的电解电容、通常工作在DCM或CRM状态、次级输出低频交流纹波较难抑制、功率不大，通常小于100W。

### ★反激式电源电路中PSR初级反馈、初级控制

A: 常见开关电源是通过次级比例电阻取样，通过光耦反馈给初级PWM芯片，然后再通过PWM芯片调节占空比，从而实现稳压。这种叫做次级反馈；还有一种芯片可以通过取初级辅助绕组的电压取样，来实现电压的反馈，然后根据变压器的匝数比来实现输出的稳压，这种就叫做初级反馈。

优点是可以省掉光耦和TL431、节约了空间；缺点就是相对于次级反馈，输出电压的精度和调整度相对比较差。

### ★反激为什么MOS管有个尖？

A: 反激上的开关管的尖峰包括两部分：一部分是主管关断，副边二极管导通时，由副边输出电压根据匝比折算到原边的反射电压；另一部分是主管开通时，由于原副边耦合不紧密导致原边漏感中存储了一部分能量。当主管关断后，这部分能量会与主管的输出电容形成谐振，在输入电压叠加了反射电压后再谐振出一个尖峰。

### ★解决反激高频变压器副边震荡需要的参考

A: 需要学习高频变压器设计理论，设法减小分布电容。可以参考行输出变压器做法分槽绕制试试。

### ★原边反馈反激式怎么调节次级输出电流？

A: 看原边是否要和次边隔离，如不用隔离直接用电阻取样就行，如果要隔离就用下面两种方案：

- 1、用HCPL7840类的光耦取样，但一般要加一个稳压电路给光耦使用，电路稍微复杂点，成本也最高。
- 2、用互感器取样，电路简单、成本低，但精度稍微差点，一般用途是没有问题的。
- 3、用HALL器件，精度高、成本适中。

### ★为什么反激变换器不需要输出滤波电感？

A: 首先说一下为什么除反激以外的变换器（正激，推挽，半、全桥等等）需要输出电感。

在这些变换器中输出电感的作用主要有两点：

1、限制电流：如果没有输出电感，当输出二极管导通时理论上将产生无穷大电流给输出电容充电。有了电感，输出二极管最大电流在可控范围内。

2、储能：变换器从源汲取的能量是断续的。要靠输出电感和电容配合，才能为负载提供连续的能量。

再说反激变换器为什么不需要输出电感？因为反激变换器其中的变压器本质就是个耦合电感。它已完成了输出电感的全部功能。所以反激变换器不再需要输出滤波电感。

### ★在反激电路中加气隙会增加电路的损耗吗？

A: 反激式开关电源的高频变压器在磁滞回线的第一象限，在开关管导通期间，变压器初级线圈只储存能量，而在截止期才将初级线圈内储存的能量传递到次级，因此它既是变压器，也是储能电感。它的中心柱开一定的气隙可降低剩磁、提高磁芯的直流磁场强度，使它能承受较大的安匝数，防止磁芯饱和，并可通过调节气隙来达到所需的电感量（ $AL-Value=L1/N1^2$ ）。

### ★请问反激式开关电源怎样把电压改大一些？

Q: 有一个已知的反激式电源，220v输入，输出为66v、300ma，开关频率为50khz，原边匝数是90匝，电感量为1.5mh，副边为38匝，若要改成90v、300ma，单纯增加副边匝数可以吗？用不用调节电感量或其他东西？

A: 方案1：原边匝数减少10匝左右，使电感量变小，气隙不用做多大调整，提高开关频率为80khz左右，整流管和输出滤波电容换耐压够的。电压采样上端分压电阻按比例增大。

方案2：开关频率不变，开关变压器换大号的磁芯，绕组重新计算，整流管和输出滤波电容换耐压够的。电压采样上端分压电阻按比例增大。

### ★反激式开关电源的连续模式和断续模式如何确定？

A: 在我们设计选定一种芯片之后，根据芯片的工作方式设计选定是什么工作方式。在工作的反激式电源当负载轻时工作在DCM，当负载重时工作在CCM。

### ★反激式开关电源是如何实现振荡的？

A: 开关电源的开关信号一般都是由驱动IC提供的，原理基本都是RC振荡。当然有些开关信号是用自激产生的。

### ★开关电源反激时占空比为什么会影响输出电压幅度？

A: 假如输出脉冲幅度是一定的，那么占空比大小在没有输出滤波电容的情况下，只是输出脉冲的宽度改变，如果有输出滤波电容，则占空比小；如10%电容被充电时间为1/10；在电容上充上的电压会小，占空比大；如50%在电容上充上的电压会比10%大很多，为5/10。

实际上开关电源在空载时，占空比是很小的，负载改变时，占空比会自动调整，这样使输出稳定。

### ★单端反激式开关电源空载会出现什么情况？

Q: 单端反激式开关电源空载，假负载也不接会怎么工作？会出现什么情况？哪些器件容易坏？

A: 如果不接假负载，电源会出现电压漂移、电压不稳定现象。实际上一般不会出现元器件损坏，但有可能把输出端的电解电容击穿，且功率因数很低，但只要在选择电容时给出余量就不会出现。

### ★反激开关电源压敏的电阻参数怎样选择？

A: 根据输入端的最大电压选择，当过电压出现在压敏电阻的两极间，压敏电阻可以将电压钳位到一个相对固定的电压值，从而实现对外级电路的保护。一般220VAC输入时压敏电阻选择470V就可以。

# 论坛热议

## ★【讨论】关于反激开关电源效率的提升

【来自: zq2007】

- 1、增大高压电容容量;
- 2、加强变压器制作工艺, 减小漏感;
- 3、增大分压取样电阻阻值;
- 4、增大LED供电电阻值;
- 5、减少输入热敏电阻阻值。

ymyangyong

有源钳位和同步整流也算提高效率的办法。

雪花梅花

选用合适的方案以及好的变压器、好的MOS and schottky

wt.liu

软开关技术

mark.jia

降低Dmax=0.35

yong168

增大变压器初级的电感量

mofa520

MOSFET、Transformer、次级二极管, 这三个器件和外围电路很关键。

xianfjq

个人认为这样做最主要是减少了涡流。

aipoul

降低损耗才是关键, 特别是变压器的设计应该是关键。

dxsmai

输入和输出共模电感的线径变大, 电感线径变大, 这些往往影响效率。

hzw1z

改进启动和辅佐供电电路

niexiaozhi

- 1、变压器匝比n控制来改善mos管与肖特基开关损耗;
- 2、RCD选着合适;
- 3、IC控制软开关(QR)技术。



## ★【原创】深入反激公式

【来自: zvszcs】

反激电路工作模式一般有三种: 断续模式 (DCM)、连续模式 (CCM) 和临界模式 (CRM)。

以下的推导公式, 前期条件是必须认识到反激变压器的本质是个电感, 不是真正意义上的变压器。

DCM模式:

开关管导通期间, 输入电压全部施加在初级线圈 (Np) 上, 这时电流线性上升, 其斜率为:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{L_p}$$

在关闭之前其值到达最大:

$$I_{p-p} = \frac{V_{in} * T_{ON}}{L_p}$$

一个开关周期内传输的能量即输入功率:  $P_{in} = \frac{1}{2} * L_p * I_{p-p}^2 * F_{sw}$

$$\text{等同: } P_{in} = \frac{1}{2} * L_p * I_{p-p}^2 * \frac{1}{T}$$

效率定义为  $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\%$  推导出  $P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{V_{out} * I_{out}}{\eta}$

$$\text{令 } P_{in} \text{ 相等得: } \frac{1}{2} * L_p * I_{p-p}^2 * F_{sw} = \frac{V_{out} * I_{out}}{\eta}$$

$$\text{代入 } I_p \text{ 得: } \frac{1}{2} * L_p * \left[ \frac{V_{in} * T_{ON}}{L_p} \right]^2 * F_{sw} = \frac{V_{out} * I_{out}}{\eta}$$

$$\frac{1}{2} * \frac{[V_{in} * T_{ON}]^2}{L_p} * F_{sw} = \frac{V_{out} * I_{out}}{\eta}$$

$$L_p * V_{out} * I_{out} = \frac{1}{2} * (V_{in} * T_{ON})^2 * F_{sw} * \eta$$

$$L_p = \frac{(V_{in} * T_{ON})^2 * F_{sw} * \eta}{2 * V_{out} * I_{out}} = \frac{(V_{in} * T_{ON})^2 * F_{sw} * \eta}{2 * P_{out}}$$

D 的定义:  $D = \frac{T_{ON}}{T}$  得  $T_{ON} = D * T$  代入上式得:

$$L_p = \frac{(V_{in} * D * T)^2 * F_{sw} * \eta}{2 * V_{out} * I_{out}} = \frac{(V_{in} * D * T)^2 * F_{sw} * \eta}{2 * P_{out}}$$

$$\text{有: } T = \frac{1}{F_{sw}} \text{ 得 } F_{sw} = \frac{1}{T}$$

$$L_p = \frac{(V_{in} * D * T)^2 * F_{sw} * \eta}{2 * V_{out} * I_{out}} = \frac{(V_{in} * D * T)^2 * \eta}{2 * V_{out} * I_{out} * T}$$

$$= \frac{(V_{in} * D * T)^2 * \eta}{2 * V_{out} * I_{out} * T} = \frac{(V_{in} * D)^2 * T}{2 * V_{out} * I_{out}} = \frac{(V_{in} * D)^2 * T}{2 * P_{in}} = \frac{(V_{in} * D)^2}{2 * P_{in} * F_{sw}}$$



反激式转换器有两种工作模式：即连续导通模式 (CCM) 和不连续导通模式 (DCM)。工作模式随负载条件和输入电压的改变而改变。因此，变压器初级侧的电感是在满载和最小输入电压的条件下确定的，公式如下：

$$L_m = \frac{(V_{DC}^{\min} D_{\max})^2}{2P_m f_s K_{RF}} \quad (8)$$

式中， $f_s$  为开关频率， $K_{RF}$  为定义的纹波因数（如图 3 所示）。对于 DCM 操作， $K_{RF} = 1$ ，而对于 CCM 操作， $K_{RF} < 1$ 。对于通用型输入范围，将  $K_{RF}$  设定在 0.3~0.5 之间是合理的。

在 DCM 模式时，上面的公式就相等了，但是到了连续模式，就不一样了。连续模式跟断续模式真正的区别在于  $T_{ON}$ ，所以将上面电感的公式更改为  $T_{ON}$  的关系式

$$L_p = \frac{(V_{IN} * T_{ON})^2 * F_{SW} * \eta}{2 * P_{OUT}} = \frac{(V_{IN} * T_{ON})^2 * F_{SW} * \eta}{2 * P_{OUT}} = \frac{(V_{IN} * T_{ON})^2 * \eta}{2 * P_{OUT} * T}$$

当反激电路工作于 DCM 模式，初级的能量在一个周期内是完全传输给次级的并且有一定的死区时间。如果死区时间不够就会向 CRM 或 CCM 转换。CCM 是部分传输给次级，中间临界点为 CRM 模式。

根据伏秒定律就有开通伏秒数等于复位的伏秒数：

$$V_{IN} * T_{ON} = (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T_{RESST}$$

要想电路完全工作于 DCM 模式，必须留有足够的时间为死区，一般留 20%T 为死区时间。

得： $T_{RESST} = 80% * T - T_{ON}$

死区时间实际就是个变量，如果完全用系数代入，最后就会得到 FS 文档中的公式。

设死区时间占整个周期的比例为 K

那么：

DCM 模式下，就有

$$T_{ON} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T}{V_{IN} + (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S}} * K$$

CCM 模式下，死区时间为：

$$T_{ON} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T}{V_{IN} + (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S}}$$

根据上面的公式求出  $T_{ON}$ ：

$$T_{ON} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T_{RESST}}{V_{IN}} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * (0.8T - T_{ON})}{V_{IN}}$$

$$T_{ON} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * (0.8T - T_{ON})}{V_{IN}}$$

$$T_{ON} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * 0.8T}{V_{IN}} - \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T_{ON}}{V_{IN}}$$

$$T_{ON} + \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T_{ON}}{V_{IN}} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * 0.8T}{V_{IN}}$$

通分：

$$\frac{V_{IN} * T_{ON} + (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T_{ON}}{V_{IN}} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * 0.8T}{V_{IN}}$$

$$\frac{V_{IN} * T_{ON} + (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T_{ON}}{V_{IN}} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * 0.8T}{V_{IN}}$$

$$T_{ON} * \{V_{IN} + (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S}\} = (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * 0.8T$$

$$T_{ON} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * 0.8T}{V_{IN} + (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S}}$$

同样的原理求出 CCM 模式下  $T_{ON}$ ：

$$V_{IN} * T_{ON} = (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T_{OFF} \quad \text{CCM 模式下 } T_{ON} + T_{OFF} = T$$

得：

$$T_{ON} = \frac{(V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S} * T}{V_{IN} + (V_O + V_F) * \frac{N_P}{N_S}}$$

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta} = V_{IN} * I_{EDC} * \frac{T_{ON}}{T} \quad \text{其中 } I_{EDC} \text{ 为 } \Delta I_P \text{ 的中心值； } I_{EDC} = \frac{\Delta I_P}{2}$$

且有  $\Delta I_P = \frac{V_{IN} * T_{ON}}{L_P}$  代入输入功率公式得：

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta} = V_{IN} * I_{EDC} * \frac{T_{ON}}{T} = V_{IN} * \frac{\Delta I_P}{2} * \frac{T_{ON}}{T}$$

$$\Delta I_P = \frac{2 * P_{OUT} * T}{\eta * V_{IN} * T_{ON}}$$

$$\Delta I_P = \frac{2 * P_{OUT} * T}{\eta * V_{IN} * T_{ON}} = \frac{V_{IN} * T_{ON}}{L_P}$$

$$L_P = \frac{(V_{IN} * T_{ON})^2 * \eta}{2 * P_{OUT} * T}$$

求出的公式 CCM 和 DCM 模式一样，所以区别就在于  $T_{ON}$  的计算

QR 公式的推导：

首先要搞清楚准谐振的一个周期构成，分为三个部分， $T_{ON}$ 、 $T_{OFF}$ 、 $T_{VALLEY}$ 。即有：

$T = T_{ON} + T_{OFF} + T_{VALLEY}$  这个时间周期的构成跟 DCM 差不多。

有： $T_{ON} = \frac{L_P * I_P}{V_{IN}}$  初级电流线性上升。

$$T_{OFF} = \frac{L_p * I_p}{(V_o + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} \quad \text{初级电流线性下降}$$

Tvalley 是 LC 振荡, 就有振荡半周期为:

$$T_{VALLEY} = \pi * \sqrt{L_p * C}$$

其中 C 可以是 MOS 的 Coss, 也可以是 Coss 和外加在 DS 之间的电容之和。

得:

$$T_{SW} = T_{ON} + T_{OFF} + T_{VALLEY}$$

$$T_{SW} = \frac{L_p * I_p}{V_{IN}} + \frac{L_p * I_p}{(V_o + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \pi * \sqrt{L_p * C}$$

我们已知 Lp 的公式,

$$L_p = \frac{2P_{OUT}}{I_{P-P}^2 * F_{SW} * \eta}$$

将上公式代入周期公式得:

$$T_{SW} = \frac{\frac{2P_{OUT}}{I_{P-P}^2 * F_{SW} * \eta} * I_{P-P}}{V_{IN}} + \frac{\frac{2P_{OUT}}{I_{P-P}^2 * F_{SW} * \eta} * I_{P-P}}{(V_o + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{I_{P-P}^2 * F_{SW} * \eta} * C}$$

$$T_{SW} = \frac{\frac{2P_{OUT}}{I_{P-P} * F_{SW} * \eta}}{V_{IN}} + \frac{\frac{2P_{OUT}}{I_{P-P} * F_{SW} * \eta}}{(V_o + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \frac{1}{I_{P-P}} * \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT} * C}{F_{SW} * \eta}}$$

整理一下:

$$T_{SW} = \frac{1}{I_{P-P}} * \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * V_{IN}} + \frac{1}{I_{P-P}} * \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * (V_{OUT} + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \frac{1}{I_{P-P}} * \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT} * C}{F_{SW} * \eta}}$$

$$T_{SW} * I_{P-P} = \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * V_{IN}} + \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * (V_{OUT} + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT} * C}{F_{SW} * \eta}}$$

$$\frac{1}{F_{SW}} * I_{P-P} = \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * V_{IN}} + \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * (V_{OUT} + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT} * C}{F_{SW} * \eta}}$$

$$\frac{1}{F_{SW}} * I_{P-P} = \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * V_{IN}} + \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * (V_{OUT} + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT} * C}{F_{SW} * \eta}}$$

$$F_{SW} * \frac{1}{F_{SW}} * I_{P-P} = F_{SW} * \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * V_{IN}} + F_{SW} * \frac{2P_{OUT}}{F_{SW} * \eta * (V_{OUT} + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + F_{SW} * \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT} * C}{F_{SW} * \eta}}$$

$$I_{P-P} = \frac{2P_{OUT}}{\eta * V_{IN}} + \frac{2P_{OUT}}{\eta * (V_{OUT} + V_f) * \frac{N_p}{N_s}} + \pi * \sqrt{\frac{2P_{OUT} * C * F_{SW}}{\eta}}$$

### 小凡凡

L\*I, 习惯不同, 我喜欢用V\*TON。

QR模式工作在变频状态, 不同的输入电压, 全满载工作条件下, 工作频率的求解最好给出来哦! 还有不同的输入电压下, 跳变频率点(轻载降频点)。

### judiao

Toff是次级电流线性下降吧? 还有QR模式中, MOS管不一定在第一个波谷开通吧?

### zq2007

KRF是电流纹波系数, 有些情况是不用理会的。

### amanson

CCM和DCM根本区别在于能量是否完全传递, 而不是导通时间。

CCM:  $0.5 * L_p * (I_p^2 - I_{l1}^2) * f_{sw} = V_{out} * I_{out} / \text{efficiency}$ , 令

$\Delta I = K_{rp} * I_p$ , 则  $I_p = V_{in} * T_{on} / L_p * K_{rp}$ ,

$I_{l1} = (1 - K_{rp}) * V_{in} * T_{on} / L_p * K_{rp}$ ,

所以  $I_p^2 - I_{l1}^2 = (2 - K_{rp}) / K_{rp} * (V_{in} * T_{on} / L_p)^2$ , 于是CCM就比DCM多了一个系数  $(2 - K_{rp}) / K_{rp}$ 。而同样开关频率和输出功率条件下, DCM的Ip等于CCM的  $(I_p + I_{l1})$ , 所以令  $\Delta I = K_{rf} * (I_p + I_{l1})$ , 则CCM就只比DCM多一个  $1 / K_{rf}$ , 而DCM条件下  $K_{rf} = 1$ , 因此就有了通用公式:  $L_p = (V_{in} * D) / (2 * P_{in} * f_{sw} * K_{rf})$ 。

### zvszcs

原理是一样的, 具体是体现在导通时间上, DCM完全传输能量, 还要留有足够时间给死区, 否则DCM模式将进入临界模式或CCM模式, 这里推导是变化器完全在DCM模式, 只不过推导是将修正系数量化了。

在同等条件下设计DCM的导通时间要比CCM小, 这么理解, 留死区时间越短, 峰值电流越大, 时间越长, 峰值电流越低, 死去时间就是个修正系数, 所以修正系数不可以大于1原因就在此。总的来说DCM用于输出高压电源, 低压的一般都在CCM模式。

# 电子信息网荣誉出品

想下载更多技术攻略，请前往：[www.elecfinfo.com](http://www.elecfinfo.com)

如果你觉得我们的技术攻略不错，请分享给你的朋友。