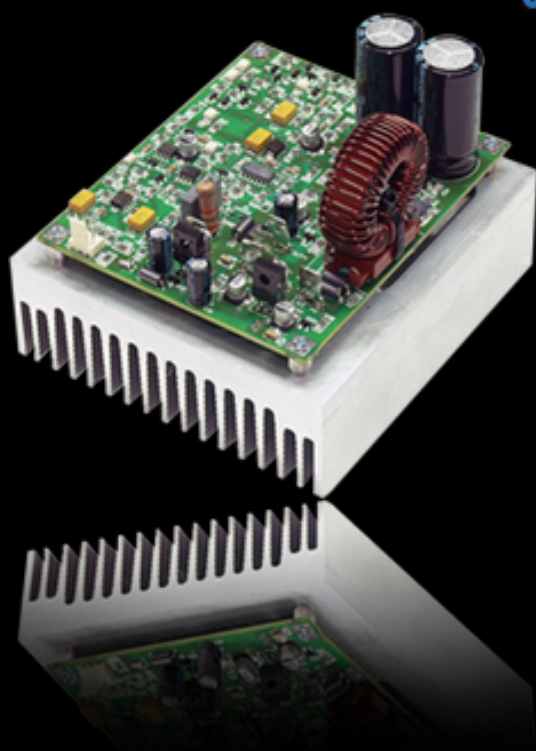


应用系统开发典型实例系列

开关电源设计实例指南

——OFweek电子工程网编辑团队出品



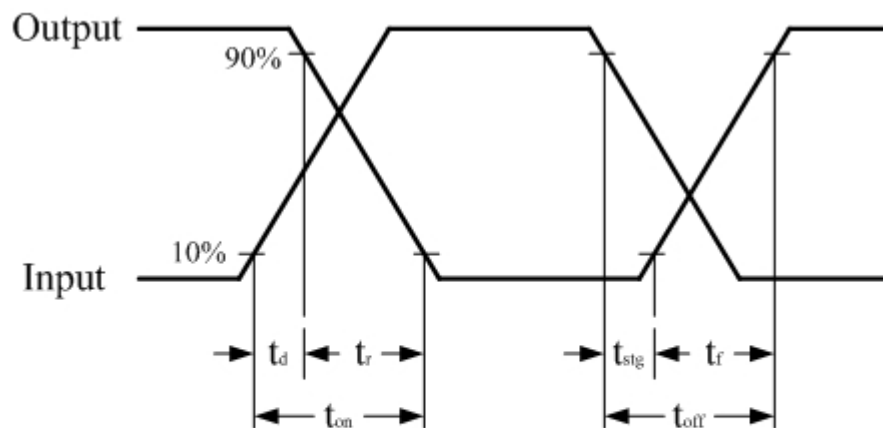
OFweek电子工程网 创新设计系列电子书

——开关电源设计之基础篇

一 开关电源中开关管的工作分析

- 开关电源中的开关管从导通到截止，严格来说是一个非常复杂的过程，但我们在进行工作原理分析的时候，一般都会先对一些非主要问题进行简单化。例如，当电源开关管导通或截止的时候，我们就把它看成是一个理想的开关，其工作时只有两种状态，通或断。但实际上开关管的导通和关断都是一个很复杂的过程，它除了通或断之外，还有一个在高频时不能忽视的问题，就是开关管导通时，是从截止区到放大区，然后再由放大区到饱和区的工作过程。这个工作过程需要用微分方程才能求解，在这里我不想对你介绍得太复杂。

简单地讲，电源开关管导通和关断都是需要时间的。一般都简单地把开关管导通时间 t_{on} 分为导通延时时间 t_d 和导通上升时间 t_r ，而把开关管关闭时间 t_{off} 分为关闭延时时间 t_{stg} （或称关闭贮存时间）和关闭下降时间 t_f 。



说明：

t_{on} 为导通时间， t_d 为导通延时时间， t_r 为导通上升时间；

t_{off} 为关闭时间， t_{stg} 为关闭延时（或贮存）时间， t_f 为关闭下降时间。

图1 晶体管导通和关闭时间测试波形

图 1 是电源开关管导通和关闭过程的测试波形，实际上图 1 中的测试波形也是被简化过的，实际波形中，波形的上升沿一般是一条变化率为正的指数曲线，而波形的下降沿则是一条变化率为负的指数曲线，为了简单，图 1 中都用直线来取代。

开关电源在第一个工作周期，由于输出电压要对滤波储能电容充电，因为充电电流很大，负载会很重（或相当于负载短路），因此一般的开关电源都要采取软启动措施，开始的时候占空比很小，然后才慢慢地趋于正常，即开始的时候输出功率很小，然后才慢慢变大。或开始的时候，工作电压比较低，然后才慢慢升高到正常值。

严格地说，开关电源永远都工作在非稳定状态，所谓稳定也只是相对而言。例如，开关电源的稳压过程就是这样的：当输出电压升高时，经过取样比较，取样电路会输出一个误差信号给脉宽调制电路，使占空比减小，从而使输出电压降低；当输出电压降低之后，经过取样比较，取样电路又会输出一个误差信号给脉宽调制电路，使占空比增加，从而使输出电压升高，这样反复循环，开关电源的输出电压将永远是按一定的频率在电压的平均值上下摆动，所谓的稳压只不过是输出电压的平均值比较稳定而已。

对于流过开关变压器初级线圈的电流也不是一个稳定值，一般都是一个锯齿波，整流输出电流也一样。对 LED 进行恒流驱动，一般也是指经滤波之后，滤波器输出的电流比较稳定，此稳定也是指平均值，而滤波器的输入电流一般都是一个锯齿波。 [继续阅读文章](#)

一、开关电源中线圈电感量的计算

- 在开关电源电路设计或电路试验过程中，经常要对线圈或导线的电感以及线圈的匝数进行计算，以便对电路参数进行调整和改进。下面仅列出多种线圈电感量的计算方法以供参考，其推导过程这里不准备详细介绍。

在进行电路计算的时候，一般都采用 SI 国际单位制，即导磁率采用相对导磁率与真空导磁率的乘积，即： $\mu = \mu_r \mu_0$ ，其中相对导磁率 μ_r 是一个没有单位的系数， μ_0 真空导磁率的单位为 H/m。

2-1-1-17-1. 几种典型电感

1、圆截面直导线的电感

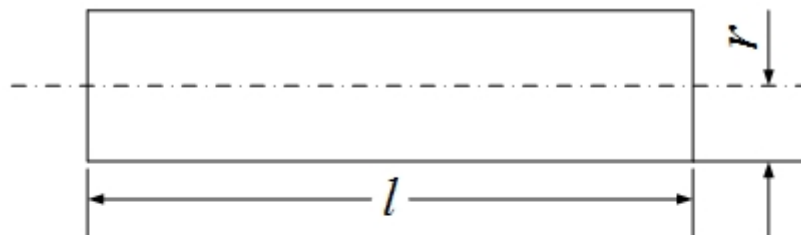


图2-32

圆截面直导线如图 2-32 所示，其电感为：

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - 0.75 \right) \text{ [H]} \quad (2-100)$$

图 2-32

其中：

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

L: 圆截面直导线的电感 [H]

l: 导线长度 [m]

r: 导线半径 [m]

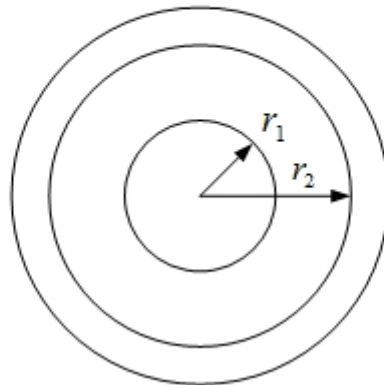
μ_0 : 真空导磁率, $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]

【说明】 这是在 $l \gg r$ 的条件下的计算公式。当圆截面直导线的外部有磁珠时, 简称磁珠, 磁珠的电感是圆截面直导线的电感的 μ_r 倍, μ_r 是磁芯的相对导磁率, $\mu_r = \mu / \mu_0$, μ 为磁芯的导磁率, 也称绝对导磁率, μ_r 是一个无单位的常数, 它很容易通过实际测量来求得。

2、同轴电缆线的电感

同轴电缆线如图 2-33 所示, 其电感为:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{r_2}{r_1} + \frac{1}{4} \right) \text{ [H]} \quad (2-101)$$



其中:

L: 同轴电缆的电感 [H]

l: 同轴电缆线的长度 [m]

r1 : 同轴电缆内导体外径 [m]

r2: 同轴电缆外导体内径 [m]

μ_0 : 真空导磁率, $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]

【说明】 该公式忽略同轴电缆外导体的厚度。

3、双线制传输线的电感

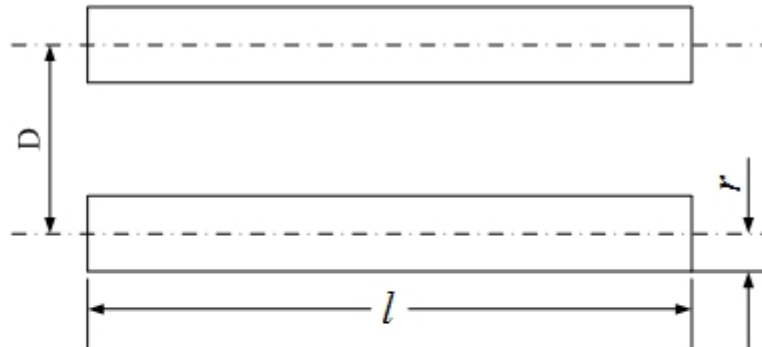


图2-34

双线制传输线如图 2-34 所示，其电感为：

$$L = \frac{\mu_0 l}{\pi} \left(\ln \frac{D}{r} + \frac{1}{4} \right) \text{ [H]} \quad (2-102)$$

图 2-34

其中：

L：输电线的电感 [H]

l：输电线的长度 [m]

D：输电线间的距离 [m]

r：输电线的半径 [m]

μ_0 ：真空导磁率， $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]

【说明】该公式的应用条件是： $l \gg D$ ， $D \gg r$ 。

• 4、两平行直导线之间的互感

两平行直导线如图 2-34 所示，其互感为：

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{D} - 1 \right) \text{ [H]} \quad (2-103)$$

其中：

M：输电线的互感 [H]

l：输电线的长度 [m]

D: 输电线间的距离 [m]

r: 输电线的半径 [m]

μ_0 : 真空导磁率, $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]

【说明】该公式的应用条件是: $r \gg D$, $D \gg r$ 。

5、圆环的电感

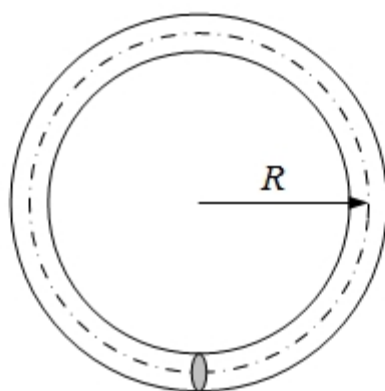


图2-35

圆环如图 2-35 所示, 其电感为:

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{R}{r} - 1.75 \right) \text{ [H]} \quad (2-104)$$

其中:

L: 圆环的电感 [H]

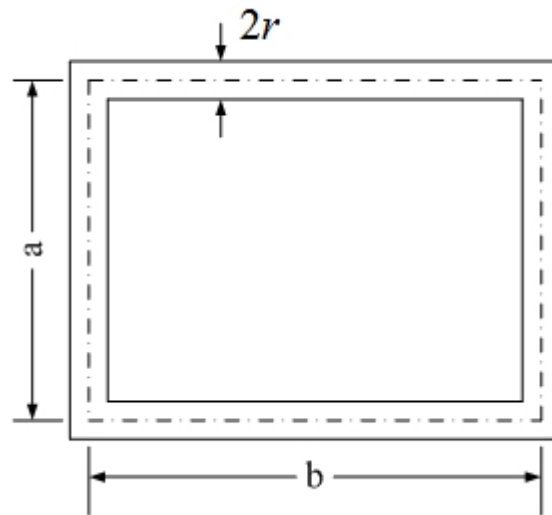
R: 圆环的半径 [m]

r: 圆环截面的半径 [m]

μ_0 : 真空导磁率, $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]

【说明】该公式的应用条件是: $R \gg r$ 。

5、矩形线圈的电感



矩形线圈如图 2-36 所示，其电感为：

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[a \ln \frac{2ab}{r(a+b)} + b \ln \frac{2ab}{r(b+d)} - 2(a+b-d) + \frac{(a+d)}{4} \right] \text{ [H]} \quad (2-105)$$

其中：

L：矩形线圈的电感 [H]

a、b：矩形线圈的平均长和宽 [m]

r：线圈导线的半径 [m]

μ_0 ：真空导磁率， $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ [H/m]

$$d = \sqrt{a^2 + b^2}$$

【说明】 该公式的应用条件是： $a \gg r$ ， $b \gg r$ 。

6、螺旋线圈的电感

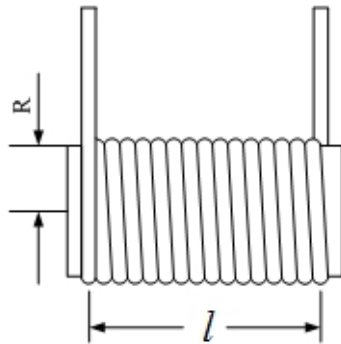


图2-37

螺旋线圈如图 2-37 所示，其电感为：

$$L = \frac{k\mu N^2 S}{l} \quad (2-106)$$

其中：

L：螺旋线圈的电感 [H]

l：螺旋线圈的长度 [m]

N：线圈的匝数

S：螺旋线圈的截面积 [m²]

μ ：螺旋线圈内部磁芯的导磁率 [H/m]

k：长冈系数（由 $2R/l$ 决定，表 2-1）

【说明】上式用来计算空心线圈的电感， $\mu=\mu_0$ ，计算结果比较准确。当线圈内部有磁芯时，磁芯的导磁率最好选用相对导磁率 μ_r ， $\mu_r=\mu/\mu_0$ ， μ 为磁芯的导磁率，即：有磁芯线圈的电感是空心线圈电感的 μ_r 倍， μ_r 可通过实际测量来决定，只需把有磁芯的线圈和空心线圈分别进行对比测试，即可求得 μ_r 。但由于磁芯的导磁率会随电流变化而变化，所以很难决定其准确值。这个公式是从单层线圈推导出来的，但对多层线圈也可以近似地适用。 [继续阅读文章](#)

一、为开关电源选择合适的电感

- 电感是开关电源中常用的元件，由于它的电流、电压相位不同，所以理论上损耗为零。电感常为储能元件，也常与电容一起用在输入滤波和输出滤波电路上，用来平滑电流。电感也被称为扼流圈，特点是流过其上的电流有“很大的惯性”。换句话说，由于磁通连续特性，电感上的电流必须是连续的，否则将会产生很大的电压尖峰。

电感为磁性元件，自然有磁饱和的问题。有的应用允许电感饱和，有的应用允许电感从一定电流值开始进入饱和，也有的应用不允许电感出现饱和，这要求在具体线路中进行区分。大多数情况下，电感工作在“线性区”，此时电感值为一常数，不随着端电压与电流而变化。但是，开关电源存在一个不可忽视的问题，即电感的绕线将导致两个分布参数（或寄生参数），一个是不可避免的绕线电阻，另一个是与绕制工艺、材料有关的分布式杂散电容。杂散电容在低频时影响不大，但随频率的提高而渐显出来，当频率高到某个值以上时，电感也许变成电容特性了。如果将杂散电容“集中”为一个电容，则从电感的等效电路可以看出在某一频率后所呈现的电容特性。

当分析电感在线路中的工作状态或者绘制电压电流波形图时，不妨考虑下面几个特点：

1. 当电感 L 中有电流 I 流过时，电感储存的能量为：

$$E = 0.5 \times L \times I^2 \quad (1)$$

2. 在一个开关周期中，电感电流的变化（纹波电流峰峰值）与电感两端电压的关系为：

$$V = (L \times di) / dt \quad (2)$$

由此可看出，纹波电流的大小跟电感值有关。

3. 就像电容有充、放电电流一样，电感器也有充、放电电压过程。电容上的电压与电流的积分（安·秒）成正比，电感上的电流与电压的积分（伏·秒）成正比。只要电感电压变化，电流变化率 di/dt 也将变化；正向电压使电流线性上升，反向电压使电流线性下降。

计算出正确的电感值对选用合适的电感和输出电容以获得最小的输出电压纹波而言非常重要。

从图 1 可以看出，流过开关电源电感器的电流由交流和直流两种分量组成，因为交流分量具有较高的频率，所以它会通过输出电容流入地，产生相应的输出纹波电压 $dv = di \times RESR$ 。这个纹波电压应尽可能低，以免影响电源系统的正常操作，一般要求峰峰值为 10mV~500mV。

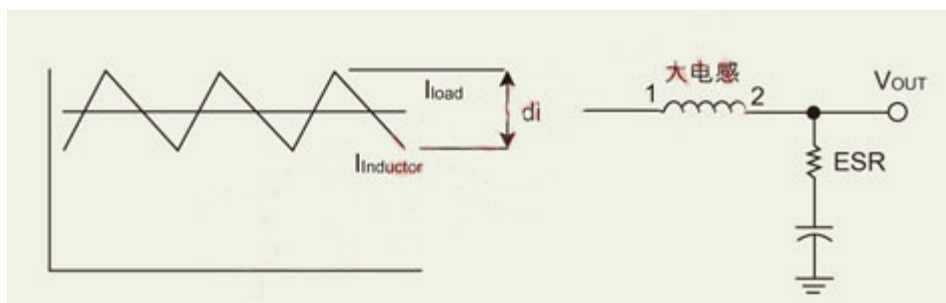


图 1：开关电源中电感电流。

纹波电流的大小同样会影响电感器和输出电容的尺寸，纹波电流一般设定为最大输出电流的 10%~30%，因此对降压型电源来说，流过电感的电流峰值比电源输出电流大 5%~15%。

降压型开关电源的电感选择

为降压型开关电源选择电感器时，需要确定最大输入电压、输出电压、电源开关频率、最大纹波电流、占空比。下面以图 2 为例说明降压型开关电源电感值的计算，首先假设开关频率为 300kHz、输入电压范围 12V±10%、输出电流为 1A、最大纹波电流 300mA。

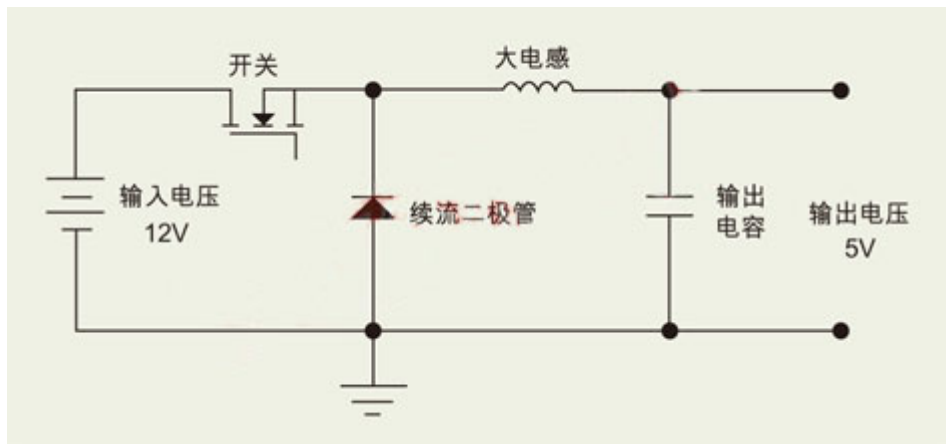


图 2：降压型开关电源的电路图。

最大输入电压值为 13.2V，对应的占空比为：

$$D=V_o/V_i=5/13.2=0.379 \quad (3)$$

其中， V_o 为输出电压、 V_i 为输入电压。当开关管导通时，电感器上的电压为：

$$V=V_i-V_o=8.2V \quad (4)$$

当开关管关断时，电感器上的电压为：

$$V=-V_o-V_d=-5.3V \quad (5)$$

$$dt=D/F \quad (6)$$

把公式 2/3/6 代入公式 2 得出：

$$L = \frac{8.2 \times 0.379}{300 \times 10^3 \times 0.3} = 34.5 \mu H$$

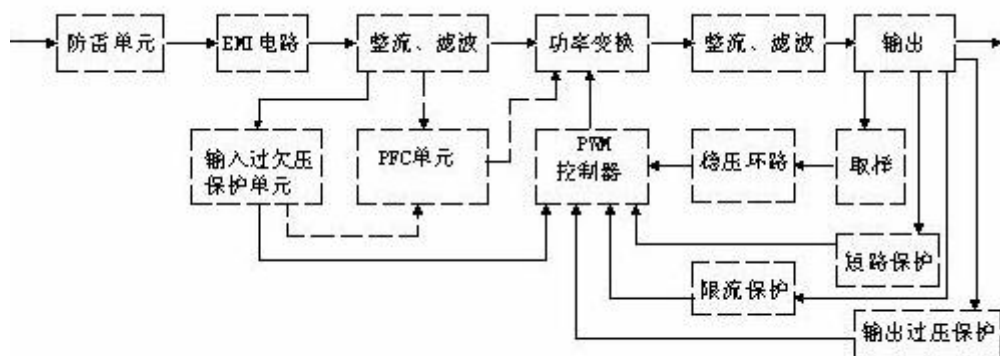
[继续阅读文章](#) →

一、开关电源原理及各功能电路详解

一、开关电源的电路组成

开关电源的主要电路是由输入电磁干扰滤波器（EMI）、整流滤波电路、功率变换电路、PWM 控制器电路、输出整流滤波电路组成。辅助电路有输入过欠压保护电路、输出过欠压保护电路、输出过流保护电路、输出短路保护电路等。

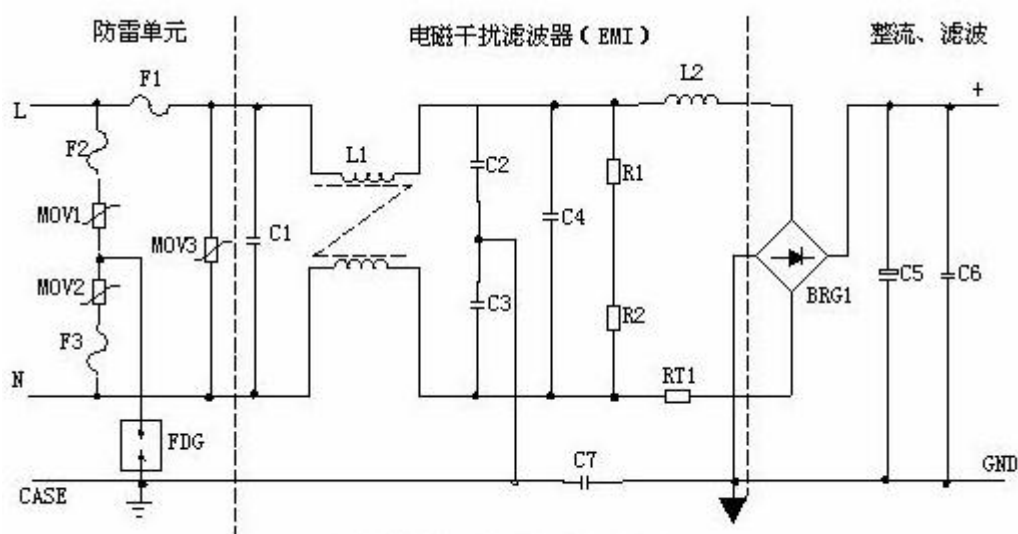
开关电源的电路组成方框图如下：



开关电源电路方框图

二、输入电路的原理及常见电路

1、AC 输入整流滤波电路原理：



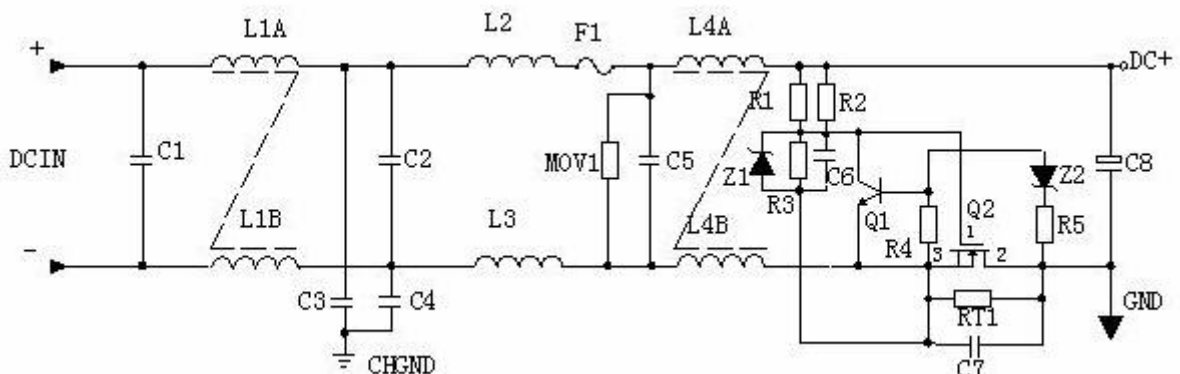
输入滤波、整流回路原理图

① 防雷电路：当有雷击，产生高压经电网导入电源时，由 MOV1、MOV2、MOV3、F1、F2、F3、FDG1 组成的电路进行保护。当加在压敏电阻两端的电压超过其工作电压时，其阻值降低，使高压能量消耗在压敏电阻上，若电流过大，F1、F2、F3 会烧毁保护后续电路。

② 输入滤波电路：C1、L1、C2、C3 组成的双 π 型滤波网络主要是对输入电源的电磁噪声及杂波信号进行抑制，防止对电源干扰，同时也防止电源本身产生的高频杂波对电网干扰。当电源开启瞬间，要对 C5 充电，由于瞬间电流大，加 RT1（热敏电阻）就能有效的防止浪涌电流。因瞬时能量全消耗在 RT1 电阻上，一定时间后温度升高后 RT1 阻值减小（RT1 是负温度系数元件），这时它消耗的能量非常小，后续电路可正常工作。

③ 整流滤波电路：交流电压经 BRG1 整流后，经 C5 滤波后得到较为纯净的直流电压。若 C5 容量变小，输出的交流纹波将增大。

2、DC 输入滤波电路原理：



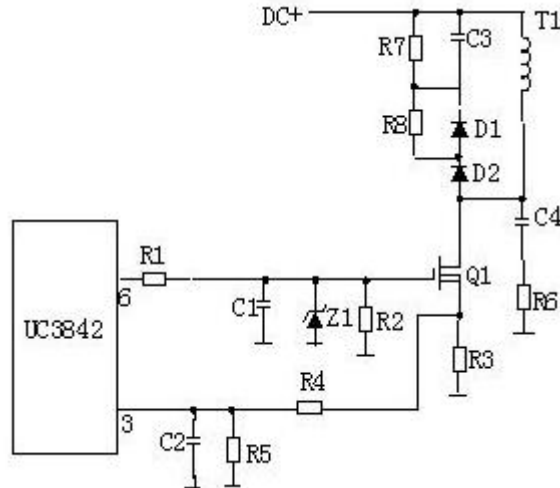
① 输入滤波电路：C1、L1、C2 组成的双 π 型滤波网络主要是对输入电源的电磁噪声及杂波信号进行抑制，防止对电源干扰，同时也防止电源本身产生的高频杂波对电网干扰。C3、C4 为安规电容，L2、L3 为差模电感。

② R1、R2、R3、Z1、C6、Q1、Z2、R4、R5、Q2、RT1、C7 组成抗浪涌电路。在起机的瞬间，由于 C6 的存在 Q2 不导通，电流经 RT1 构成回路。当 C6 上的电压充至 Z1 的稳压值时 Q2 导通。如果 C8 漏电或后续电路短路现象，在起机的瞬间电流在 RT1 上产生的压降增大，Q1 导通使 Q2 没有栅极电压不导通，RT1 将会在很短的时间烧毁，以保护后续电路。

三、功率变换电路

1、MOS 管的工作原理：目前应用最广泛的绝缘栅场效应管是 MOSFET（MOS 管），是利用半导体表面的电声效应进行工作的。也称为表面场效应器件。由于它的栅极处于不导电状态，所以输入电阻可以大大提高，最高可达 105 欧姆，MOS 管是利用栅源电压的大小，来改变半导体表面感生电荷的多少，从而控制漏极电流的大小。

2、常见的原理图：

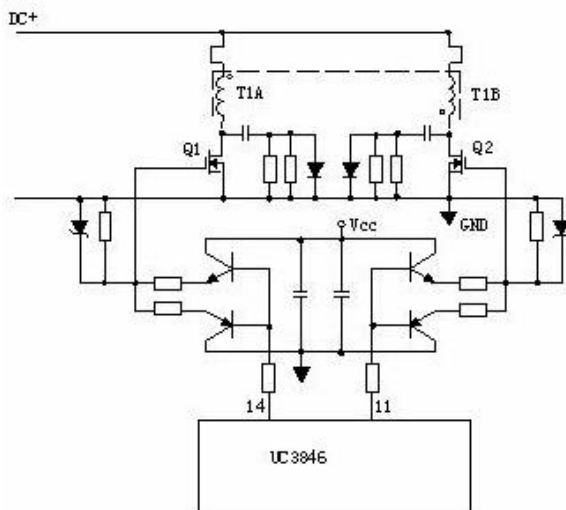


3、工作原理:

R4、C3、R5、R6、C4、D1、D2 组成缓冲器，和开关 MOS 管并接，使开关管电压应力减少，EMI 减少，不发生二次击穿。在开关管 Q1 关断时，变压器的原边线圈易产生尖峰电压和尖峰电流，这些元件组合一起，能很好地吸收尖峰电压和电流。从 R3 测得的电流峰值信号参与当前工作周波的占空比控制，因此是当前工作周波的电流限制。当 R5 上的电压达到 1V 时，UC3842 停止工作，开关管 Q1 立即关断。R1 和 Q1 中的结电容 CGS、CGD 一起组成 RC 网络，电容的充放电直接影响着开关管的开关速度。R1 过小，易引起振荡，电磁干扰也会很大；R1 过大，会降低开关管的开关速度。Z1 通常将 MOS 管的 GS 电压限制在 18V 以下，从而保护了 MOS 管。Q1 的栅极受控电压为锯齿形波，当其占空比越大时，Q1 导通时间越长，变压器所储存的能量也就越多；当 Q1 截止时，变压器通过 D1、D2、R5、R4、C3 释放能量，同时也达到了磁场复位的目的，为变压器的下一次存储、传递能量做好了准备。IC 根据输出电压和电流时刻调整着脚锯齿形波占空比的大小，从而稳定了整机的输出电流和电压。C4 和 R6 为尖峰电压吸收回路。

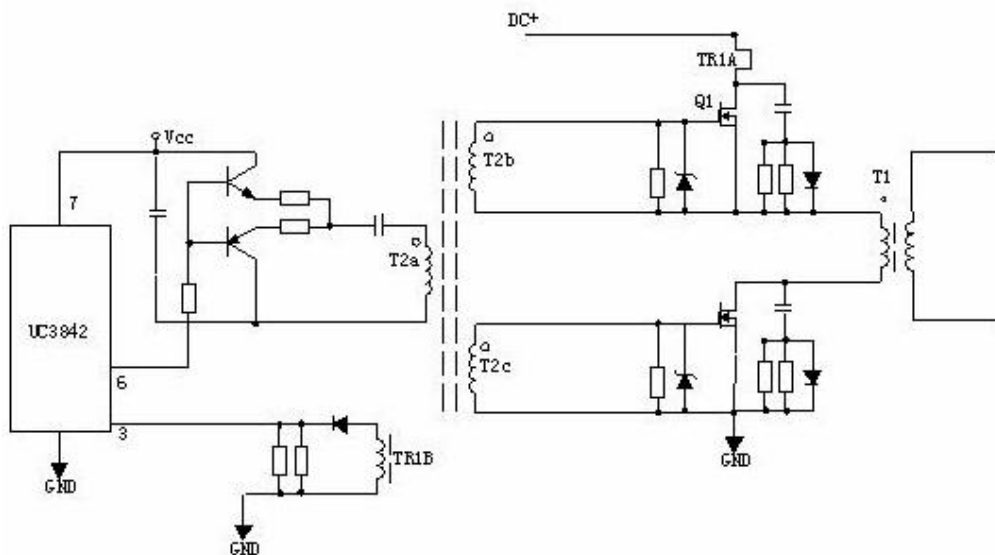
4、推挽式功率变换电路:

Q1 和 Q2 将轮流导通。



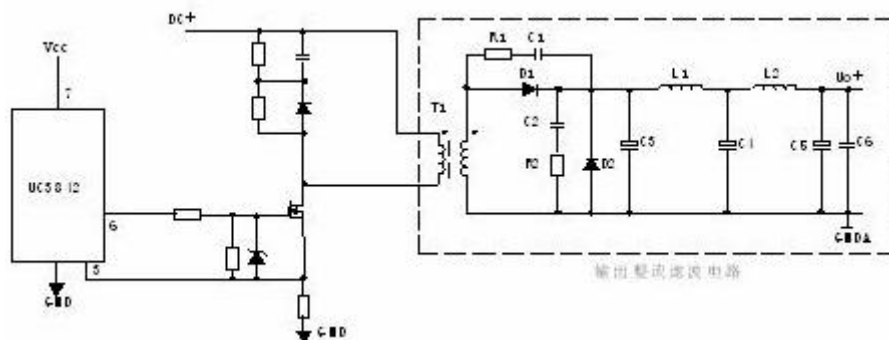
5、有驱动变压器的功率变换电路：

T2 为驱动变压器，T1 为开关变压器，TR1 为电流环。



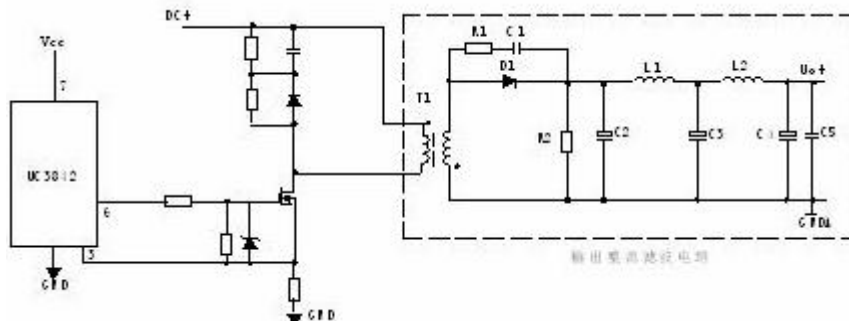
• 四、 输出整流滤波电路：

1、 正激式整流电路：



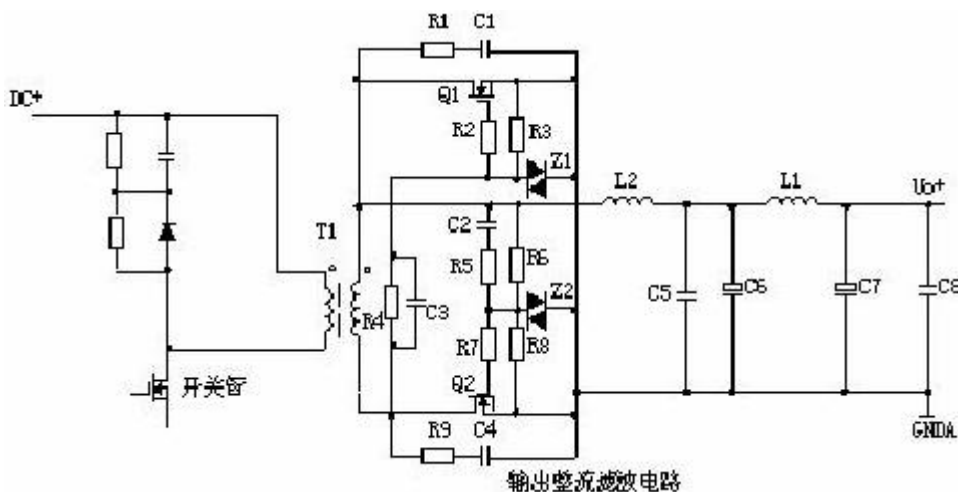
T1 为开关变压器，其初极和次极的相位同相。D1 为整流二极管，D2 为续流二极管，R1、C1、R2、C2 为削尖峰电路。L1 为续流电感，C4、L2、C5 组成 π 型滤波器。

2、 反激式整流电路：



T1 为开关变压器，其初极和次极的相位相反。D1 为整流二极管，R1、C1 为削尖峰电路。L1 为续流电感，R2 为假负载，C4、L2、C5 组成 π 型滤波器。

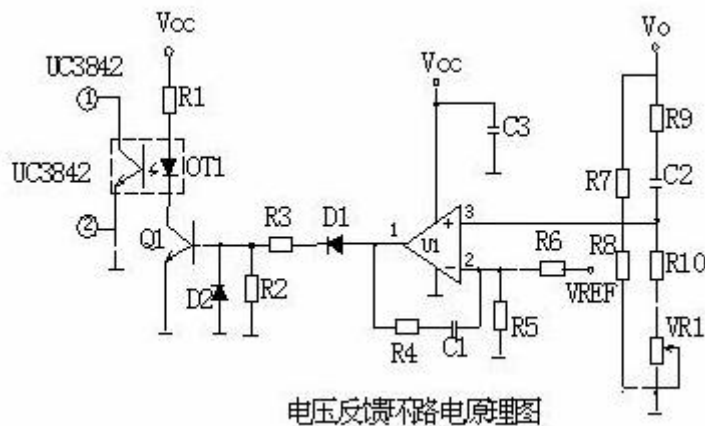
3、同步整流电路：



工作原理：当变压器次级上端为正时，电流经 C2、R5、R6、R7 使 Q2 导通，电路构成回路，Q2 为整流管。Q1 栅极由于处于反偏而截止。当变压器次级下端为正时，电流经 C3、R4、R2 使 Q1 导通，Q1 为续流管。Q2 栅极由于处于反偏而截止。L2 为续流电感，C6、L1、C7 组成 π 型滤波器。R1、C1、R9、C4 为削尖峰电路。

五、稳压环路原理

1、反馈电路原理图：



电压反馈环路电原理图

2、工作原理：

当输出 U_0 升高，经取样电阻 R_7 、 R_8 、 R_{10} 、 VR_1 分压后， U_1 ③脚电压升高，当其超过 U_1 ②脚基准电压后 U_1 ①脚输出高电平，使 Q_1 导通，光耦 OT_1 发光二极管发光，光电三极管导通，UC3842①脚电位相应变低，从而改变 U_1 ⑥脚输出占空比减小， U_0 降低。当输出 U_0 降低时， U_1 ③脚电压降低，当其低过 U_1 ②脚基准电压后 U_1 ①脚输出低电平， Q_1 不导通，光耦 OT_1 发光二极管不发光，光电三极管不导通，UC3842①脚电位升高，从而改变 U_1 ⑥脚输出占空比增大， U_0 降低。周而复始，从而使输出电压保持稳定。调节 VR_1 可改变输出电压值。

反馈环路是影响开关电源稳定性的重要电路。如反馈电阻电容错、漏、虚焊等，会产生自激振荡，故障现象为：波形异常，空、满载振荡，输出电压不稳定等。

六、短路保护电路

1、在输出端短路的情况下，PWM 控制电路能够把输出电流限制在一个安全范围内，它可以用多种方法来实现限流电路，当功率限流在短路时不起作用时，只有另增设一部分电路。

2、短路保护电路通常有两种，下图是小功率短路保护电路，其原理简述如下：

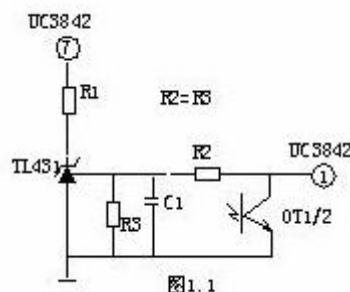


图1.1

当输出电路短路，输出电压消失，光耦 OT_1 不导通，UC3842①脚电压上升至 $5V$ 左右， R_1 与 R_2 的分压超过 TL431 基准，使之导通，UC3842⑦脚 V_{CC} 电位被拉低，IC 停止工作。UC3842 停止工作后①脚电位消失，TL431 不导通 UC3842 ⑦脚电位上升，UC3842 重新启动，周而复始。当短路现象消失后，电路可以自动恢复成正常工作状态。

3、下图是中功率短路保护电路，其原理简述如下：

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

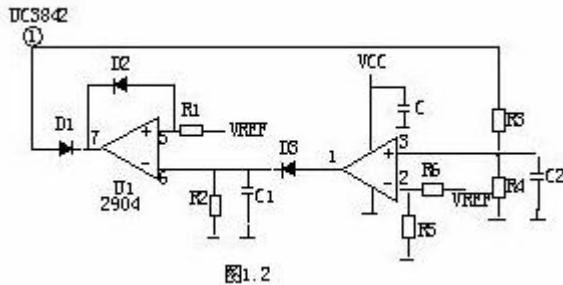


图1.2

当输出短路，UC3842①脚电压上升，U1 ③脚 电位高于②脚时，比较器翻转①脚输出高电位，给 C1 充电，当 C1 两端电压超过⑤脚基准电压时 U1⑦脚输出低电位，UC3842①脚低于 1V，UCC3842 停止工作，输出电压为 0V，周而复始，当短路 消失后电路正常工作。R2、C1 是充放电时间常数，阻值不对时短路保护不起作用。

4、下图是常见的限流、短路保护电路。其工作原理简述如下：

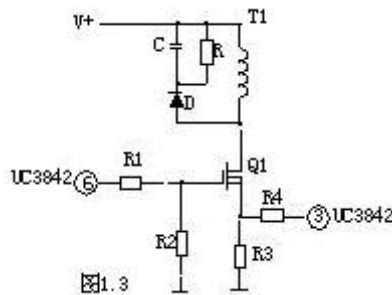


图1.3

当输出电路短路或过流，变压器原边电流增大，R3 两端电压降增大，③脚电压升高，UC3842⑥脚输出占空 比逐渐增大，③脚电压超过 1V 时，UC3842 关闭无输出。

5、下图是用电流互感器取样电流的保护电路，有着功耗小，但成本高和电路较为复杂，其工作原理简述如下：

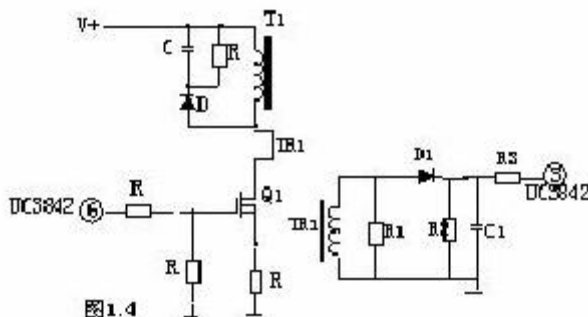
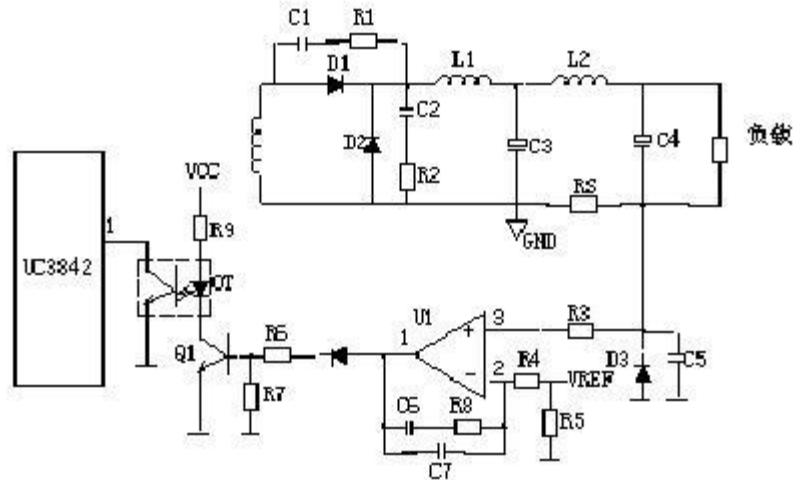


图1.4

输出电路短路或电流过大，TR1 次级线圈感 应的电压就越高，当 UC3842③脚超过 1 伏，UC3842 停止工作，周而复始，当短路或过载消失，电路自行恢复。

七、输出端限流保护

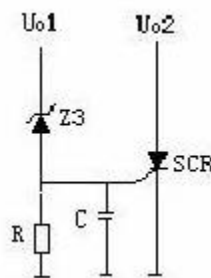


上图是常见的输出端限流保护电路，其工作原理简述如上图：当输出电流过大时，RS（锰铜丝）两端电压上升，U1③脚电压高于②脚基准电压，U1①脚输出高电压，Q1 导通，光耦发生光电效应，UC3842①脚电压降低，输出电压降低，从而达到输出过载限流的目的。

八、输出过压保护电路的原理

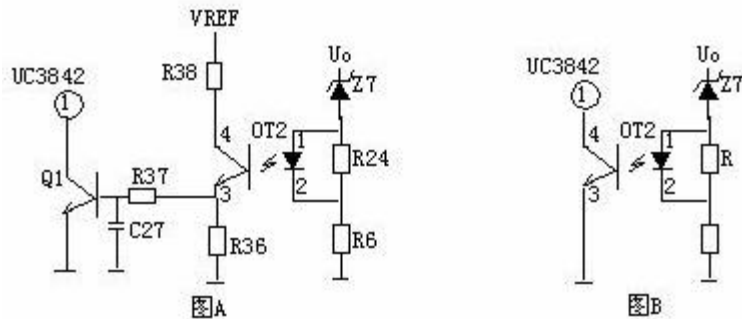
输出过压保护电路的作用是：当输出电压超过设计值时，把输出电压限定在一安全值的范围内。当开关电源内部稳压环路出现故障或者由于用户操作不当引起输出过压现象时，过压保护电路进行保护以防止损坏后级用电设备。应用最为普遍的过压保护电路有如下几种：

1、可控硅触发保护电路：



如上图，当 Uo1 输出升高，稳压管（Z3）击穿导通，可控硅（SCR1）的控制端得到触发电压，因此可控硅导通。Uo2 电压对地短路，过流保护电路或短路保护电路就会工作，停止整个电源电路的工作。当输出过压现象排除，可控硅的控制端触发电压通过 R 对地泄放，可控硅恢复断开状态。

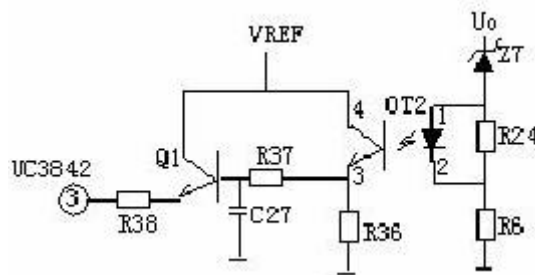
2、光电耦合保护电路：



如上图，当 U_o 有过压现象时，稳压管击穿导通，经光耦（OT2）R6 到地产生电流流过，光电耦合器的发光二极管发光，从而使光电耦合器的光敏三极管导通。Q1 基极得电导通，3842 的③脚电降低，使 IC 关闭，停止整个电源的工作， U_o 为零，周而复始，。

3、输出限压保护电路：

输出限压保护电路如下图，当输出电压升高，稳压管导通光耦导通，Q1 基极有驱动电压而道通，UC3842③电压升高，输出降低，稳压管不导通，UC3842③电压降低，输出电压升高。周而复始，输出电压将稳定在一范围内（取决于稳压管的稳压值）。



4、输出过压锁死电路：

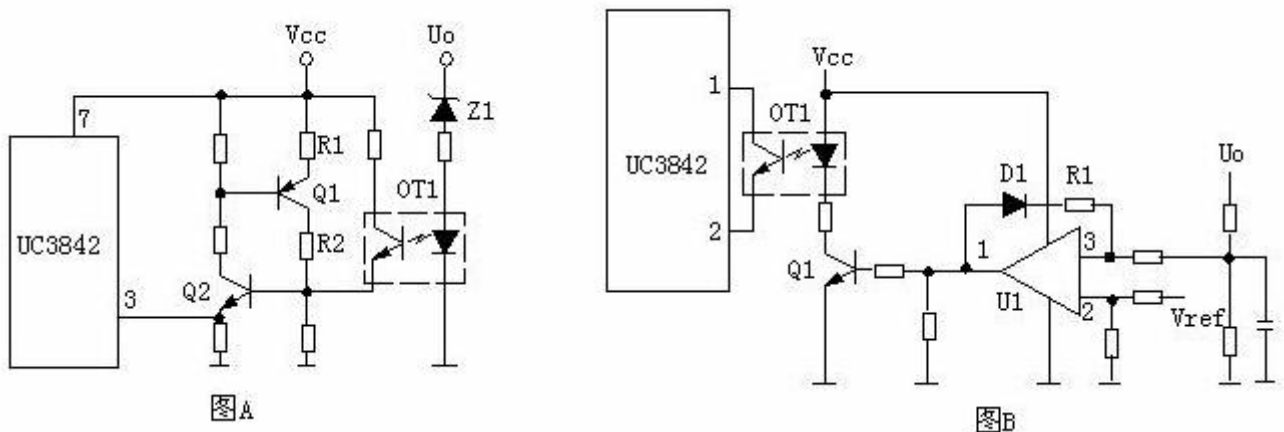


图 A 的工作原理是，当输出电压 U_o 升高，稳压管导通，光耦导通，Q2 基极得电导通，由于 Q2 的导通 Q1 基极电压降低也导通，Vcc 电压经 R1、Q1、R2 使 Q2 始终导通，UC3842③脚始终是高电平而停止工作。在图 B 中， U_o 升高 U1 ③脚电压升高，①脚输出高电平，由于 D1、R1 的存在，U1①脚始终输出高电平 Q1 始终导通，UC3842①脚始终是低电平而停止工作。正反馈？ [继续阅读文章](#)

一 开关电源可靠性设计研究

1 引言

电子产品，特别是军用稳压电源的设计是一个系统工程，不但要考虑电源本身参数设计，还要考虑电气设计、电磁兼容设计、热设计、安全性设计、三防设计等方面。因为任何方面那怕是最微小的疏忽，都可能导致整个电源的崩溃，所以我们应充分认识到电源产品可靠性设计的重要性。

2 开关电源电气可靠性设计

2.1 供电方式的选择

集中式供电系统各输出之间的偏差以及由于传输距离的不同而造成的压差降低了供电质量，而且应用单台电源供电，当电源发生故障时可能导致系统瘫痪。分布式供电系统因供电单元靠近负载，改善了动态响应特性，供电质量好，传输损耗小，效率高，节约能源，可靠性高，容易组成 N+1 冗余供电系统，扩展功率也相对比较容易。所以采用分布式供电系统可以满足高可靠性设备的要求。

2.2 电路拓扑的选择

开关电源一般采用单端正激式、单端反激式、双管正激式、双单端正激式、双正激式、推挽式、半桥、全桥等八种拓扑。单端正激式、单端反激式、双单端正激式、推挽式的开关管的承压在两倍输入电压以上，如果按 60% 降额使用，则使开关管不易选型。在推挽和全桥拓扑中可能出现单向偏磁饱和，使开关管损坏，而半桥电路因为具有自动抗不平衡能力，所以就不会出现这个问题。双管正激式和半桥电路开关管的承压仅为电源的最大输入电压，即使按 60% 降额使用，选用开关管也比较容易。在高可靠性工程上一般选用这两类电路拓扑。

2.3 控制策略的选择

在中小功率的电源中，电流型 PWM 控制是大量采用的方法，它较电压控制型有如下优点：逐周期电流限制，比电压型控制更快，不会因过流而使开关管损坏，大大减小过载与短路的保护；优良的电网电压调整率；迅捷的瞬态响应；环路稳定，易补偿；纹波比电压控制型小得多。生产实践表明电流控制型的 50W 开关电源的输出纹波在 25mV 左右，远优于电压控制型。

硬开关技术因开关损耗的限制，开关频率一般在 350kHz 以下，软开关技术是应用谐振原理，使开关器件在零电压或零电流状态下通断，实现开关损耗为零，从而可将开关频率提高到兆赫级水平，这种应用软开关技术的变换器综合了 PWM 变换器和谐振变换器两者的优点，接近理想的特性，如低开关损耗、恒频控制、合适的储能元件尺寸、较宽的控制范围及负载范围，但是此项技术主要应用于大功率电源，中小功率电源中仍以 PWM 技术为主。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

2.4 元器件的选用

因为元器件直接决定了电源的可靠性，所以元器件的选用非常重要。元器件的失效主要集中在以下四个方面：

(1) 制造质量问题

质量问题造成的失效与工作应力无关。质量不合格的可以通过严格的检验加以剔除，在工程应用时应选用定点生产厂家的成熟产品，不允许使用没有经过认证的产品。

(2) 元器件可靠性问题

元器件可靠性问题即基本失效率的问题，这是一种随机性质的失效，与质量问题的区别是元器件的失效率取决于工作应力水平。在一定的应力水平下，元器件的失效率会大大下降。为剔除不符合使用要求的元器件，包括电参数不合格、密封性能不合格、外观不合格、稳定性差、早期失效等，应进行筛选试验，这是一种非破坏性试验。通过筛选可使元器件失效率降低 1~2 个数量级，当然筛选试验代价（时间与费用）很大，但综合维修、后勤保障、整架联试等还是合算的，研制周期也不会延长。电源设备主要元器件的筛选试验一般要求：

- ①电阻在室温下按技术条件进行 100%测试，剔除不合格品。
- ②普通电容器在室温下按技术条件进行 100%测试，剔除不合格品。
- ③接插件按技术条件抽样检测各种参数。
- ④半导体器件按以下程序进行筛选：

目检→初测→高温贮存→高低温冲击→电功率老化→高温测试→低温测试→常温测试

筛选结束后应计算剔除率 Q

$$Q = (n / N) \times 100\%$$

式中：N——受试样品总数；

n——被剔除的样品数；

如果 Q 超过标准规定的上限值，则本批元器件全部不准上机，并按有关规定处理。

在符合标准规定时，则将筛选合格的元器件打漆点标注，然后入专用库房供装机使用。

(3) 设计问题

首先是恰当地选用合适的元器件：

- ①尽量选用硅半导体器件，少用或不用锗半导体器件。
- ②多采用集成电路，减少分立器件的数目。
- ③开关管选用 MOSFET 能简化驱动电路，减少损耗。
- ④输出整流管尽量采用具有软恢复特性的二极管。
- ⑤应选择金属封装、陶瓷封装、玻璃封装的器件。禁止选用塑料封装的器件。

⑥集成电路必须是一类品或者是符合 MIL-M-38510、MIL-S-19500 标准 B-1 以上质量等级的军品。

⑦设计时尽量少用继电器，确有必要时应选用接触良好的密封继电器。

⑧原则上不选用电位器，必须保留的应进行固封处理。

⑨吸收电容器与开关管和输出整流管的距离应当很近，因流过高频电流，故易升温，所以要求这些电容器具有高频低损耗和耐高温的特性。

在潮湿和盐雾环境下，铝电解电容会发生外壳腐蚀、容量漂移、漏电流增大等情况，所以在舰船和潮湿环境，最好不要用铝电解电容。由于受空间粒子轰击时，电解质会分解，所以铝电解电容也不适用于航天电子设备的电源中。

钽电解电容温度和频率特性较好，耐高低温，储存时间长，性能稳定可靠，但钽电解电容较重、容积比低、不耐反压、高压品种（ $>125V$ ）较少、价格昂贵。

• 关于降额设计：

电子元器件的基本失效率取决于工作应力（包括电、温度、振动、冲击、频率、速度、碰撞等）。除个别低应力失效的元器件外，其它均表现为工作应力越高，失效率越高的特性。为了使元器件的失效率降低，所以在电路设计时要进行降额设计。降额程度，除可靠性外还需考虑体积、重量、成本等因素。不同的元器件降额标准亦不同，实践表明，大部分电子元器件的基本失效率取决于电应力和温度，因而降额也主要是控制这两种应力，以下为开关电源常用元器件的降额系数：

①电阻的功率降额系数在 0.1~0.5 之间。

②二极管的功率降额系数在 0.4 以下，反向耐压在 0.5 以下。

③发光二极管电压降额系数在 0.6 以下，功率降额系数在 0.6 以下。

④功率开关管电压降额系数在 0.6 以下，电流降额系数在 0.5 以下。

⑤普通铝电解电容和无极性电容的电压降额系数在 0.3~0.7 之间。

⑥钽电容的电压降额系数在 0.3 以下。

⑦电感和变压器的电流降额系数在 0.6 以下。

（4）损耗问题

损耗引起的元器件失效取决于工作时间的长短，与工作应力无关。铝电解电容长期在高频下工作会使电解液逐渐损失，同时容量亦同步下降，当电解液损失 40% 时，容量下降 20%；电解液损失 0% 时，容量下降 40%，此时电容器芯子已基本干涸，不能再予使用。为防止发生故障，一般情况下应在图纸上标明铝电解电容器更换的时间，到期强迫更换。

2.5 保护电路的设置

为使电源能在各种恶劣环境下可靠地工作，应设置多种保护电路，如防浪涌冲击、过压、欠压、过载、短路、过热等保护电路。

3 电磁兼容性（EMC）设计

开关电源因采用脉冲宽度调制（PWM）技术，其脉冲波形呈矩形，上升沿与下降沿均包含大量的谐波成分，另外输出整流管的反向恢复也会产生电磁干扰（EMI），这是影响可靠性的不利因素，因而使电磁兼容性成为系统的重要问题。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

如图 1 所示，产生电磁干扰有三个必要条件：干扰源、传输介质、敏感接收单元，EMC 设计就是破坏这三个条件中的一个。

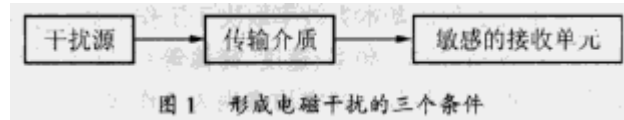


图 1 形成电磁干扰的三个条件

对于开关电源而言，主要是抑制干扰源，干扰源集中在开关电路与输出整流电路。采用的技术包括滤波技术、布局与布线技术、屏蔽技术、接地技术、密封技术等。EMI 按传播途径分为传导干扰和辐射干扰。传导噪声的频率范围很宽，从 10kHz~30MHz，我们虽然知道产生干扰的原因，但从效率上来讲，通过控制脉冲波形的上升与下降时间来解决未必是一个好办法，解决办法之一是加装电源 EMI 滤波器、输出滤波器及吸收电路，参见图 2。电源 EMI 滤波器实际上是一种低通滤波器，它毫无衰减地把 50Hz 或 400Hz 交流电能传递给电子设备，却大大衰减传入的干扰信号，同时又能抑制设备本身产生的干扰信号，防止它窜入电网，危害公网其它设备。选择 EMI 滤波器是根据插入损耗的大小来选择滤波器网络结构和元器件参数，根据实际要求选择额定电压、额定电流、漏电流、绝缘电阻、温度条件等参数。电源 EMI 滤波器最好安装在机壳电源线进口的插座附近。抑制输出噪声的对策基本上按 10kHz~150kHz、150kHz~10MHz、10MHz 以上三个频段来解决。10kHz~150kHz 范围内主要是常态噪声，一般采用通用 LC 滤波器来解决。150kHz~10MHz 范围内主要是共模成分的噪声，通常采用共模抑制滤波器来解决。共模扼流圈要采用导磁率高、频率特性较佳的铁氧体磁性材料，电感量在 (1~2) mH、电容量在 3300pF~4700pF 之间，如果控制低频段的噪声，可以适当加大 LC 的取值。在 10MHz 以上频率段的对策是改进滤波器的外形。输出整流二极管的反向恢复也会引起电磁干扰，这种情况可以采用 RC 吸收电路来抑制电流的上升率，通常 R 在 (2~20) Ω 之间，C 在 1000pF~10nF 之间，C 应选用高频瓷介电容。

良好的布局和布线技术也是控制噪声的一个重要手段。为减少噪声的发生和防止由噪声导致的误动作，应注意以下几点：

- ①尽量缩小由高频脉冲电流所包围的面积。

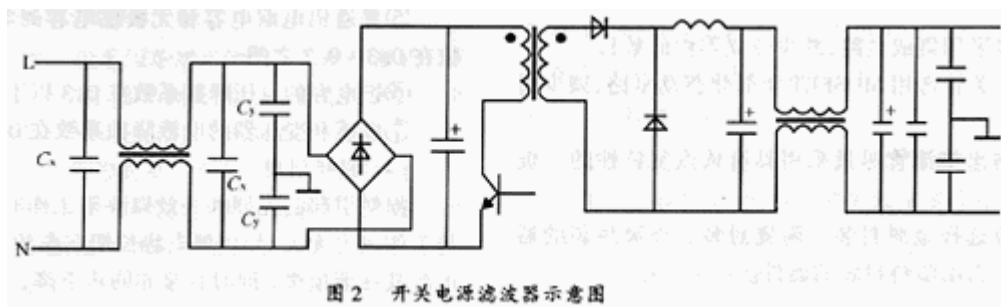


图 2 开关电源滤波器示意图

- ②缓冲电路尽量贴近开关管和输出整流二极管。
- ③脉冲电流流过的区域远离输入输出端子，使噪声源和出口分离。
- ④控制电路和功率电路分开，采用单点接地方式，大面积接地容易引起天线作用，所以建议不要采用大面积接地方式。
- ⑤必要时可以将输出滤波电感安置在地回路上。
- ⑥采用多只低 ESR（等效串联电阻）的电容并联滤波。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

⑦采用铜箔进行低感低阻配线。

⑧相邻印制线之间不应有过长的平行线，走线尽量避免平行，采用垂直交叉方式，线宽不要突变，也不要突然拐角。禁止环形走线。

⑨滤波器的输入和输出线必须分开。禁止将开关电源的输入线和输出线捆扎在一起。

对于辐射干扰主要应用密封屏蔽技术，在结构上实行电磁封闭，要求外壳各部分之间具有良好的电磁接触，以保证电磁的连续性。目前为减少重量大都采用铝合金外壳，但铝合金导磁性能差，因而外壳需要镀一层镍或喷涂导电漆，内壁贴覆高导磁率的屏蔽材料。外壳永久连接处用导电胶粘牢或采用连续焊缝结构，需拆卸的可以用导电橡胶条压紧来保证电磁连续性。导电材料要求导电性能高、有弹性、具有最小的宽厚比。 [继续阅读文章](#) →

一 开关电源中功率因数校正如何选用电感材料

1 引言

开关电源（硬开关方式）如今已经实用化、商品化，其突出的优点效率高，体积小，重量轻已被人们认可。但是负面效应决不可忽视，由于不可控整流方式网侧输入电流为非正弦周期电流，AC/DC 变换器在投入运行时，将向电网注入大量的高次谐波，因此网侧的功率因数不高，仅有 0.6 左右，并对电网和其它电气设备造成严重谐波污染与干扰。在三相四线制供电方式中，由于多次谐波分量叠加，使中线电流增大，这是一个很棘手的问题。而如今计算机电源、UPS、程控交换机电源、电焊机电源、电子镇流器等早已高频开关化，其对电网的污染已达到必须治理的程度，因此功率因数校正技术正在成为热点，并将成为商家进入市场的关键。

从电工学原理讲，功率因数 PF 是指交流输入有功功率 P 与视在功率 S 的比值。

$$PF = P/S = UI_1 \cos\phi / UI_2 = DF \cos\phi \quad (1)$$

式中：I₁—基波电流有效值；

I₂—电网电流有效值；

U—电网电压有效值；

φ—基波电流、电压的相位差；

DF (distortion factor) 为电流失真因子。

要使 PF→1，必须对输入电流严重非正弦情况采取相应的措施，使 DF→1，同时还必须使基波电流与电压相位差 φ→0，才能使 PF→1，所以功率因数校正实际上是对输入电流整形使其尽可能正弦化，同时改善电源系统的输入阻抗，使之尽量呈电阻性，使基波电流与电压同相位。这就是功率因数校正的基本思路。

开关电源的功率因数校正器 (PFC) 可分为两类，一类为有源 PFC，由电感电容及电子元器件组成；另一类为无源 PFC，一般采用电感补偿方法使交流输入的基波电流与电压之间相位差减小来提高功率因数。在校正电路中有源 PFC 较多采用高频升压电路功率因数开关调节器，通常采用 Boost 电路，基本电路拓扑见图 1。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

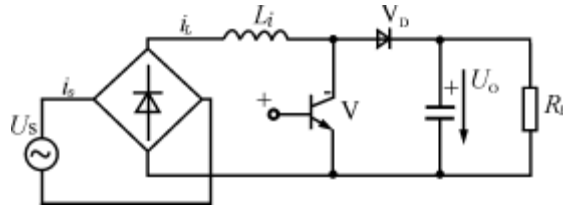


图 1 升压型 Boost 电路

图中 L_i 为储能电感，看起来并不复杂的电路，但是如何能够合理选择元件及相关元件的材料是关键所在，本文将就 PFC 技术中的电感元件及材料开展讨论。

2 无源 PFC 中的电感材料选择

无源 PFC 是一个由电感、电容组成的低通滤波器，如图 2 所示是一种低通滤波器的电路原理图，其中 L_1 是共模电感， L_2 、 L_3 是差模电感。

共模电感是完全对称、线圈匝数相同的两个电感线圈，绕在同一个铁心上，电流同方向流经两组线圈后，根据右手螺旋法则，在电感铁心内产生两个方向相反的磁场，由于流经电流大小，线圈匝数完全相同，磁场强度强弱相当，因而完全抵消，不存在磁饱和问题，主要是要考虑电感铁心材料的初始磁导率 μ_0 ，对于这类材料的 μ_0 越高越好，通常有高 μ_0 系列的铁氧体磁心， $\mu_0=4 \times 10^3$ ， 6×10^3 ， 8×10^3 ， 1×10^4 等类型，铁基超微晶材料 $\mu_0 \geq 5 \times 10^4$ ，坡莫合金系列如 1J79，1J851 系列， $\mu_0 \geq 5 \times 10^4$ 。在选择金属磁性材料时必须注意频响问题（见图 3）1J79 或 1J851 系列的磁心 μ_0 随频率上升而下降的幅度比较大，越薄的材料， μ_0 随频率下降的幅度比较小，设计时应注意这一点。

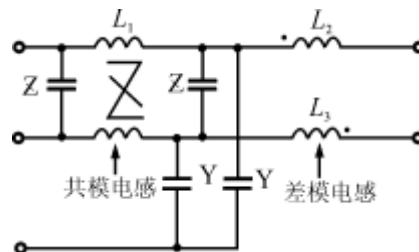


图 2 低通滤波器电路原理图

差模电感主要要解决磁饱和问题，在实际使用过程中，广大电路工作者已经逐步认识到了磁粉心的优越性，使用铁心加气隙的作法（铁氧体磁心加气隙，非晶磁心加气隙，硅钢磁心加气隙）已越来越少。现在用于滤波器中差模电感铁心大多为有效磁导率为 60~75 的磁粉心， $B_{500}=1.34T$ ，即在 $39788.5A/m$ （即 $500Oe$ ）的磁场强度下，磁感应强度达 $1.34T$ 。

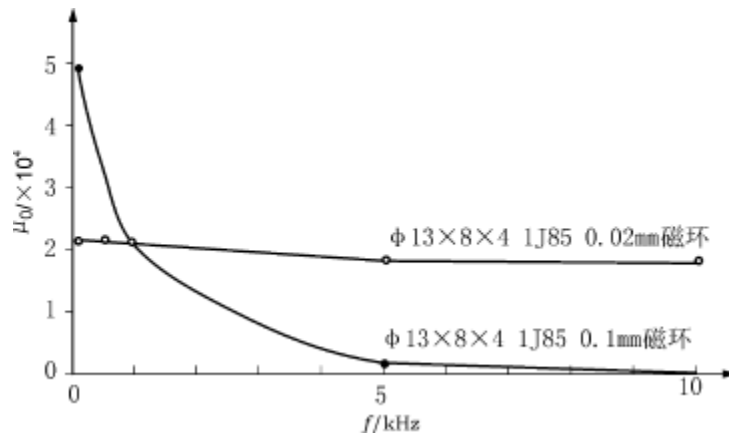


图3 磁芯 μ_0 随频率 f 的变化关系

图4是有效磁导率为75的铁粉心的静态磁滞回线，和铁氧体材料相比，有高的 B_s 值，不易饱和，因此体积至少可减小一半，采用廉价的铁粉作原料，并且不需要开口，没有噪声，成本可大大降低，价格可以和铁氧体比拟，以 $27 \times 14 \times 11$ 的规格为例，它可以承受400安匝而不饱和，优点突出。

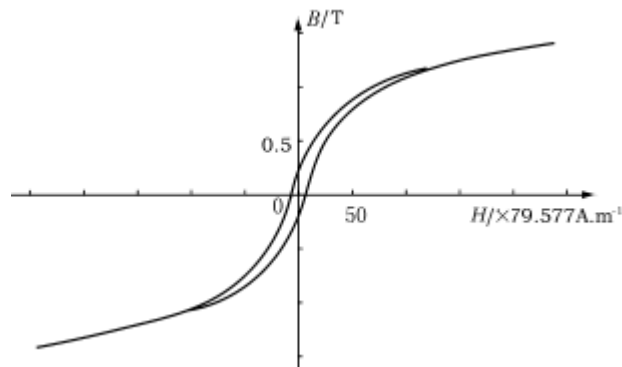


图4 $\mu_e=75$ 铁粉心得 B-H 曲线

但是值得商榷的是，可选择作为滤波器的差模电感的磁粉心不仅仅是 $\mu_e=75$ 铁粉心一种，图5是铁粉心系列 $\mu_e=75$ ， $\mu_e=55$ ， $\mu_e=35$ 磁导率随频率变化的曲线，可见它们磁导率随频率上升而下降的趋势不同。图6是MICROMETARS公司-8 ($\mu_e=35$)和上海钢研精密合金器材研究所SF-33 ($\mu_e=37.5$)铁粉心材料的插入损耗曲线，可见吸收峰出现在不同的频率范围内，因此除了考虑电感量大小，磁饱和问题，价格等因素外，还应该考虑抑制噪声的频率范围，来选择不同型号的铁粉心。

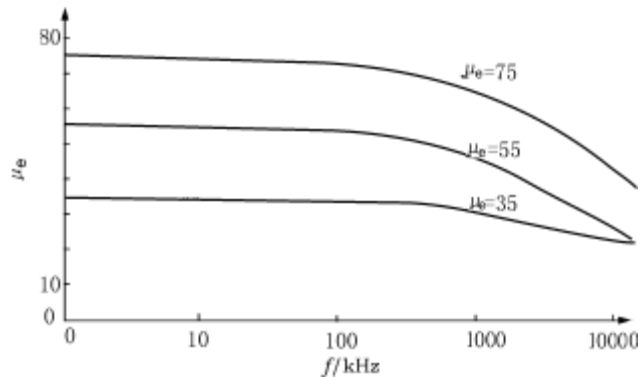


图 5 有效磁导率与频率的关系曲线

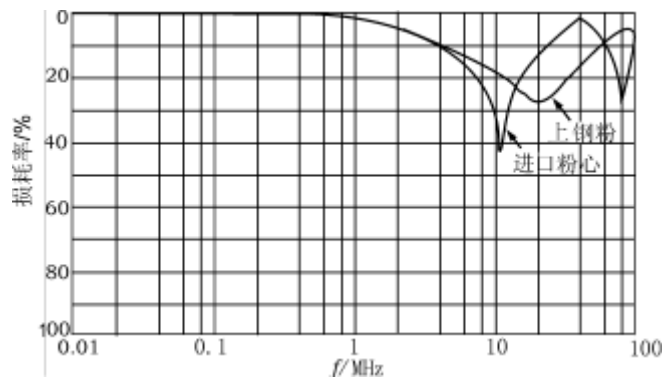


图 6 两种铁粉心的插入损耗曲线

继续阅读文章 →

一、大功率开关电源中功率 MOSFET 的驱动技术

- 功率 MOSFET 具有导通电阻低、负载电流大的优点，因而非常适合用作开关电源 (switch-mode power supplies, SMPS) 的整流组件，不过，在选用 MOSFET 时有一些注意事项。

功率 MOSFET 和双极型晶体管不同，它的栅极电容比较大，在导通之前要先对该电容充电，当电容电压超过阈值电压 (V_{GS-TH}) 时 MOSFET 才开始导通。因此，栅极驱动器的负载能力必须足够大，以保证在系统要求的时间内完成对等效栅极电容 (CEI) 的充电。

在计算栅极驱动电流时，最常犯的一个错误就是将 MOSFET 的输入电容 (C_{ISS}) 和 CEI 混为一谈，于是会使用下面这个公式去计算峰值栅极电流。

$$I = C (dv/dt)$$

实际上，CEI 的值比 C_{ISS} 高很多，必须要根据 MOSFET 生产商提供的栅极电荷 (QG) 指标计算。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

QG 是 MOSFET 栅极电容的一部分，计算公式如下：

$$QG = QGS + QGD + QOD$$

其中：

QG--总的栅极电荷

QGS--栅极-源极电荷

QGD--栅极-漏极电荷（Miller）

QOD--Miller 电容充满后的过充电荷

典型的 MOSFET 曲线如图 1 所示，很多 MOSFET 厂商都提供这种曲线。可以看到，为了保证 MOSFET 导通，用来对 CGS 充电的 VGS 要比额定值高一些，而且 CGS 也要比 VTH 高。栅极电荷除以 VGS 等于 CEI，栅极电荷除以导通时间等于所需的驱动电流（在规定的时间内导通）。

用公式表示如下：

$$QG = (CEI) (VGS)$$

$$IG = QG/t \text{ 导通}$$

其中：

- QG 总栅极电荷，定义同上。
- CEI 等效栅极电容
- VGS 栅-源极间电压
- IG 使 MOSFET 在规定时间内导通所需栅极驱动电流

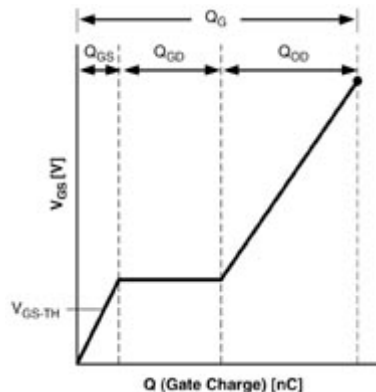


图 1

以往的 SMPS 控制器中直接集成了驱动器，这对于某些产品而言非常实用，但是，由于这种驱动器的输出峰值电流一般小于 1A，所以应用范围比较有限。另外，驱动器发出的热还会造成电压基准的漂移。

随着市场对“智能型”电源设备的呼声日渐强烈，人们研制出了功能更加完善的 SMPS 控制器。这些新型控制器全部采用精细的 CMOS 工艺，供电电压低于 12V，集成的 MOSFET 驱动器同时可作为电平变换器使用，用来将 TTL 电平转换为 MOSFET 驱动电平。以 TC4427A 为例，该器件的输入电压范围（ $V_{IL} = 0.8V$ ， $V_{IH} = 2.4V$ ）和输出电压范围（与最大电源电压相等，可达 18V）满足端到端（rail-to-rail）输出的要求。

抗锁死能力是一项非常重要的指标，因为 MOSFET 一般都连接着感性电路，会产生比较强的反向冲击电流。TC4427 型 MOSFET 驱动器的输出端可以经受高达 0.5A 的反向电流而不损坏，性能不受丝毫影响。

另外一个需要注意的问题是对瞬间短路电流的承受能力，对于高频 SMPS 尤其如此。瞬间短路电流的产生通常是由于驱动电平脉冲的上升或下降过程太长，或者传输延时过大，这时高压侧和低压侧的 MOSFET 在很短的时间里处于同时导通的状态，在电源和地之间形成了短路。瞬间短路电流会显著降低电源的效率，使用专用的 MOSFET 驱动器可以从两个方面改善这个问题：

1. MOSFET 栅极驱动电平的上升时间和下降时间必须相等，并且尽可能缩短。TC4427 型驱动器在配接 1000pF 负载的情况下，脉冲上升时间 t_R 和下降时间 t_F 大约是 25ns。其他一些输出峰值电流更大的驱动器的这两项指标还可以更短。

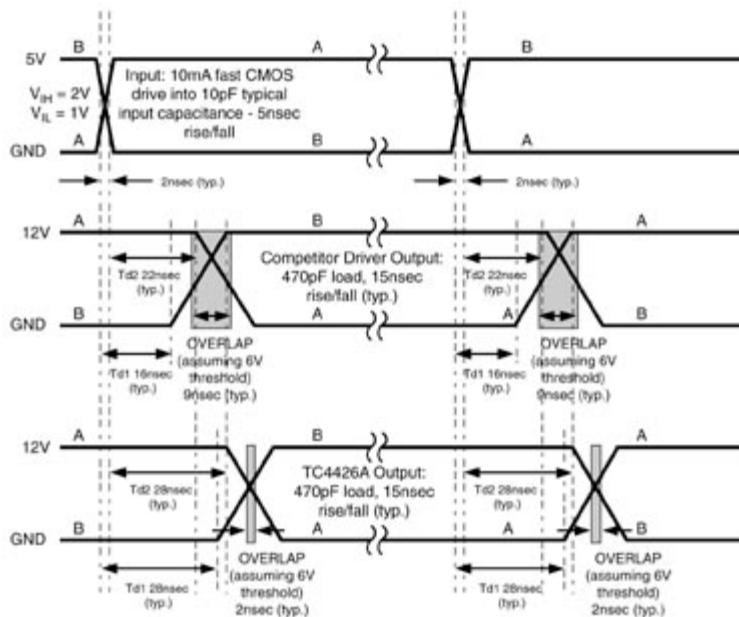


图 2

2. 驱动脉冲的传播延时必需很短（与开关频率匹配），才能保证高压侧和低压侧的 MOSFET 具有相等的导通延迟和截止延迟。例如，TC4427A 型驱动器的脉冲上升沿和下降沿的传播延迟均小于 2ns（如图 2）。这两项指标会因电压和温度不同而变化。Microchip 公司的产品在这项指标上已经跻身领先地位（同类产品此项指标至少要大 4 倍，集成在 SMPS 控制器中的驱动器这项指标更不理想）。

以上这些问题（直接关系到成本和可靠性）在独立的、专用的驱动器中都已得到了比较好的处理，但是在集成型器件或传统的分立器件电路中却远未如此。

[继续阅读文章](#)

一 饱和电感及其在开关电源中的应用

• 引言

饱和电感是一种磁滞回线矩形比高，起始磁导率高，矫顽力小，具有明显磁饱和点的电感，在电子电路中常被当作可控延时开关元件来使用。由于其独特的物理特性，使之在高频开关电源的开关噪声抑制，大电流输出辅路稳压，移相全桥变换器，谐振变换器及逆变电源等方面得到了日益广泛的应用。

1 饱和电感的分类及其物理特性

1.1 饱和电感的分类

饱和电感可分为自饱和和可控饱和二类。

1.1.1 自饱和电感 (Saturable inductor)

其电感量随通过的电流大小可变。若铁心磁特性是理想的（例如呈矩形），如图 1 (a) 所示，则饱和电感工作时，类似于一个“开关”，即绕组中的电流小时，铁心不饱和，绕组电感很大，相当于“开路”；绕组中电流大时，铁心饱和，绕组电感小，相当于开关“短路”。

1.1.2 可控饱和电感 (controlled saturable inductor)

又称可控饱和电抗器 (controlled saturable reactor)，其基本原理是，带铁心的交流线圈在直流激磁作用下，由于交直流同时激磁，使铁心状态一周期内按局部磁回线变化，因此，改变了铁心等效磁导率和线圈电感。若铁心磁特性是理想的 (B-H 特性呈矩形)，则可控饱和电感类似于一个“可控开关”。在开关电源中，应用可控饱和电感可以吸收浪涌，抑制尖峰，消除振荡，与快速恢复整流管串联时可使整流管损耗减小。如图 1 (b) 所示，可控饱和电感具有高磁滞回线矩形比 (Br/Bs)，高起始磁导率 μ_i ，低矫顽力 H_c ，明显的磁饱和点 (A, B) 及由于其磁滞回线所包围的面积狭小而使其高频磁滞损耗较小等特征。为此，可控饱和电感在应用方面的两个显著特点为

1) 由于饱和磁场强度很小，所以，可饱和电感的储能能力很弱，不能被当作储能电感使用。可饱和电感的最大储能 E_m 的理论值可用式 (1) 表示。

$$E_m = \mu V H^2 / 2 \quad (1)$$

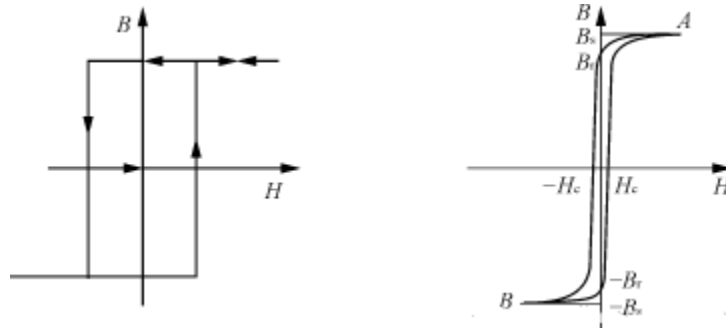
式中：

μ 为临界饱和点磁导率；

H 为临界饱和点磁场强度；

V 为磁性材料的有效体积。

2) 由于可饱和电感的起始磁导率高，磁阻小，电感系数和电感量都很大，在施加外部电压时，电感内部起始电流增长缓慢，只有经过 Δt 的延时后，当电感线圈中的电流达到一定数值时，可饱和电感才会立即饱和，因而在电路中常被当作可控延时开关元件使用。



(a) 理想磁特性 $B=f(H)$ (b) 可饱和电感的 $B=f(H)$

图 1 饱和电感的 $B-H$ 特性

1.2 可饱和电感随电流变化的关系

因为，有气隙和无气隙的 dB/di 磁路的计算方法不同，所以，分别对两种情况进行讨论。

1.2.1 无气隙可饱和电感与电流的关系

无气隙可饱和电感 L 随电流变化的关系可用式 (2) 表示。

$$L = \frac{W^2 S}{l} \left(\frac{dB}{dI} \right) \quad (2)$$

式中：

W 为电感绕组匝数；

I 为激励电流；

f 为电感用磁性材料 $B \sim H$ 曲线的对应函数；

S 为磁性材料的截面积；

l 磁性材料的平均长度。

1.2.2 有气隙可饱和电感与电流的关系

任意给定一个导磁体磁路中磁感应强度 B_1 ，可由 $B=f(H)$ 曲线求出导磁体磁路中的磁场强度 H_1 。气隙中的 H_0 值可用式 (3) 表示。

$$H_0 = \frac{B_0}{\mu_0} = \frac{\mu b}{\mu_0 (\mu + \mu_0) (a + \mu_0)} B_1 \quad (3)$$

式中：

B_0 为空气隙磁感应强度；

a 和 b 为磁路矩形截面积边长；

l_0 为气隙长度；

μ_0 为空气磁导率。

由磁路定律得 $I = \frac{Hl + H_0 l_0}{\mu}$ 。改变 B 值并重复上述步骤，可求出相应的 I，得到一组 B 和 I 的关系数据。设这个 B 与 I 对应的函数为 $B=f_1(I)$ 。

在不考虑漏感时，电感的计算式可用式（4）表示。

$$L = W \frac{d\phi}{dI} = WS \frac{d\phi}{dI} \quad (4)$$

式中： ϕ 为磁路磁通量。

则有气隙可饱和电感与电流的关系为

$$L = WS f_1(I) \quad (5)$$

• 2 饱和电感在开关电源中的应用

2.1 尖峰抑制器

开关电源中尖峰干扰主要来自功率开关管和二次侧整流二极管的开通和关断瞬间。具有容易饱和，储能能力弱等特点的饱和电感能有效抑制这种尖峰干扰。将饱和电感和整流二极管串联，在电流升高的瞬间，它呈现高阻抗，抑制尖峰电流，而饱和后其饱和电感量很小，损耗小。通常将这种饱和电抗器作为尖峰抑制器。

在图 2 所示电路中，当 S1 导通时，D1 导通，D2 截至，由于可饱和电感 L_s 的限流作用，D2 中流过的反向恢复电流的幅值和变化率都会显著减小，从而有效地抑制了高频导通噪声的产生。当 S1 关断时，D1 截至，D2 导通，由于 L_s 存在着导通延时时间 Δt ，这将影响 D2 的续流作用，并会在 D2 的负极产生负值尖峰电压。为此，在电路中增加了辅助二极管 D3 和电阻 R1。

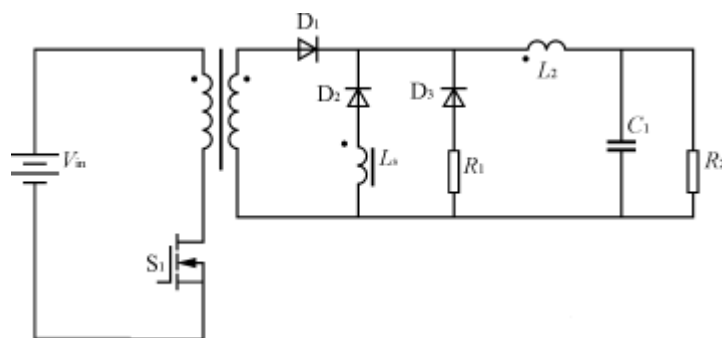


图 2 尖峰抑制器的应用

2.2 磁放大器

磁放大器是利用可控饱和电感的导通延时的物理特性，控制开关电源的占空比和输出功率。该开关特性受输出电路反馈信号的控制，即利用磁芯的开关功能，通过弱信号来实现电压脉冲脉宽控制以达到输出电压的稳定。在可控饱和电感上加上适当的采样和控制器件，调节其导通延时的时间，就可以构成最常见的磁放大器稳压电路。

磁放大器稳压电路有电压型控制和电流型控制两种。图 3 所示为电压型复位电路，它包括电压检测及误差放大电路，复位电路和控制输出二极管 D3，它是单闭环电压调节系统。

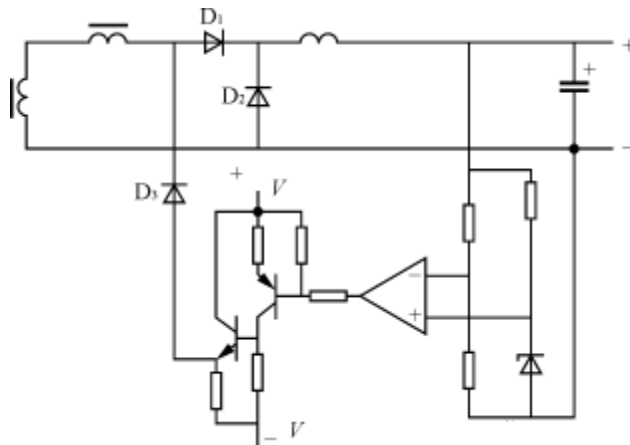


图 3 磁放大器电压型复位稳压电路

图 4 所示为移相全桥 ZVS-PWM 开关电源磁放大器稳压器 [2]。全桥开关电路变压器二次双半波整流各接一个磁放大器 SR，其铁心绕有工作绕组和控制绕组。在正半周，当某输出整流管正偏（另一输出整流管反偏），变压器副边输出的方波脉冲加在相应的工作绕组上，使 SR 铁心正向磁化（增磁）；在负半周，该输出整流管反偏，和控制绕组串联的二极管 D3 正偏导通，在直流控制电流 I_c 的作用下，使该 SR 的铁心去磁（复位）。

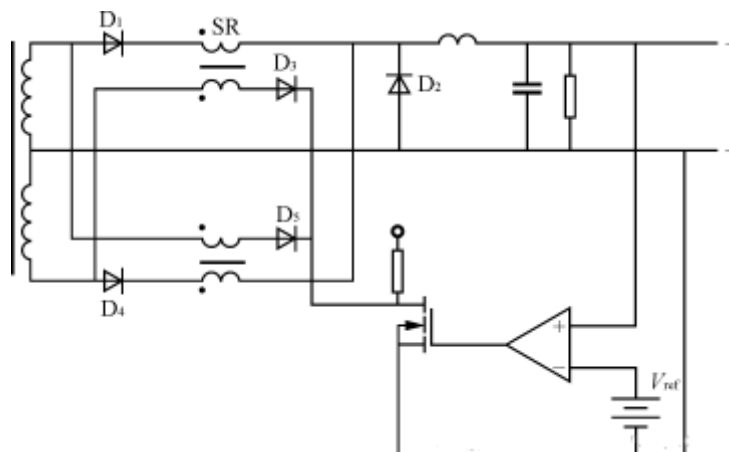


图 4 移相全桥 ZVS-PWM 开关电源磁放大器稳压器

控制电路的工作原理是：开关电源输出电压与基准比较后，经误差放大控制 MOS 管的栅极，MOS 管提供与输出电压有关的磁放大器 SR 的控制电流 I_c 。

2.3 移相全桥 ZVS-PWM 变换器

移相全桥 ZVS-PWM 变换器结合了零电压开关准谐振技术和传统 PWM 技术两者的优点，工作频率固定，在换相过程中利用 LC 谐振使器件零电压开关，在换相完毕后仍然采用 PWM 技术传送能量，控制简单，开关损耗小，可靠性高，是一种适合于大中功率开关电源的软开关电路。但当负载很轻时，尤其是滞后桥臂开关管的 ZVS 条件难以满足。

将饱和电感作为移相全桥 ZVS-PWM 变换器的谐振电感 [3]，能扩大轻载下开关电源满足 ZVS 条件的范围。将其应用于弧焊逆变电源中 [4]，可减少附加环路能量和有效占空比的损失，在保证效率的基础上，扩展了零电压切换的负载范围，提高了软开关弧焊逆变电源的可靠性。

将饱和电感与开关电源的隔离变压器二次输出整流管串联，可消除二次寄生振荡，减小循环能量，并使移相全桥 ZVS-PWM 开关电源的占空比损失最小。

除此以外，将饱和电感与电容串接在移相全桥 ZVS-PWM 开关电源变压器一次 [5]，超前臂开关管按 ZVS 工作；当负载电流趋近于零时，电感量增大，阻止电流反向变化，创造了滞后臂开关管 ZCS 条件，实现移相全桥 ZV-ZCSPWM 变换器。[继续阅读文章](#)

一 开关电源中光耦隔离的几种典型接法对比

- 在一般的隔离电源中，光耦隔离反馈是一种简单、低成本的方式。但对于光耦反馈的各种连接方式及其区别，目前尚未见到比较深入的研究。而且在很多场合下，由于对光耦的工作原理理解不够深入，光耦接法混乱，往往导致电路不能正常工作。本研究将详细分析光耦工作原理，并针对光耦反馈的几种典型接法加以对比研究。

1 常见的几种连接方式及其工作原理

常用于反馈的光耦型号有 TLP521、PC817 等。这里以 TLP521 为例，介绍这类光耦的特性。

TLP521 的原边相当于一个发光二极管，原边电流 I_f 越大，光强越强，副边三极管的电流 I_c 越大。副边三极管电流 I_c 与原边二极管电流 I_f 的比值称为光耦的电流放大系数，该系数随温度变化而变化，且受温度影响较大。作反馈用的光耦正是利用“原边电流变化将导致副边电流变化”来实现反馈，因此在环境温度变化剧烈的场合，由于放大系数的温漂比较大，应尽量不通过光耦实现反馈。此外，使用这类光耦必须注意设计外围参数，使其工作在比较宽的线性带内，否则电路对运行参数的敏感度太强，不利于电路的稳定工作。

通常选择 TL431 结合 TLP521 进行反馈。这时，TL431 的工作原理相当于一个内部基准为 2.5 V 的电压误差放大器，所以在其 1 脚与 3 脚之间，要接补偿网络。

常见的光耦反馈第 1 种接法，如图 1 所示。图中， V_o 为输出电压， V_d 为芯片的供电电压。com 信号接芯片的误差放大器输出脚，或者把 PWM 芯片（如 UC3525）的内部电压误差放大器接成同相放大器形式，com 信号则接到其对应的同相端引脚。注意左边的地为输出电压地，右边的地为芯片供电电压地，两者之间用光耦隔离。

图 1 所示接法的工作原理如下：当输出电压升高时，TL431 的 1 脚（相当于电压误差放大器的反向输入端）电压上升，3 脚（相当于电压误差放大器的输出脚）电压下降，光耦 TLP521 的原边电流 I_f 增大，光耦的另一端输出电流 I_c 增大，电阻 R_4 上的电压降增大，com 引脚电压下降，占空比减小，输出电压减小；反之，当输出电压降低时，调节过程类似。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

常见的第 2 种接法,如图 2 所示。与第 1 种接法不同的是,该接法中光耦的第 4 脚直接接到芯片的误差放大器输出端,而芯片内部的电压误差放大器必须接成同相端电位高于反相端电位的形式,利用运放的一种特性——当运放输出电流过大(超过运放电流输出能力)时,运放的输出电压值将下降,输出电流越大,输出电压下降越多。因此,采用这种接法的电路,一定要把 PWM 芯片的误差放大器的两个输入引脚接到固定电位上,且必须是同向端电位高于反向端电位,使误差放大器初始输出电压为高。

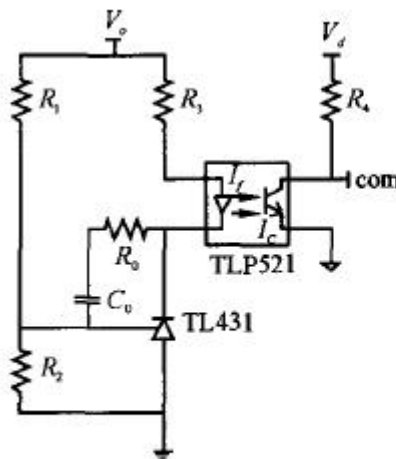


图 1 光耦反馈第 1 种接法

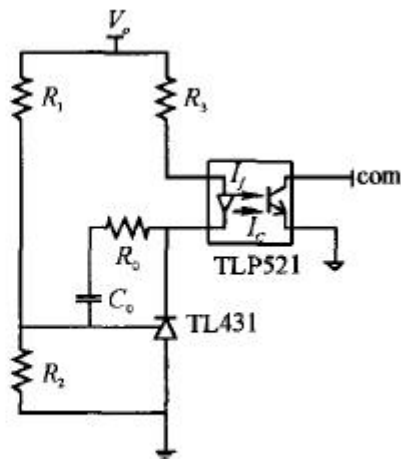


图 2 光耦反馈的第 2 种接法

图 2 所示接法的工作原理是:当输出电压升高时,原边电流 I_f 增大,输出电流 I_c 增大,由于 I_c 已经超过了电压误差放大器的电流输出能力,com 脚电压下降,占空比减小,输出电压减小;反之,当输出电压下降时,调节过程类似。

- 常见的第 3 种接法,如图 3 所示。与图 1 基本相似,不同之处在于图 3 中多了一个电阻 R_6 ,该电阻的作用是对 TL431 额外注入一个电流,避免 TL431 因注入电流过小而不能正常工作。实际上如适当选取电阻值 R_3 ,电阻 R_6 可以省略。调节过程基本上同图 1 接法一致。

常见的第 4 种接法,如图 4 所示。该接法与第 2 种接法类似,区别在于 com 端与光耦第 4 脚之间多接了一个电阻 R_4 ,其作用与第 3 种接法中的 R_6 一致,其工作原理基本同接法 2。

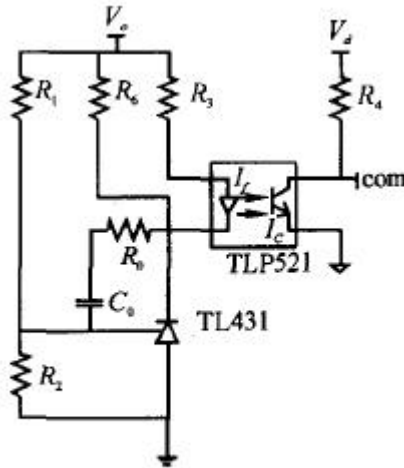


图3 光耦反馈的第3种接法

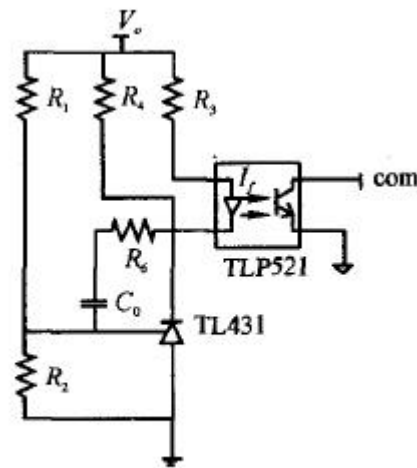


图4 光耦反馈的第4种接法

2 各种接法的比较

在比较之前，需要对实际的光耦 TLP521 的几个特性曲线作一下分析。首先是 I_c - V_{ce} 曲线，如图 5，图 6 所示。

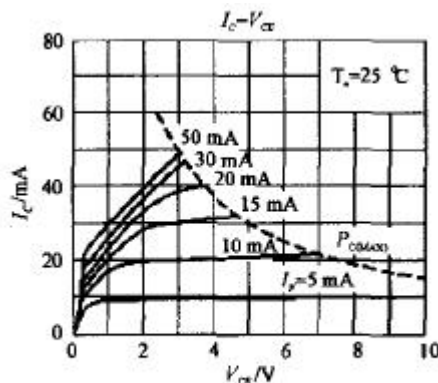


图5 TLP521 的 I_c - V_{ce} 曲线

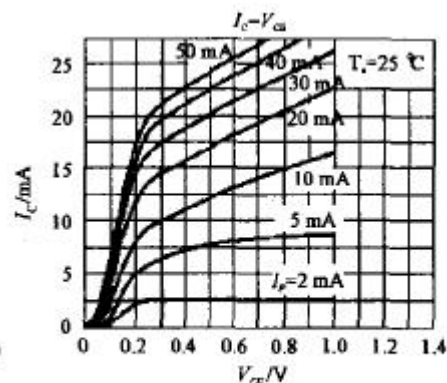
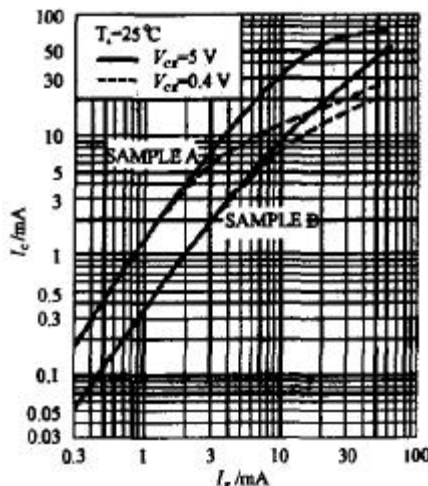
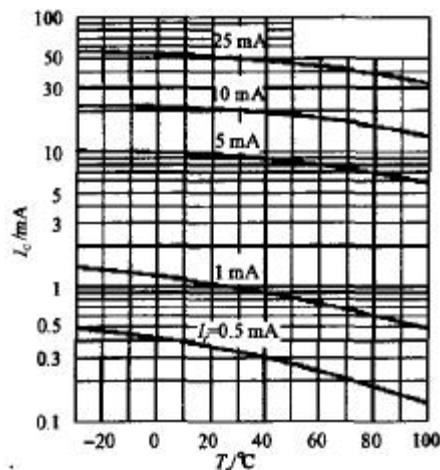


图6 TLP521 的 I_c - V_{ce} 曲线

由图 5、图 6 可知，当 I_f 小于 5 mA 时， I_f 的微小变化都将引起 I_c 与 V_{ce} 的剧烈变化，光耦的输出特性曲线平缓。这时如果将光耦作为电源反馈网络的一部分，其传递函数增益非常大。对于整个系统来说，一个非常高的增益容易引起系统不稳定，所以将光耦的静态工作点设置在电流 I_f 小于 5 mA 是不恰当的，设置为 5~10 mA 较恰当。

此外，还需要分析光耦的 I_c - I_f 曲线，如图 7 所示。

由图 7 可以看出，在电流 I_f 小于 10 mA 时， I_c - I_f 基本不变，而在电流 I_f 大于 10 mA 之后，光耦开始趋向饱和， I_c - I_f 的值随着 I_f 的增大而减小。对于一个电源系统来说，如果环路的增益是变化的，则将可能导致不稳定，所以将静态工作点设置在 I_f 过大处（从而输出特性容易饱和），也是不合理的。需要说明的是， I_c - I_f 曲线是随温度变化的，但是温度变化所影响的是在某一固定 I_f 值下的 I_c 值，对 I_c - I_f 比值基本无影响，曲线形状仍然同图 7，只是温度升高，曲线整体下移，这个特性从 I_c - T_a 曲线（如图 8 所示）中可以看出。

图7 TLP521的 $I_c - I_r$ 曲线图8 TLP521的 $I_c - T_a$ 曲线

由图8可以看出，在 I_f 大于5 mA时， $I_c - T_a$ 曲线基本上是互相平行的。

根据上述分析，以下针对不同的典型接法，对比其特性以及适用范围。本研究以实际的隔离半桥辅助电源及反激式电源为例说明。 [继续阅读文章](#)

一 开关电源拓扑结构详解

- 主回路—开关电源中，功率电流流经的通路。主回路一般包含了开关电源中的开关器件、储能器件、脉冲变压器、滤波器、输出整流器、等所有功率器件，以及供电输入端和负载端。

开关电源（直流变换器）的类型很多，在研究开发或者维修电源系统时，全面了解开关电源主回路的各种基本类型，以及工作原理，具有极其重要的意义。

开关电源主回路可以分为隔离式与非隔离式两大类型。

1. 非隔离式电路的类型：

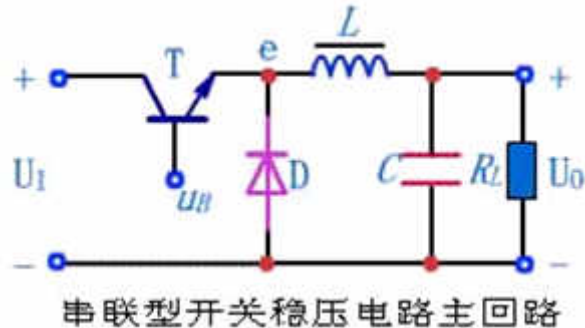
非隔离——输入端与输出端电气相通，没有隔离。

1.1. 串联式结构

串联——在主回路中开关器件（下图中所示的开关三极管T）与输入端、输出端、电感器L、负载RL四者成串联连接的关系。

开关管T交替工作于通/断两种状态，当开关管T导通时，输入端电源通过开关管T及电感器L对负载供电，并同时电感器L充电，当开关管T关断时，电感器L中的反向电动势使续流二极管D自动导通，电感器L中储存的能量通过续流二极管D形成的回路，对负载R继续供电，从而保证了负载端获得连续的电流。

《开关电源设计实例指南》为OFweek电子工程网版权所有



串联式结构，只能获得低于输入电压的输出电压，因此为降压式变换。例如 buck 拓扑型开关电源就是属于串联式的开关电源 <http://www.eetrend.com/blog/100019740>

上图是在图 1-1-a 电路的基础上，增加了一个整流二极管和一个 LC 滤波电路。其中 L 是储能滤波电感，它的作用是在控制开关 K 接通期间 T_{on} 限制大电流通过，防止输入电压 U_i 直接加到负载 R 上，对负载 R 进行电压冲击，同时对流过电感的电流 i_L 转化成磁能进行能量存储，然后在控制开关 T 关断期间 T_{off} 把磁能转化成电流 i_L 继续向负载 R 提供能量输出；C 是储能滤波电容，它的作用是在控制开关 K 接通期间 T_{on} 把流过储能电感 L 的部分电流转化成电荷进行存储，然后在控制开关 K 关断期间 T_{off} 把电荷转化成电流继续向负载 R 提供能量输出；D 是整流二极管，主要功能是续流作用，故称它为续流二极管，其作用是在控制开关关断期间 T_{off} ，给储能滤波电感 L 释放能量提供电流通路。

在控制开关关断期间 T_{off} ，储能电感 L 将产生反电动势，流过储能电感 L 的电流 i_L 由反电动势 e_L 的正极流出，通过负载 R，再经过续流二极管 D 的正极，然后从续流二极管 D 的负极流出，最后回到反电动势 e_L 的负极。

对于图 1-2，如果不看控制开关 T 和输入电压 U_i ，它是一个典型的反 r 型滤波电路，它的作用是把脉动直流电压通过平滑滤波输出其平均值。

串联式开关电源输出电压 u_o 的平均值 U_a 为：

$$U_a = U_i \frac{T_{on}}{T} = D \times U_i \quad (1-1)$$

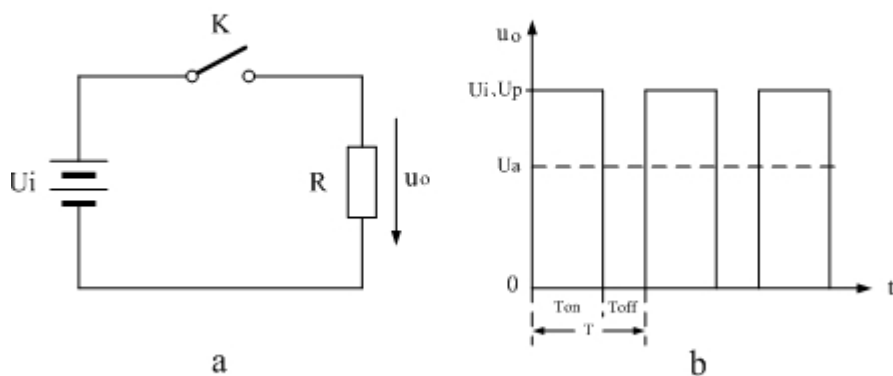
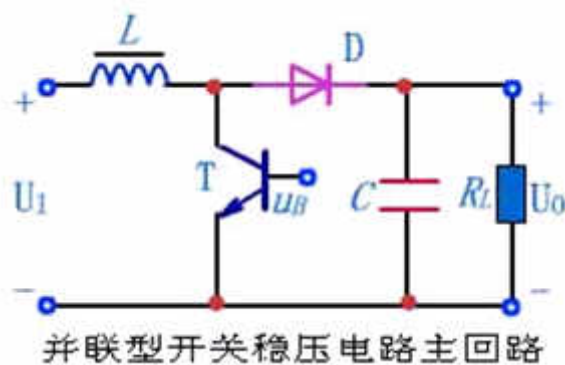


图1-1

• 1.2. 并联式结构

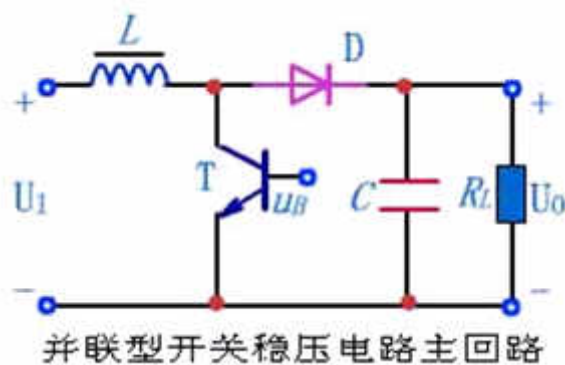
并联——在主回路中，相对于输入端而言，开关器件（下图中所示的开关三极管 T）与输出端负载成并联连接的关系。

开关管 T 交替工作于通/断两种状态，当开关管 T 导通时，输入端电源通过开关管 T 对电感器 L 充电，同时续流二极管 D 关断，负载 R 靠电容器存储的电能供电；当开关管 T 关断时，续流二极管 D 导通，输入端电源电压与电感器 L 中的自感电动势正向叠加后，通过续流二极管 D 对负载 R 供电，并同时给电容器 C 充电。



由此可见，并联式结构中，可以获得高于输入电压的输出电压，因此为升压式变换。并且为了获得连续的负载电流，并联结构比串联结果对输出滤波电容 C 的容量有更高的要求。例如 boots 拓扑型的开关电源就是属于并联型式的开关电源。

并联开关电源输出电压 U_o 为：



boots 拓扑输出电压 U_o : $U_o = U_i (1 + D / (1 - D)) = U_i (1 / (1 - D))$ (D 为占空比)

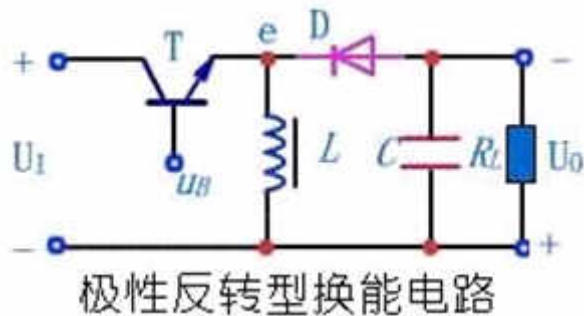
1.3. 极性反转型变换器结构 (inverting)

极性反转——输出电压与输入电压的极性相反。电路的基本结构特征是：在主回路中，相对于输入端而言，电感器 L 与负载成并联。（也是串联式开关电源的一种，一般又称为反转式串联开关电源）

$$U_o = U_i + \frac{U_i \times T_{on}}{T_{off}} = U_i \left(1 + \frac{D}{1-D}\right) \quad (1-50)$$

开关管 T 交替工作于通/断两种状态，工作过程与并联式结构相似，当开关管 T 导通时，输入端电源通过开关管 T 对电感器 L 充电，同时续流二极管 D 关断，负载 RL 靠电容器存储的电能供电；当开关管 T 关断时，续流二极管 D 导通，电感器 L 中的自感电动势通过续流二极管 D 对负载 RL 供电，并同时对电容器 C 充电；由于续流二极管 D 的反向极性，使输出端获得相反极性的电压输出。

反转式串联开关电源输出电压 U_o 为：



由 (1-27) 式可以看出，反转式串联开关电源输出电压与输入电压与开关接通的时间成正比，与开关关断的时间成反比。

2. 隔离式电路的类型：

隔离——输入端与输出端电气不相通，通过脉冲变压器的磁耦合方式传递能量，输入输出完全电气隔离。

2.1. 单端正激式 single Forward Converter

- r (又叫单端正激式变压器开关电源)

单端——通过一只开关器件单向驱动脉冲变压器；

正激式：就是只有在开关管导通的时候，能量才通过变压器或电感向负载释放，当开关关闭的时候，就停止向负载释放能量。目前属于这种模式的开关电源有：串联式开关电源，buck 拓扑结构开关电源，激式变压器开关电源、推免式、半桥式、全桥式都属于正激式模式。

反激式：就是在开关管导通的时候存储能量，只有在开关管关断的时候释放才向负载释放能量。属于这种模式的开关电源有：并联式开关电源、boots、极性反转型变换器、反激式变压器开关电源。

正激变压器——脉冲变压器的原/付边相位关系，确保在开关管导通，驱动脉冲变压器原边时，变压器付边同时对负载供电。

所谓正激式变压器开关电源，是指当变压器的初级线圈正在被直流电压激励时，变压器的次级线圈正好有功率输出。（正激式变压器开关电源是推免式变压器开关电源衍生过来的，推免式有两个控制开关，正激式改成一个开关控制。）

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

$$U_o = \frac{U_i \times T_{on}}{T_{off}} = \frac{U_i \times D}{1-D} \quad (1-27)$$

U_1 是开关电源的输入电压， N 是开关变压器， T 是控制开关， L 是储能滤波电感， C 是储能滤波电容， D_2 是续流二极管， D_3 是削反峰二极管， R_L 是负载电阻。

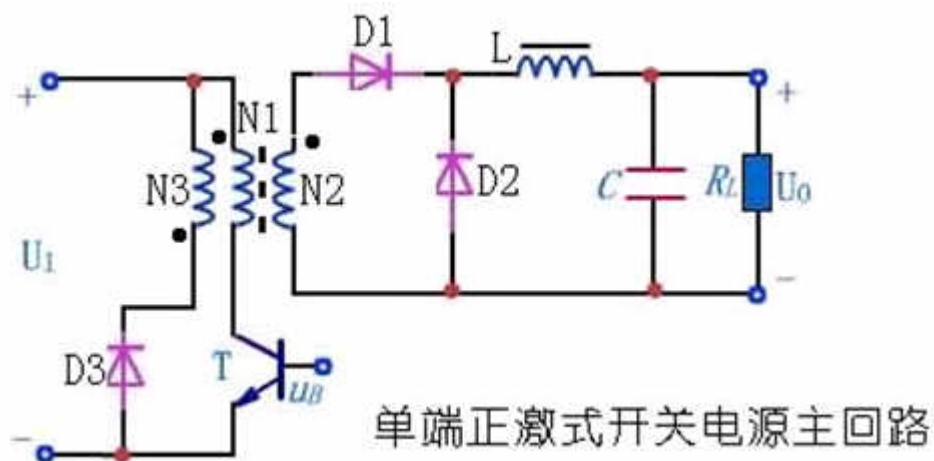
在上图中，需要特别注意的是开关变压器初、次级线圈的同名端。如果把开关变压器初线圈或次级线圈的同名端弄反，上图就不再是正激式变压器开关电源了

该电路的最大问题是：开关管 T 交替工作于通/断两种状态，当开关管关断时，脉冲变压器处于“空载”状态，其中储存的磁能将被积累到下一个周期，直至电感器饱和，使开关器件烧毁。图中的 D_3 与 N_3 构成的磁通复位电路，提供了泄放多余磁能的渠道。

• **2.2. 单端反激式 Single Flyback Converter (单端反激式变压器开关电源)**

所谓反激式变压器开关电源，是指当变压器的初级线圈正好被直流电压激励时，变压器的次级线圈没有向负载提供功率输出，而仅在变压器初级线圈的激励电压被关断后才向负载提供功率输出，这种变压器开关电源称为反激式开关电源。

反激式电路与正激式电路相反，脉冲变压器的原/付边相位关系，确保当开关管导通，驱动脉冲变压器原边时，变压器付边不对负载供电，即原/付边交错通断。脉冲变压器磁能被积累的问题容易解决，但是，由于变压器存在漏感，将在原边形成电压尖峰，可能击穿开关器件，需要设置电压钳位电路予以保护 D_3 、 N_3 构成的回路。从电路原理图上看，反激式与正激式很相象，表面上只是变压器同名端的区别，但电路的工作方式不同， D_3 、 N_3 的作用也不同。



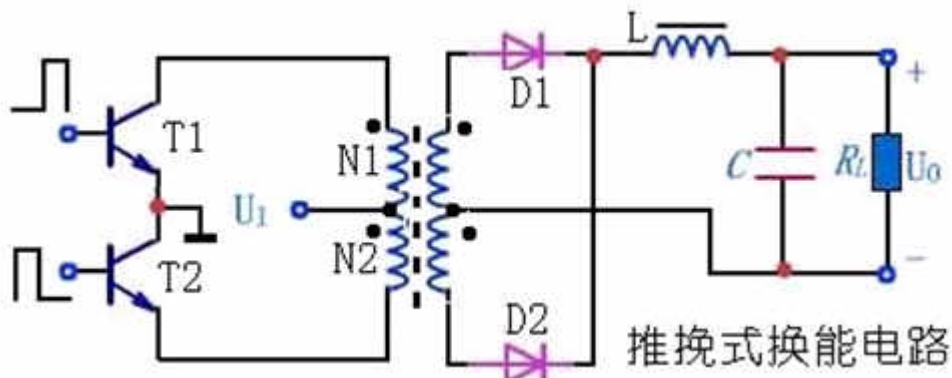
反激式变压器开关电源的输出电压为：

$$U_o = \frac{nU_i}{1-D} D \quad \text{--- 输出电压} \quad (1-110)$$

(1-110) 式中, U_o 为反激式变压器开关电源的输出电压, U_i 变压器初级线圈输入电压, D 为控制开关的占空比, n 为变压器次级线圈与初级线圈的匝数比。

2.3. 推挽 Push pull (变压器中心抽头) 式

这种电路结构的特点是: 对称性结构, 脉冲变压器原边是两个对称线圈, 两只开关管接成对称关系, 轮流通断, 工作过程类似于线性放大电路中的乙类推挽功率放大器。



主要优点: 高频变压器磁芯利用率高(与单端电路相比)、电源电压利用率高(与后面要叙述的半桥电路相比)、输出功率大、两管基极均为低电平, 驱动电路简单。

主要缺点: 变压器绕组利用率低、对开关管的耐压要求比较高(至少是电源电压的两倍)。

[继续阅读文章](#)

——开关电源设计之 EMC/EMI/ESD 篇

——EMC 设计之工程实例——开关电源设计

- 通常, 仿真软件对于 **EMC/EMI** 类问题工程问题的处理过程为“建模—》复现问题—》改进设计”。然而, **EMC/EMI** 问题具有随机性和多变性的特点, 因此, 完整的“复现”一个实际工程中的 **EMC/EMI** 问题是很难做到。Ansoft 提供的“自顶向下”

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

的 EMC 解决方案可以轻松解决这个问题。如果你在汽车电子设计、开关电源设计、系统设计或者设备级设计中正受到 EMC/EMI 类问题的困扰，本系列文章将通过工程实例分析，为你排忧解难。

通常，仿真软件对于 EMC/EMI 类问题工程问题的处理过程为“建模—》复现问题—》改进设计”。然而，EMC/EMI 问题具有随机性和多变性的特点，因此，完整的“复现”一个实际工程中的 EMC/EMI 问题是很难做到。Ansoft 提供的“自顶向下”的 EMC 解决方案可以轻松解决这个问题。如果你在汽车电子设计、开关电源设计、系统设计或者器件设计中正受到 EMC/EMI 类问题的困扰，本系列文章将通过工程实例分析，为你排忧解难。

Rockwell 公司应用 Ansoft 设计流程对其一款开关电源设备进行的 EMI 设计

1.采用 Q3D 对开关电源的 PCB 版图进行寄生参数抽取。



图 9 开关电源的 PCB 版图进行寄生参数抽取

- 2.在 Simplorer 中搭建用于传导干扰仿真的虚拟测试平台。图 10 实物部分为实际测量开关电源传导发射时采用的电路，包括直流电源、线性阻抗稳定网络（LISN）和被测开关电源板。下方为在 Simplorer 中搭建的虚拟测试平台的原理图，其中蓝色部分采用的是 Q3D 中抽取的版图寄生参数模型。

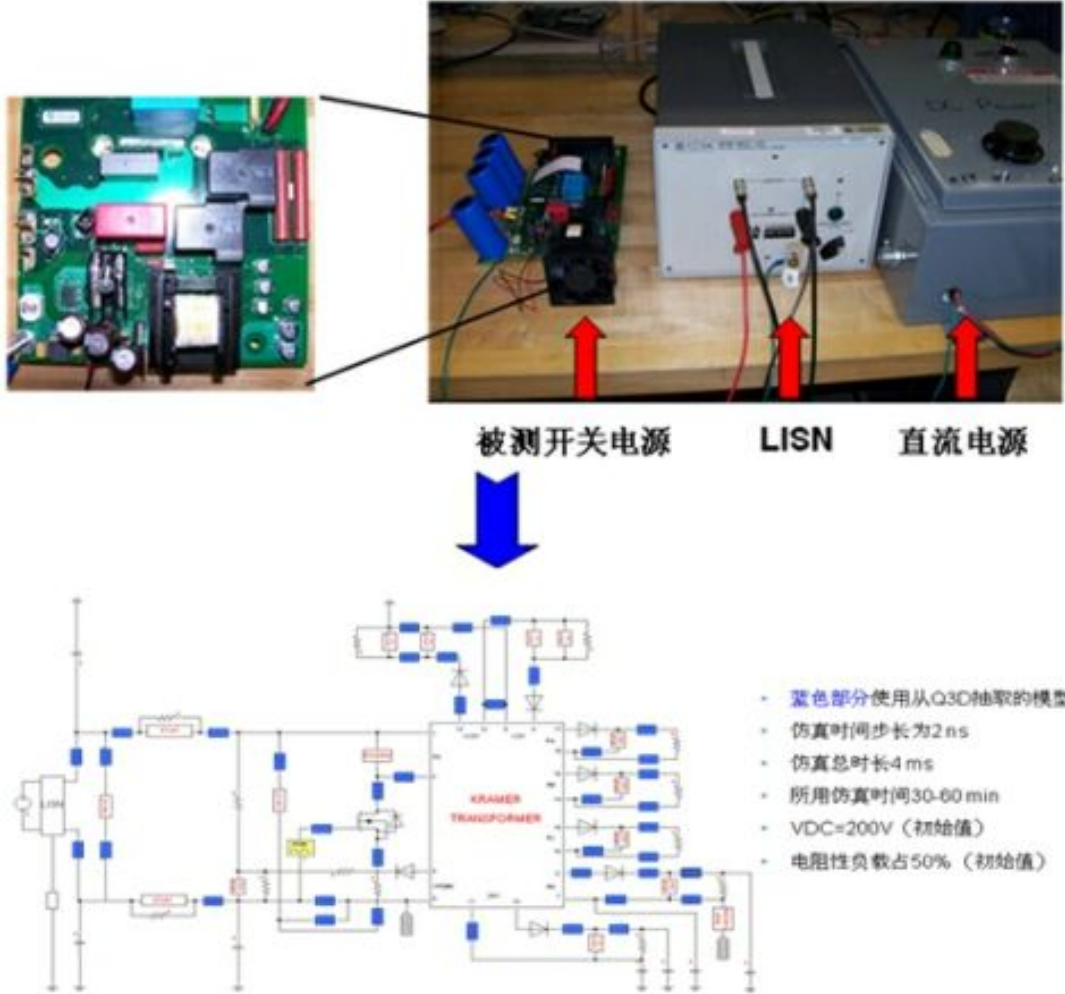


图 10 实际测试平台和与之对应的 Simplorer 中搭建用于传导干扰仿真的虚拟测试平台。

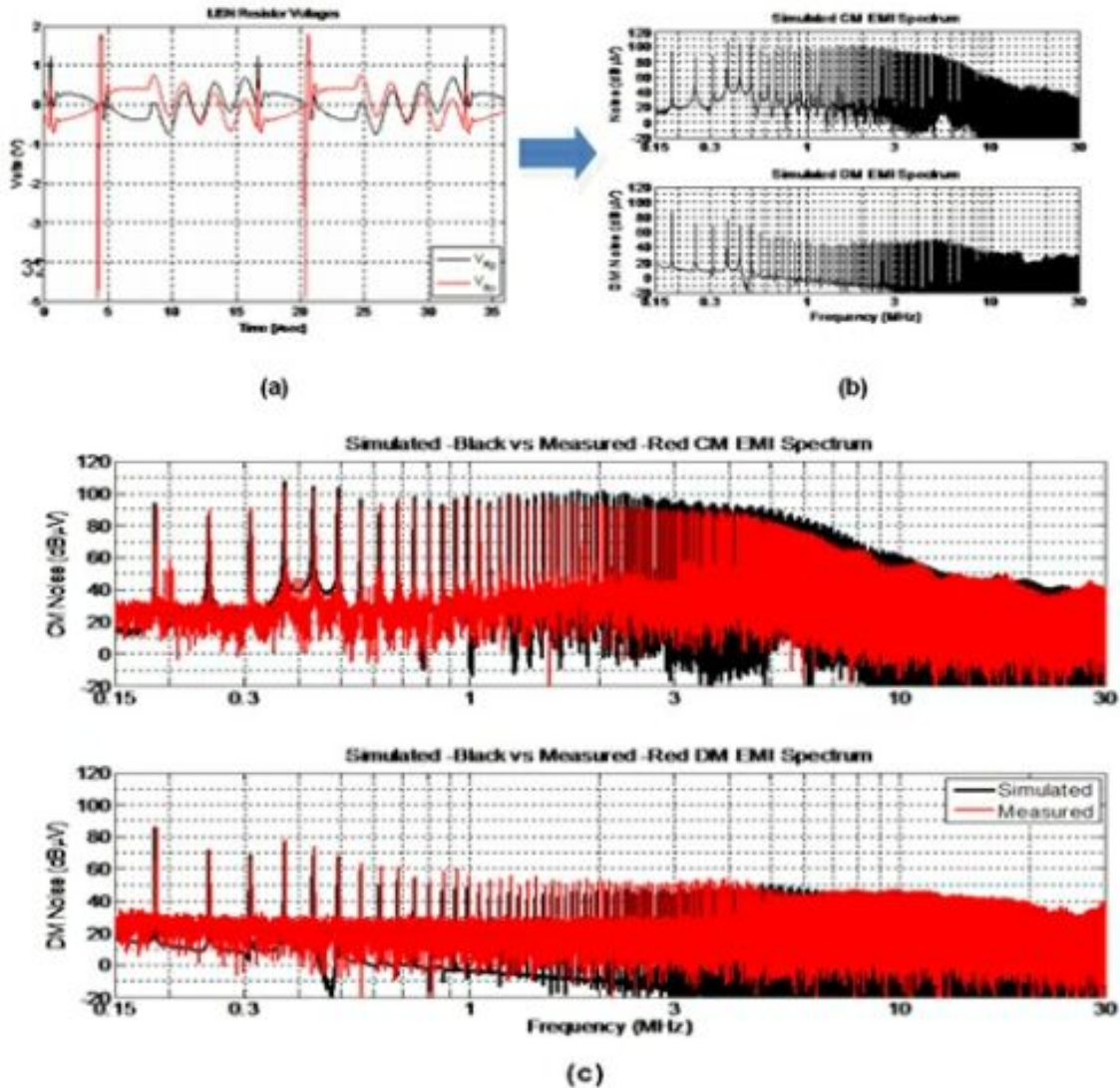


图 11 LISN 网络输出端仿真与测试结果

3.图 11 (a) 为经过 Simplorer 仿真得到的由 LISN 网络输出的共模与差模干扰电压的时域波形, 图 11 (b) 为经过 FFT 变换后得到的共模与差模 EMI 在 150KHz~30MHz 的频谱图, 图 11 (c) 为仿真结果与实测结果的对比, 其中黑线为仿真结果, 红线为实测结果, 二者有很好的 consistency。 [继续阅读文章](#)

一 开关电源电磁干扰的产生机理与抑制技术

- 随着现代电子技术和功率器件的发展，开关电源以其体积小，重量轻，高性能，高可靠性等特点被广泛应用于计算机及外围设备通信、自动控制、家用电器等领域，为人们的生产生活和社会的建设提供了很大帮助。但是，随着现代电子技术的快速发展，电子电气设备的广泛应用，处于同一工作环境的各种电子、电气设备的距离越来越远，电子电路工作的外部环境进一步恶化。由于开关电源工作在高频开关状态，内部会产生很高的电流、电压变化率，导致开关电源产生较强的电磁干扰。电磁干扰信号不仅对电网造成污染，还直接影响到其他用电设备甚至电源本身的正常工作，而且作为辐射干扰闯入空间，造成电磁污染，制约着人们的生产和生活。

国内在 20 世纪 80—90 年代，为了加强对当前国内电磁污染的治理，制定了一些与 CISPR 标准、IEC801 等国际标准相对应的标准。自从 2003 年 8 月 1 日中国强制实施 3C 认证(china compulsory certification)工作以来，掀起了“电磁兼容热”，近距离的电磁干扰研究与控制愈来愈引起电子研究人员们的关注，当前已成为当前研究领域的一个新热点。本文将针对开关电源电磁干扰的产生机理系统地论述相关的抑制技术。

1 开关电源电磁干扰的抑制

形成电磁干扰的三要素是干扰源、传播途径和受扰设备。因而，抑制电磁干扰应从这三方面入手。抑制干扰源、消除干扰源和受扰设备之间的耦合和辐射、提高受扰设备的抗扰能力，从而改善开关电源的电磁兼容性能的目的。

1.1 采用滤波器抑制电磁干扰

滤波是抑制电磁干扰的重要方法，它能有效地抑制电网中的电磁干扰进入设备，还可以抑制设备内的电磁干扰进入电网。在开关电源输入和输出电路中安装开关电源滤波器，不但可以解决传导干扰问题，同时也是解决辐射干扰的重要武器。滤波抑制技术分为无源滤波和有源滤波 2 种方式。

1.1.1 无源滤波技术

无源滤波电路简单，成本低廉，工作性能可靠，是抑制电磁干扰的有效方式。无源滤波器由电感、电容、电阻元件组成，其直接作用是解决传导发射。开关电源中应用的无源滤波器的原理结构图如图 1 所示。

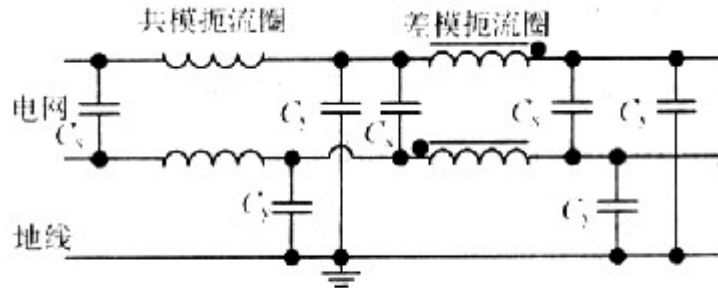


图 1 开关电源中使用的典型滤波器

由于原电源电路中滤波电容容量大，整流电路中会产生脉冲尖峰电流，这个电流由非常多的高次谐波电流组成，对电网产生干扰；另外电路中开关管的导通或截止、变压器的初级线圈都会产生脉动电流。由于电流变化率很高，对周围电路会产生出不同频率的感应电流，其中包括差模和共模干扰信号，这些干扰信号可以通过 2 根电源线传导到电网其他线路和干扰其他的电子设备。图中差模滤波部分可以减少开关电源内部的差模干扰信号，又能大大衰减设备本身工作时产生的电磁干扰信号传向电网。又根据电磁感应定律，得 $E=Ldi/dt$ ，其中： E 为 L 两端的电压降； L 为电感量； di/dt 为电流变化率。显然要求电流变化率越小，则要求电感量就越大。

脉冲电流回路通过电磁感应其他电路与大地或机壳组成的回路产生的干扰信号为共模信号；开关电源电路中开关管的集电极与其他电路之间产生很强的电场，电路会产生位移电流，而这个位移电流也属于共模干扰信号。图 1 中共模滤波器就是用来抑制共模干扰，使之受到衰减。

1. 1. 2 有源滤波技术

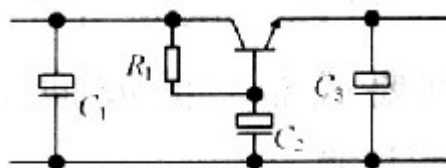


图 2 有源电源滤波器

有源滤波技术是抑制共模干扰的一种有效方法。该方法从噪声源出发而采取的措施(如图 2 所示)，其基本思想是设法从主回路中取出一个与电磁干扰信号大小相等、相位相反的补偿信号去平衡原来的干扰信号，以达到降低干扰水平的目的。如图 2 所示，利用晶体管的电流放大作用，通过把发射极的电流折合到基极，在基极回路来滤波。 R_1 、 C_2 组成的滤波器使基极纹波很小，这样射极的纹波也很小。由于 C_2 的容量小于 C_3 ，减小了电容的体积。这种方式仅适合低压小功率电源的情况。另外，在设计和选用滤波器时应注意频率特性、耐压性能、额定电流、阻抗特性、屏蔽和可靠性。滤波器的安装位置要恰当，安装方法要正确，才能对干扰起到预期的滤波作用。

[继续阅读文章](#)

一 开关电源电磁兼容设计经验谈

- 随着电力电子技术的发展，开关电源模块因其相对体积小、效率高、工作可靠等优点开始取代传统整流电源而被广泛应用到社会的各个领域。但由于开关电源工作频率高，内部产生很快的电流、电压变化，即 dv/dt 和 di/dt ，导致开关电源模块将产生较强的谐波干扰和尖峰干扰，并通过传导、辐射和串扰等耦合途径影响自身电路及其它电子系统的正常工作，当然其本身也会受到其它电子设备电磁干扰的影响。这就是所讨论的电磁兼容性问题，也是关于开关电源电磁兼容的电磁骚扰 EMD 与电磁敏感度 EMS 设计问题。由于国家开始对部分电子产品强制实行 3C 认证，因此一个电子设备能否满足电磁兼容标准，将关系到这一产品能否在市场上销售，所以进行开关电源的电磁兼容性研究显得非常重要。

电磁兼容学是一门综合性学科，它涉及的理论包括数学、电磁场理论、天线与电波传播、电路理论、信号分析、通讯理论、材料科学、生物医学等。

进行开关电源的电磁兼容性设计时，首先进行一个系统设计，明确以下几点：

1. 明确系统要满足的电磁兼容标准；
2. 确定系统内的关键电路部分，包括强干扰源电路、高度敏感电路；
3. 明确电源设备工作环境中的电磁干扰源及敏感设备；
4. 确定对电源设备所要采取的电磁兼容性措施。

一、DC/DC 变换器内部噪声干扰源分析

1. 二极管的反向恢复引起噪声干扰

在开关电源中常使用工频整流二极管、高频整流二极管、续流二极管等，由于这些二极管都工作在开关状态，如图所示，在二极管由阻断状态到导通工作过程中，将产生一个很高的电压尖峰 VFP；在二极管由导通状态到阻断工作过程中，存在一个反向恢复时间 t_{rr} ，在反向恢复过程中，由于二极管封装电感及引线电感的存在，将产生一个反向电压尖峰 VRP，由于少子的存储与复合效应，会产生瞬变的反向恢复电流 IRP，这种快速的电流、电压突变是电磁干扰产生的根源。

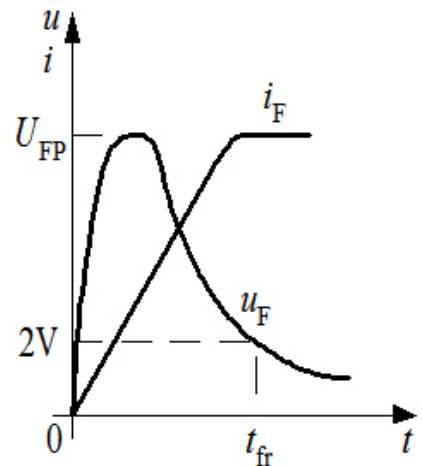
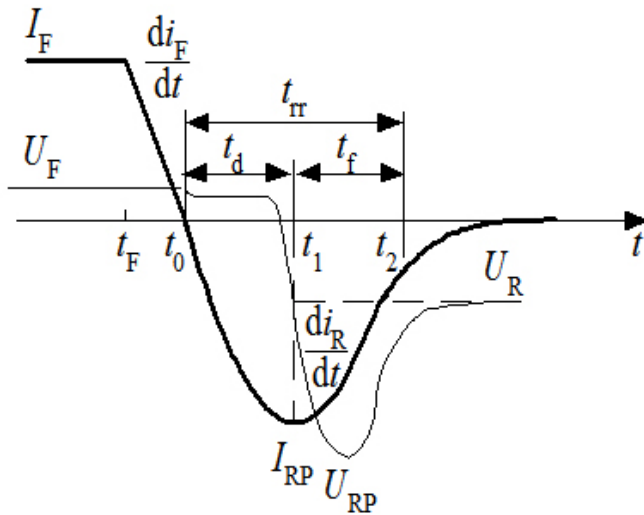
2. 开关管开关动作时产生电磁干扰

二极管反向恢复时电流电压波形 二极管正向导通电流电压波形

在正激式、推挽式、桥式变换器中，流过开关管的电流波形在阻性负载时近似矩形波，含有丰富的高频成分，这些高频谐波会产生很强的电磁干扰，在反激变换器中，流过开关管的电流波形在阻性负载时近似三角波，高次谐波成分相对较少。开关管在开通时，由于开关时间很短以及逆变回路中引线电感的存在，将产生很大的 dv/dt 突变和很高的尖峰电压，在开关管的关断时，由于关断时间很短，将产生很大的 di/dt 突变和很高的电流尖峰，这些电流、电压突变将产生很强的电磁干扰。

3. 电感、变压器等磁性元件引起的电磁干扰：在开关电源中存在输入滤波电感、功率变压器、隔离变压器、输出滤波电感等磁性元件，隔离变压器初次级之间存在寄生电容，高频干扰信号通过寄生电容耦合到次边；功率变压器由于绕制工艺等原因，原次边耦合不理想而存在漏感，漏电感将产生电磁辐射干扰，另外功率变压器线圈绕组流过高频脉冲电流，

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有



在周围形成高频电磁场；电感线圈中流过脉动电流会产生电磁场辐射，而且在负载突切时，会形成电压尖峰，同时当它工作在饱和状态时，将会产生电流突变，这些都会引起电磁干扰；

4. 控制电路中周期性的高频脉冲信号如振荡器产生的高频脉冲信号等将产生高频高次谐波，对周围电路产生电磁干扰。
5. 此外电路中还会有地环路干扰、公共阻抗耦合干扰，以及控制电源噪声干扰等。
6. 开关电源中的布线设计非常重要，不合理布线将使电磁干扰通过线线之间的耦合电容和分布互感串扰或辐射到邻近导线上，从而影响其它电路的正常工作。
7. 热辐射产生的电磁干扰，热辐射是以电磁波的形式进行热交换，这种电磁干扰影响其它电子元器件或电路的正常工作。

二、外界电磁干扰

对于某一电子设备，外界对其产生影响的电磁干扰包括：电网中的谐波干扰、雷电、太阳噪声、静电放电，以及周围的高频发射设备引起的干扰。

三、电磁干扰的后果

电磁干扰将造成传输信号畸变，影响设备的正常工作。对于雷电、静电放电等高能量的电磁干扰，严重时损坏设备。而对于某些设备，电磁辐射会引起重要信息的泄漏。

四、开关电源的电磁兼容设计

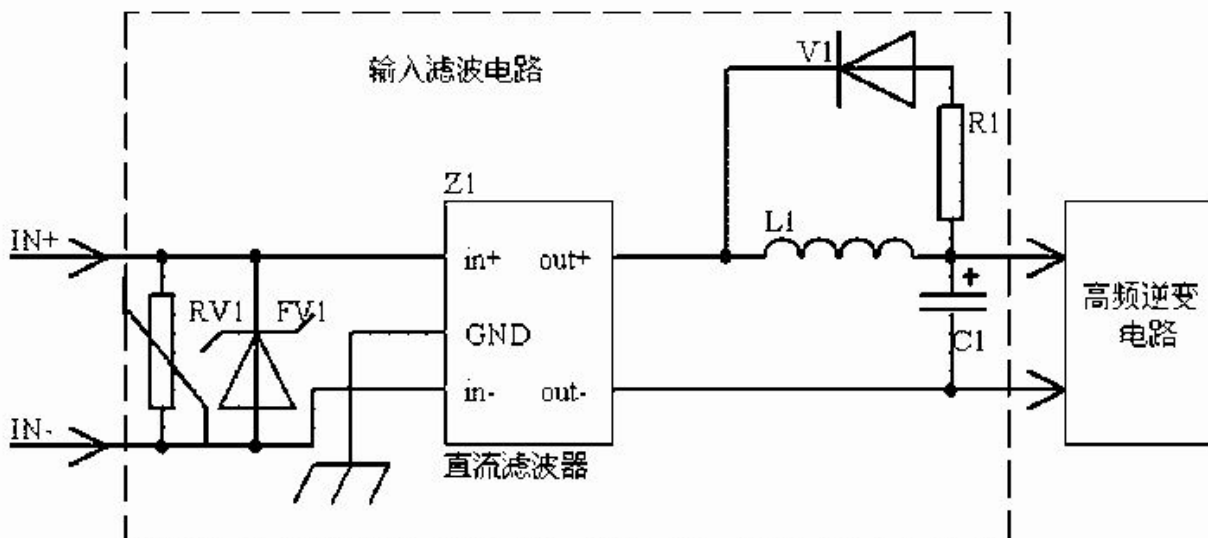
了解了开关电源内部及外部电磁干扰源后，我们还应知道，形成电磁干扰机理的三要素是还有传播途径和受扰设备。因此开关电源的电磁兼容设计主要从以下三个方面入手：1，减小干扰源的电磁干扰能量；2，切断干扰传播途径；3，提高受扰设备的抗干扰能力。

正确了解和把握开关电源的电磁干扰源及其产生机理和干扰传播途径，对于采取何种抗干扰措施以使设备满足电磁兼容要求非常重要。由于干扰源有开关电源内部产生的干扰源和外部的干扰源，而且可以说干扰源无法消除，受扰设备也总是存在，因此可以说电磁兼容问题总是存在。

下面以隔离式 DC/DC 变换器为例，讨论开关电源的电磁兼容性设计：

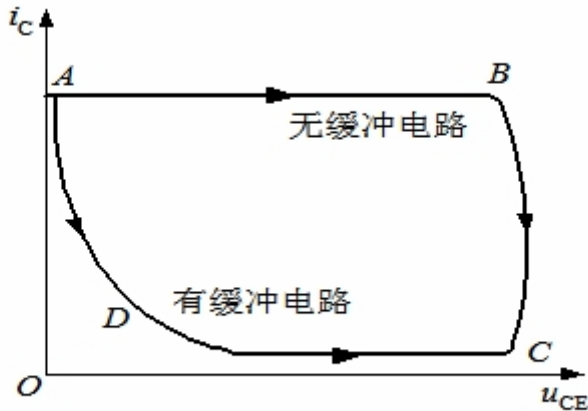
• 1. DC/DC 变换器输入滤波电路的设计

如图所示，FV1 为瞬态电压抑制二极管，RV1 为压敏电阻，都具有很强的瞬变浪涌电流的吸收能力，能很好的保护后级元件或电路免遭浪涌电压的破坏。Z1 为直流 EMI 滤波器，必须良好接地，接地线要短，最好直接安装在金属外壳上，还要保证其输入、输出线之间的屏蔽隔离，才能有效的切断传导干扰沿输入线的传播和辐射干扰沿空间的传播。L1、C1 组成低通滤波电路，当 L1 电感值较大时，还需增加如图所示的 V1 和 R1 元件，形成续流回路吸收 L1 断开时释放的电场能，否则 L1 产生的电压尖峰就会形成电磁干扰，电感 L1 所使用的磁芯最好为闭合磁芯，带气隙的开环磁芯的漏磁场会形成电磁干扰，C1 的容量较大为好，这样可以减小输入线上的纹波电压，从而减小输入导线周围形成的电磁场。



2. 高频逆变电路的电磁兼容设计，如图所示，C2、C3、V2、V3 组成的半桥逆变电路，V2、V3 为 IGBT、MOSFET 等开关元件，在 V2、V3 开通和关断时，由于开关时间很快以及引线电感、变压器漏感的存在，回路会产生较高的 di/dt、dv/dt 突变，从而形成电磁干扰，为此在变压器原边两端增加 R4、C4 构成的吸收回路，或在 V2、V3 两端分别并联电容器 C5、C6，并缩短引线，减小 ab、cd、gh、ef 的引线电感。在设计中，C4、C5、C6 一般采用低感电容，电容器容量的大小取决于引线电感量、回路中电流值以及允许的过冲电压值的大小， $L1/2=C\Delta V/2$ 公式求得 C 的大小，其中 L 为回路电感，I 为回路电流， ΔV 为过冲电压值。

为减小 ΔV ，就必须减小回路引线电感值，为此在设计时常使用一种叫“多层低感复合母排”的装置，由我所申请专利的该种母排装置能将回路电感降低到足够小，达 10nH 级，从而达到减小高频逆变回路电磁干扰的目的。

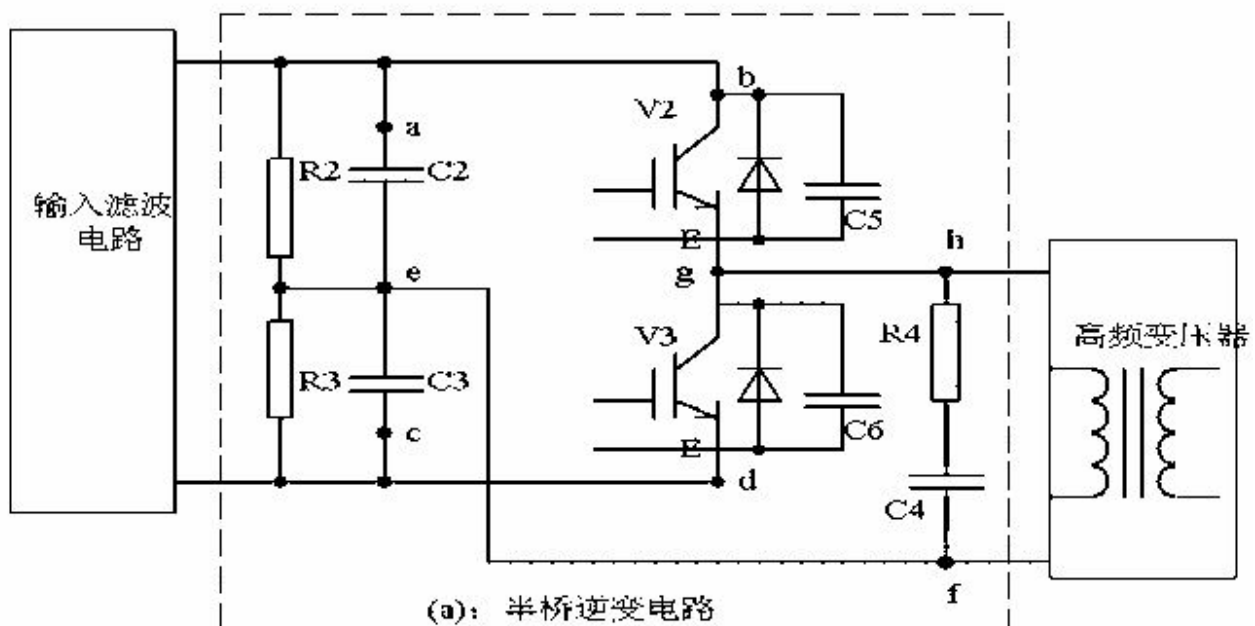


开关管电流、电压波形比较图

开关管电流、电压波形比较图

从电磁兼容性设计角度考虑，应尽量降低开关管 V2、V3 的开关频率，从而降低 di/dt 、 dv/dt 值。另外使用 ZCS 或 ZVS 软开关变换技术能有效降低高频逆变回路的电磁干扰。在大电流或高电压下的快速开关动作是产生电磁噪声的根本，因此尽可能选用产生电磁噪声小的电路拓扑，如在同等条件下双管正激拓扑比单管正激拓扑产生电磁噪声要小，全桥电路比半桥电路产生电磁噪声要小。

如图所示增加吸收电路后开关管上的电流、电压波形与没有吸收回路时的波形比较。



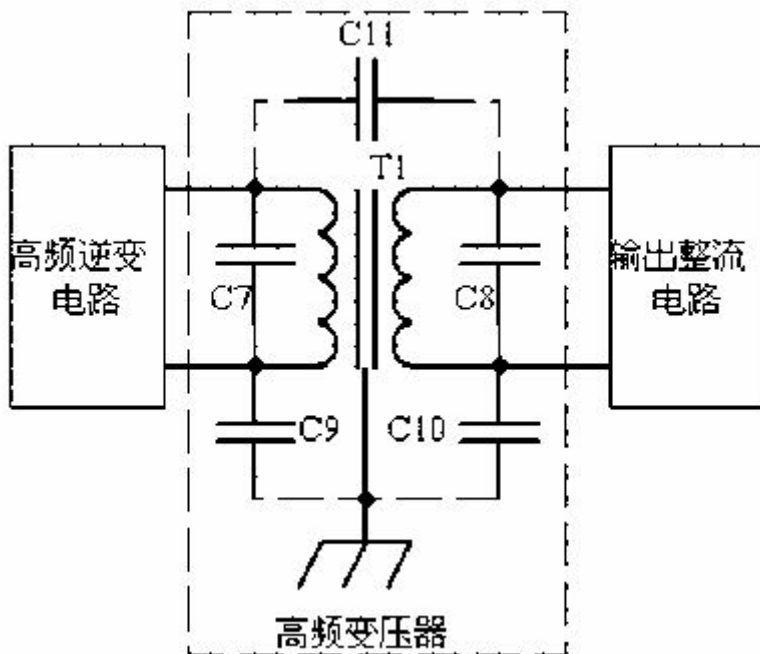
3. 高频变压器的电磁兼容设计

在高频变压器 T1 的设计时，尽量选用电磁屏蔽性较好的磁芯材料。

如图所示，C7、C8为匝间耦合电路，C11为绕组间耦合电容，在变压器绕制时，尽量减小分布电容C11，以减小变压器原边的高频干扰耦合到次边绕组。另外为进一步减小电磁干扰，可在原、次边绕组间增加一个屏蔽层，屏蔽层良好接地，这样变压器原、次边绕组对屏蔽层间就形成耦合电容C9、C10，高频干扰电流就通过C9、C10流到大地。

由于变压器是一个发热元件，较差的散热条件必然导致变压器温度升高，从而形成热辐射，热辐射是以电磁波形式对外传播，因此变压器必须有很好的散热条件。

- 通常将高频变压器封装在一个铝壳盒内，铝盒还可安装在铝散热器上，并灌注电子硅胶，这样变压器即可形成较好的电磁屏蔽，还可保证有较好的散热效果，减小电磁辐射。

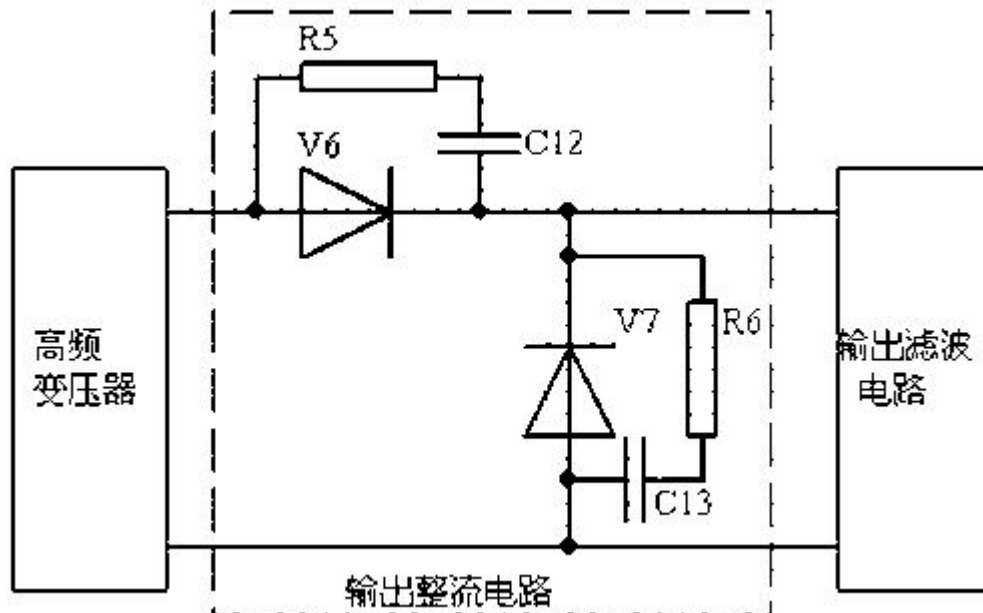


5. 输出整流电路电磁兼容设计

如图所示为输出半波整流电路，V6为整流二极管，V7为续流二极管，由于V6、V7工作于高频开关状态，因此输出整流电路的电磁干扰源主要是V6和V7，R5、C12和R6、C13分别连接成V6、V7的吸收电路，用于吸收其开关动作时产生的电压尖峰，并以热的形式在R5、R6上消耗。

减少整流二极管的数量就可减小电磁干扰的能量，因此同等条件下，采用半波整流电路比采用全波整流和全桥整流产生的电磁干扰要小。

为减小二极管的电磁干扰，必须选用具有软恢复特性的、反向恢复电流小、反向恢复时间短的二极管器件。从理论上讲，肖特基势垒二极管（SBD）是多数载流子导流，不存在少子的存储与复合效应，因而也就不会有反向电压尖峰干扰，但实际上对于较高反向工作电压的肖特基二极管，随着电子势垒厚度的增加，反向恢复电流会增大，也会产生电磁噪声。因此在输出电压较低的情况下选用肖特基二极管作直流二极管产生的电磁干扰会比选用其它二极管器件要小。



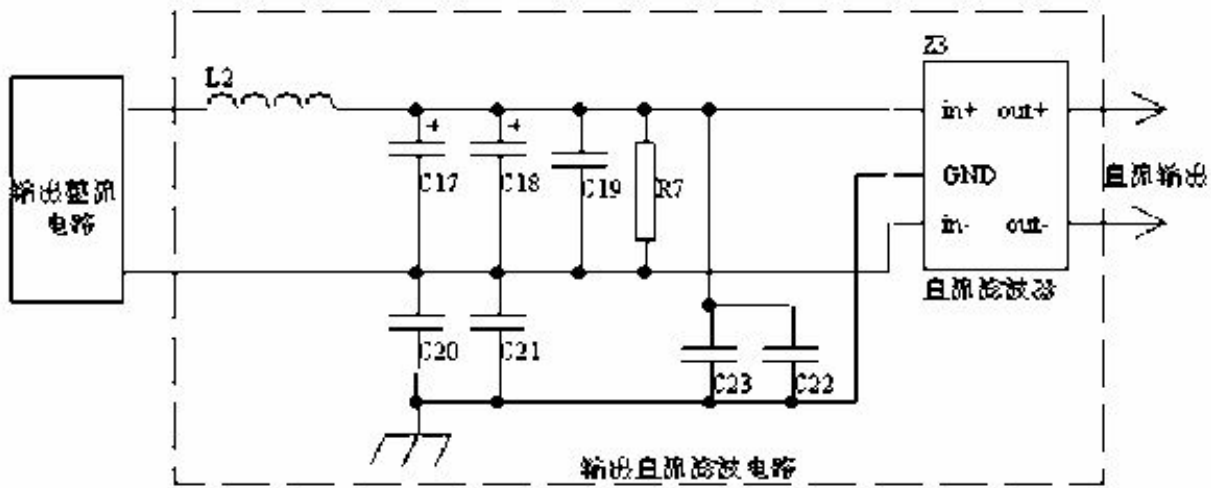
6. 输出直流滤波电路的电磁兼容设计

输出直流滤波电路主要用于切断电磁传导干扰沿导线向输出负载端传播，减小电磁干扰在导线周围的电磁辐射。

如图所示，L2、C17、C18 组成的 LC 滤波电路，能减小输出电流、电压纹波的大小，从而减小通过辐射传播的电磁干扰，滤波电容 C17、C18 尽量采用多个电容并联，减小等效串联电阻，从而减小纹波电压，输出电感 L2 值尽量大，减小输出纹波电流的大小，另外电感 L2 最好使用不开气隙的闭环磁芯，最好不是饱和电感。在设计时，我们要记住，导线上有电流、电压的变化，在导线周围就有变化的电磁场，电磁场就会沿空间传播形成电磁辐射。

C19 用于滤除导线上的共模干扰，尽量选用低感电容，且接线要短，C20、C21、C22、C23 用于滤除输出线上的差模干扰，宜选用低感的三端电容，且接地线要短，接地可靠。

Z3 为直流 EMI 滤波器，根据情况使用或不使用，是采用单级还是多级滤波器，但要求 Z3 直接安装在金属机箱上，最好滤波器输入、输出线能屏蔽隔离。



7. 接触器、继电器等其它开关器件电磁兼容设计

继电器、接触器、风机等在掉电后，其线圈将产生较大的电压尖峰，从而产生电磁干扰，为此在直流线圈两端反并联一个二极管或 RC 吸收电路，在交流线圈两端并联一个压敏电阻用于吸收线圈掉电后产生的电压尖峰。同时要注意如果接触器线圈电源与辅助电源的输入电源为同一个电源，之间最好通过一个 EMI 滤波器。继电器触头动作时也将产生电磁干扰，因此要在触头两端增加 RC 吸收回路。

8. 开关电源箱体结构的电磁兼容设计

材料选择：没有“磁绝缘”材料，电磁屏蔽是利用“磁短路”的原理，来切断电磁干扰在设备内部与外界空气中的传播路径。在进行开关电源的箱体结构设计时，要充分考虑对电磁干扰的屏蔽效能，对于屏蔽材料的选择原则是，当干扰电磁场的频率较高时，选用高电导率的金属材料，屏蔽效果较好；当干扰电磁波的频率较低时，要采用高导磁率的金属材料，屏蔽效果较好；在某些场合下，如果要求对高频和低频电磁场都具有良好的屏蔽效果时，往往采用高电导率和高导磁率的金属材料组成多层屏蔽体。 [继续阅读文章](#)

一、开关电源 EMC 必须掌握的几个概念

1. 电磁干扰的产生与传输

电磁干扰传输有两种方式：一种是传导传输方式，另一种则是辐射传输方式。传导传输是在干扰源和敏感设备之间有完整的电路连接，干扰信号沿着连接电路传递到接收器而发生电磁干扰现象。

辐射传输是干扰信号通过介质以电磁波的形式向外传播的干扰形式。常见的辐射耦合有三种：1) 一个天线发射的电磁波被另一个天线意外地接收，称为天线对天线的耦合；2) 空间电磁场经导线感应而耦合，称为场对线的耦合。3) 两根平等导线之间的高频信号相互感应而形成的耦合，称为线对线的感应耦合。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

2.电磁干扰的产生机理

从被干扰的敏感设备角度来说，干扰耦合又可分为传导耦合和辐射耦合两类。

- 传导耦合模型

传导耦合按其原理可分为电阻性耦合、电容性耦合和电感性耦合三种基本耦合方式。

- 辐射耦合模型

辐射耦合是干扰耦合的另一种方式，除了从干扰源发出的有意辐射外，还有大量的无意辐射。同时，PCB板上的走线无论是电源线、信号线、时钟线、数据线或者控制线等，都能起到天线的效果，即可辐射出干扰波，又可起到接收作用。

3.电磁干扰控制技术

①传输通道抑制

- **滤波**：在设计和选用滤波器时应注意频率特性、耐压性能、额定电流、阻抗特性、屏蔽和可靠性。滤波器的安装正确与否对其插入损耗特性影响很大，只有安装位置恰当，安装方法正确，才能对干扰起到预期的滤波作用。在安装滤波器时应考虑安装位置，输入输出侧的配线必须屏蔽隔离，以及高频接地和搭接方法。

- **屏蔽**：电磁屏蔽按原理可分为电场屏蔽、磁场屏蔽和电磁场屏蔽三种。电场屏蔽包含静电屏蔽和交变电场屏蔽；磁场屏蔽包含低频磁场屏蔽和高频磁场屏蔽。不同类型的电磁屏蔽对屏蔽体的要求不同。在实际的屏蔽中，电磁屏蔽效能更大程度上依赖于屏蔽体的结构，即导电的连续性。实际的屏蔽体由于制造、装配、维修、散热、观察及接口连接要求，其上面一般都开有形状各异、尺寸不同的孔缝，这些孔缝对于屏蔽体的屏蔽效能起着重要的影响作用，因此必须采取措施来抑制孔缝的电磁泄漏。

- **接地**：接地有安全接地和信号接地两种。同时，接地也会引入接地阻抗及地回路干扰。接地技术包括接地点的选择、电路组合、接地的设计和抑制接地干扰措施的合理应用等。

- **搭接**：搭接是指导体间低阻抗连接，只有良好的搭接才能使电路完成其设计功能，使干扰的各种抑制措施得以发挥作用。搭接方法可分为永久性搭接和半永久性搭接两种，而搭接类型分为直接搭接和间接搭接。

- **布线**：布线是印刷电路板电磁兼容性设计的关键，应选择合理的导线宽度，采取正确的布线策略，如加粗地线，将地线闭合成环路，减少导线不连续性，采用多层板等。

②空间分离

空间分离是抑制空间辐射骚扰和感应耦合骚扰的有效方法，通过加大骚扰源和接受器敏感设备之间的空间距离，使骚扰电磁场到达敏感设备时的强度已衰减到低于接受设备敏感度门限，从而达到抑制电磁干扰的目的。由电磁场理论可知，场强在近区感应场中以 $1/r^3$ 的方式衰减，远区辐射场的场强分布按 $1/r$ 方式减小。因此，为了满足系统的电磁兼容性要求，尽量将组成系统的各个设备间的空间距离增大。在设备、系统布线中，限制平行线缆的最小间距，以减少串扰。在 PCB

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

设计中，规定引线条间的最小间隔。另外，空间分离也包括在空间有限的情况下，对骚扰源辐射方向的方位调整、骚扰源电场矢量与磁场矢量的空间取向的控制。

③时间分离

当骚扰源非常强，不易采用其他方法可靠抑制时，通常采用时间分隔的方法，使有用信号在骚扰信号停止发射的时间内传输，或者当强骚扰信号发射时，使易受骚扰的敏感设备短时关闭，以避免遭受损害。时间分隔控制有两种形式，一种是主动时间分隔，适用于有用信号出现时间与干扰信号出现时间有确定先后关系的情况；另一种是被动时间分隔，按照干扰信号与有用信号出现的特征使其中某一信号迅速关闭，从而达到时间上不重合、不覆盖的控制要求。

④频谱管理

频谱的规划划分是把各频段划分给各种无线电业务，为特定用户制定频段。制定国家标准规范是防止干扰以及在某些情况下确保通信系统达到所需通信性能的基础。这包括无线电设备的核准程序，无线电发射机、接收机和其他设备型号核准所要求的最低性能标准文件。

⑤电气隔离

电气隔离是避免电路中传导干扰的可靠方法，同时还能使有用信号正常耦合传输。常见的电气隔离耦合形式有机械耦合、电磁耦合、光电耦合等。DC/DC 变换器是一种应用广泛的电器隔离器件，它将一种直流电压转换成另一种直流电压，为了防止多个设备共用一个电源引起共电源内阻干扰，应用 DC/DC 变换器单独对各路供电，以保证电路不受电源中的信号干扰。

• 一、开关电源产生干扰的原因

开关电源首先将工频交流整流为直流，再逆变为高频，最后经过整流滤波电路输出，得到稳定的直流电压，因此自身含有大量的谐波干扰。同时，由于变压器的漏感和输出二极管的反向恢复电流造成的尖峰，都形成了潜在的电磁干扰。开关电源中的干扰源主要集中在电压、电流变化大的元器件上，突出表现在开关管、二极管、高频变压器等上。

①开关电路产生的电磁干扰

开关电路是开关电源的主要干扰源之一。开关电路是开关电源的核心，主要由开关管和高频变压器组成。它产生的 du/dt 具有较大幅度的脉冲，频带较宽且谐波丰富。这种脉冲干扰产生的主要原因是：开关管负载为高频变压器初级线圈，是感性负载。在开关管导通瞬间，初级线圈产生很大的涌流，并在初级线圈的两端出现较高的浪涌尖峰电压；在开关管断开瞬间，由于初级线圈的漏磁通，致使一部分能量没有从一次线圈传输到二次线圈，储藏在电感中的这部分能量将和集电极电路中的电容、电阻形成带有尖峰的衰减振荡，叠加在关断电压上，形成关断电压尖峰。电源电压中断会产生与初级线圈接通时一样的磁化冲击电流瞬变，这种瞬变是一种传导型电磁干扰，既影响变压器初级，还会使传导干扰返回配电系统，造成电网谐波电磁干扰，从而影响其他设备的安全和经济运行。

②整流电路产生的电磁干扰

整流电路中，在输出整流二极管截止时有一个反向电流，它恢复到零点的时间与结电容等因素有关。其中，能将反向电流迅速恢复到零的二极管称为硬恢复特性二极管，这种二极管在变压器漏感和其他分布参数的影响下将产生较强的高频干扰，其频率可达几十 MHz。高频整流回路中的整流二极管正向导通时有较大的正向电流流过，在其受反偏电压而转向截

止时，由于 **PN 结** 中有较多的载流子积累，因而在载流子消失之前的一段时间里，电流会反向流动，致使载流子消失的反向恢复电流急剧减少而发生很大的电流变化 (di/dt)。

③高频变压器

高频变压器的初级线圈、开关管和滤波电容构成的高频开关电流环路可能会产生较大的空间辐射，形成辐射干扰。如果电容滤波容量不足或高频特性不好，电容上的高频阻抗会使高频电流以差模方式传导到交流电源中形成传导干扰。需要注意的是，在二极管整流电路产生的电磁干扰中，整流二极管反向恢复电流的 di/dt 远比续流二极管反向恢复电流的 di/dt 大得多。作为电磁干扰源来研究，整流二极管反向恢复电流形成的干扰强度高、频带宽。但是，整流二极管产生的电压跳变远小于 **功率** 开关管导通和关断时产生的电压跳变。因此，也可不计整流二极管产生的 $|dv/dt|$ 影响，把整流电路当成电磁干扰耦合通道的一部分来研究。

④分布电容引起的干扰

开关电源工作在高频状态，因而其分布电容不可忽略。一方面，散热片与开关管集电极间的绝缘片接触面积较大，且绝缘片较薄，因此两者间的分布电容在高频时不能忽略。高频电流会通过分布电容流到散热片上，再流到机壳地，产生共模干扰；另一方面，脉冲变压器的初次级之间存在着分布电容，可将原边电压直接耦合到副边上，在副边作直流输出的两条电源线上产生共模干扰。

⑤杂散参数影响耦合通道的特性

在传导干扰频段 ($<30\text{MHz}$)，多数开关电源干扰的耦合通道是可以用电路**网络**来描述的。但是，开关电源中的任何一个实际元器件，如电阻、电容、电感乃至开关管、二极管都包含有杂散参数，且研究的频带愈宽，等值电路的阶次愈高。因此，包括各元器件杂散参数和元器件间的耦合在内的开关电源的等效电路将复杂得多。在高频时，杂散参数对耦合通道的特性影响很大，分布电容的存在成为电磁干扰的通道。另外，在开关管功率较大时，集电极一般都需加上散热片，散热片与开关管之间的分布电容在高频时不能忽略..... [继续阅读文章](#)

一、开关电源 EMC 设计中电容特性的分析

- 许多电子设计者都知道滤波电容在**电源**中起的作用，但在**开关电源**输出端用的滤波电容上，与工频电路中选用的滤波电容并不一样，在工频电路中用作滤波的普通电解电容器，其上的脉动电压频率仅有 100 赫兹，充放电时间是毫秒数量级，为获得较小的脉动系数，需要的电容量高达数十万微法，因而一般低频用普通铝电解电容器制造，目标是以提高电容量为主，电容器的电容量、损耗角正切值以及漏电流是鉴别其优劣的主要参数。

在**开关**稳压电源中作为输出滤波用的电解电容器，其上锯齿波电压的频率高达数十千赫，甚至数十兆赫，它的要求和低频应用时不同，电容量并不是主要指标，衡量它好坏的则是它的阻抗-频率特性，要求它在开关稳压电源的工作频段内要有低的阻抗，同时，对于电源内部，由于**半导体**器件开始工作所产生高达数百千赫的尖峰噪声，亦能有良好的滤波作用，一般低频用普通电解电容器在 10 千赫左右，其阻抗便开始呈现感性，无法满足开关电源使用要求。

开关稳压电源专用的高频铝电解电容器，它有四端子，正极铝片的两端分别引出作为电容器的正极，负极铝片的两端也分别引出作为负极。稳压电源的电流从四端电容的一个正端流入，经过电容内部，再从另一个正端流向负载；从负载返回的电流也从电容的一个负端流入，再从另一个负端流向电源负端。

因为四端电容具有良好的高频特性，它为减小输出电压的脉动分量以及抑制开关尖峰噪声提供了极为有利的手段。

高频铝电解电容器还有多芯的形式，它将铝箔分成较短的若干小段，用多引出片并联连接以减小容抗中的电阻成份，同时，采用低电阻率的材料并用螺杆作为引出端子，以增强电容器承受大电流的能力。

叠片电容也称为无感电容，一般电解电容器的芯子都卷成圆柱形，等效串联电感较大；叠片电容的结构和书本相仿，因流过电流产生的磁通方向相反而被抵消，因而降低了电感的数值，具有更为优良的高频特性，这种电容一般做成方形，便于固定，还可以适当减小占机体积。

此外，还有一种将四端和叠片相结合的四端叠片式高频电解电容器，它综合了两者的优点，高频特性更佳。

一 开关电源 EMI 设计

- 开关电源的 EMI 干扰源集中体现在功率开关管、整流二极管、高频变压器等，外部环境对开关电源的干扰主要来自电网的抖动、雷击、外界辐射等。

1. 开关电源的 EMI 源

开关电源的 EMI 干扰源集中体现在功率开关管、整流二极管、高频变压器等，外部环境对开关电源的干扰主要来自电网的抖动、雷击、外界辐射等。

(1) 功率开关管

功率开关管工作在 On-Off 快速循环转换的状态， dv/dt 和 di/dt 都在急剧变换，因此，功率开关管既是电场耦合的主要干扰源，也是磁场耦合的主要干扰源。

(2) 高频变压器

高频变压器的 EMI 来源集中体现在漏感对应的 di/dt 快速循环变换，因此高频变压器是磁场耦合的重要干扰源。

(3) 整流二极管

整流二极管的 EMI 来源集中体现在反向恢复特性上，反向恢复电流的断续点会在电感（引线电感、杂散电感等）产生高 dv/dt ，从而导致强电磁干扰。

(4) PCB

准确的说，PCB 是上述干扰源的耦合通道，PCB 的优劣，直接对应着对上述 EMI 源抑制的好坏。

2. 开关电源 EMI 传输通道分类

(一) 传导干扰的传输通道

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

(1) 容性耦合

(2) 感性耦合

(3) 电阻耦合

a.公共电源内阻产生的电阻传导耦合

b.公共地线阻抗产生的电阻传导耦合

c.公共线路阻抗产生的电阻传导耦合

(二)。辐射干扰的传输通道

(1) 在开关电源中，能构成辐射干扰源的元器件和导线均可以被假设为天线，从而利用电偶极子和磁偶极子理论进行分析；二极管、电容、功率开关管可以假设为电偶极子，电感线圈可以假设为磁偶极子；

(2) 没有屏蔽体时，电偶极子、磁偶极子，产生的电磁波传输通道为空气（可以假设为自由空间）；

(3) 有屏蔽体时，考虑屏蔽体的缝隙和孔洞，按照泄漏场的数学模型进行分析处理。

3.开关电源 EMI 抑制的 9 大措施

在开关电源中，电压和电流的突变，即高 dv/dt 和 di/dt ，是其 EMI 产生的主要原因。实现开关电源的 EMC 设计技术措施主要基于以下两点：

(1) 尽量减小电源本身所产生的干扰源，利用抑制干扰的方法或产生干扰较小的元器件和电路，并进行合理布局；

(2) 通过接地、滤波、屏蔽等技术抑制电源的 EMI 以及提高电源的 EMS。

分开来讲，9 大措施分别是：

(1) 减小 dv/dt 和 di/dt （降低其峰值、减缓其斜率）

(2) 压敏电阻的合理应用，以降低浪涌电压

(3) 阻尼网络抑制过冲

(4) 采用软恢复特性的二极管，以降低高频段 EMI

(5) 有源功率因数校正，以及其他谐波校正技术

(6) 采用合理设计的电源线滤波器

(7) 合理的接地处理

(8) 有效的屏蔽措施

(9) 合理的 PCB 设计

4.高频变压器漏感的控制

高频变压器的漏感是功率开关管关断尖峰电压产生的重要原因之一，因此，控制漏感成为解决高频变压器带来的 EMI 首要面对的问题。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

减小高频变压器漏感两个切入点：电气设计、工艺设计！

- (1) 选择合适磁芯，降低漏感。漏感与原边匝数平方成正比，减小匝数会显著降低漏感。
- (2) 减小绕组间的绝缘层。现在有一种称之为“黄金薄膜”的绝缘层，厚度 20~100um，脉冲击穿电压可达几千伏。
- (3) 增加绕组间耦合度，减小漏感。

5.高频变压器的屏蔽

为防止高频变压器的漏磁对周围电路产生干扰，可采用屏蔽带来屏蔽高频变压器的漏磁场。屏蔽带一般由铜箔制作，绕在变压器外部一周，并进行接地，屏蔽带相对于漏磁场来说是一个短路环，从而抑制漏磁场更大范围的泄漏。

高频变压器，磁心之间和绕组之间会发生相对位移，从而导致高频变压器在工作中产生噪声（啸叫、振动）。为防止该噪声，需要对变压器采取加固措施：

- (1) 用环氧树脂将磁心（例如 EE、EI 磁心）的三个接触面进行粘接，抑制相对位移的产生；
- (2) 用“玻璃珠”（Glass beads）胶合剂粘结磁心，效果更好。

一开关电源中的 EMC 技术应用

• 1 电磁干扰的产生与传输

电磁干扰传输有两种方式：一种是传导传输方式，另一种则是辐射传输方式。传导传输是在干扰源和敏感设备之间有完整的电路连接，干扰信号沿着连接电路传递到接收器而发生电磁干扰现象。

辐射传输是干扰信号通过介质以电磁波的形式向外传播的干扰形式。常见的辐射耦合有三种：1) 一个天线发射的电磁波被另一个天线意外地接收，称为天线对天线的耦合；2) 空间电磁场经导线感应而耦合，称为场对线的耦合。3) 两根平等导线之间的高频信号相互感应而形成的耦合，称为线对线的感应耦合。

2 电磁干扰的产生机理

从被干扰的敏感设备角度来说，干扰耦合又可分为传导耦合和辐射耦合两类。

• 传导耦合模型

传导耦合按其原理可分为电阻性耦合、电容性耦合和电感性耦合三种基本耦合方式。

• 辐射耦合模型

辐射耦合是干扰耦合的另一种方式，除了从干扰源发出的有意辐射外，还有大量的无意辐射。同时，PCB 板上的走线无论是电源线、信号线、时钟线、数据线或者控制线等，都能起到天线的效果，即可辐射出干扰波，又可起到接收作用。

3 电磁干扰控制技术

① 传输通道抑制

- 滤波：在设计和选用滤波器时应注意频率特性、耐压性能、额定电流、阻抗特性、屏蔽和可靠性。滤波器的安装正确与否对其插入损耗特性影响很大，只有安装位置恰当，安装方法正确，才能对干扰起到预期的滤波作用。在安装滤波器时应考虑安装位置，输入输出侧的配线必须屏蔽隔离，以及高频接地和搭接方法。

- 屏蔽：电磁屏蔽按原理可分为电场屏蔽、磁场屏蔽和电磁场屏蔽三种。电场屏蔽包含静电屏蔽和交变电场屏蔽；磁场屏蔽包含低频磁场屏蔽和高频磁场屏蔽。不同类型的电磁屏蔽对屏蔽体的要求不同。在实际的屏蔽中，电磁屏蔽效能更大程度上依赖于屏蔽体的结构，即导电的连续性。实际的屏蔽体由于制造、装配、维修、散热、观察及接口连接要求，其上面一般都开有形状各异、尺寸不同的孔缝，这些孔缝对于屏蔽体的屏蔽效能起着重要的影响作用，因此必须采取措施来抑制孔缝的电磁泄漏。

- 接地：接地有安全接地和信号接地两种。同时，接地也会引入接地阻抗及地回路干扰。接地技术包括接地点的选择、电路组合、接地的设计和抑制接地干扰措施的合理应用等。

- 搭接：搭接是指导体间低阻抗连接，只有良好的搭接才能使电路完成其设计功能，使干扰的各种抑制措施得以发挥作用。搭接方法可分为永久性搭接和半永久性搭接两种，而搭接类型分为直接搭接和间接搭接。

- 布线：布线是印刷电路板电磁兼容性设计的关键，应选择合理的导线宽度，采取正确的布线策略，如加粗地线，将地线闭合成环路，减少导线不连续性，采用多层板等。

② 空间分离

空间分离是抑制空间辐射骚扰和感应耦合骚扰的有效方法，通过加大骚扰源和接受器敏感设备之间的空间距离，使骚扰电磁场到达敏感设备时的强度已衰减到低于接受设备敏感度门限，从而达到抑制电磁干扰的目的。由电磁场理论可知，场强在近区感应场中以 $1/r^3$ 的方式衰减，远区辐射场的场强分布按 $1/r$ 方式减小。因此，为了满足系统的电磁兼容性要求，尽量将组成系统的各个设备间的空间距离增大。在设备、系统布线中，限制平行线缆的最小间距，以减少串扰。在 PCB 设计中，规定引线条间的最小间隔。另外，空间分离也包括在空间有限的情况下，对骚扰源辐射方向的方位调整、骚扰源电场矢量与磁场矢量的空间取向的控制。

③ 时间分离

当骚扰源非常强，不易采用其他方法可靠抑制时，通常采用时间分隔的方法，使有用信号在骚扰信号停止发射的时间内传输，或者当强骚扰信号发射时，使易受骚扰的敏感设备短时关闭，以避免遭受损害。时间分隔控制有两种形式，一种是主动时间分隔，适用于有用信号出现时间与干扰信号出现时间有确定先后关系的情况；另一种是被动时间分隔，按照干扰信号与有用信号出现的特征使其中某一信号迅速关闭，从而达到时间上不重合、不覆盖的控制要求。

④ 频谱管理

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

频谱的规划划分是把各频段划分给各种无线电业务，为特定用户制定频段。制定国家标准规范是防止干扰以及在某些情况下确保通信系统达到所需通信性能的基础。这包括无线电设备的核准程序，无线电发射机、接收机和其他设备型号核准所要求的最低性能标准文件。

⑤电气隔离

电气隔离是避免电路中传导干扰的可靠方法，同时还能使有用信号正常耦合传输。常见的电气隔离耦合形式有机械耦合、电磁耦合、光电耦合等。DC/DC 变换器是一种应用广泛的电器隔离器件，它将一种直流电压变换成另一种直流电压，为了防止多个设备共用一个电源引起共电源内阻干扰，应用 DC/DC 变换器单独对各路供电，以保证电路不受电源中的信号干扰。 [继续阅读文章](#) →

一一反激式开关电源的变压器 EMC 设计

- 根据噪声活跃节点平衡的思想，提出了一种新的变压器 EMC 设计方法。通过实验验证，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。本方法同样适用于其他形式的带变压器拓扑结构的开关电源。

随着功率半导体器件技术的发展，开关电源高功率体积比和高效率的特性使得其在现代军事、工业和商业等各级别的仪器设备中得到广泛应用，并且随着时钟频率的不断提高，设备的电磁兼容性 (EMC) 问题引起人们的广泛关注。EMC 设计已成为开关电源开发设计中必不可少的重要环节。

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。本文提出了变压器的噪声活跃节点相位干燥绕法，这种设计方法不仅能减少电源线滤波器的体积，还能降低成本。

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的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的贡献较小，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，这些节点的电压包含高强度的高频成分 [2]。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 变压器的主边绕组对副边绕组的寄生电容 C_p ；变压器的副边回路对地的寄生电容 C 变压器主、副边绕组对磁芯的寄生电容 C_s 、 C 以及变压器磁芯对地的寄生电容 C_c 。这些寄生电容在电路中的分布如图 1 所示。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

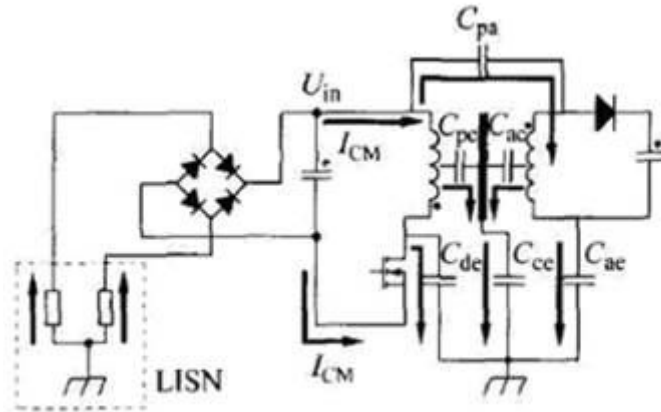


图1 共模噪声电流在电路中的耦合途径

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耦合到地；从噪声源通过c。耦合到变压器次级电路，再通过C耦合到地；从变压器的前、次级线圈通过C_aC_c耦合到变压器磁芯，再通过C耦合到地。这3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 隔离变压器的 EMC 设计

2.1 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[3]，如图2所示。

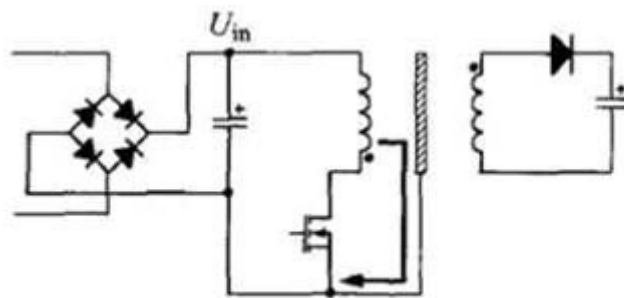


图2 变压器隔离层对噪声电流的影响

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。

2.2 节点相位平衡法

《开关电源设计实例指南》为OFweek电子工程网版权所有

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。

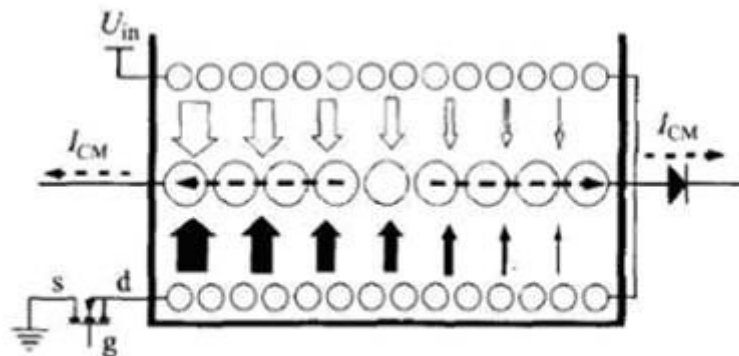


图 3 噪声电流在变压器内部的耦合情况

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的另一半。

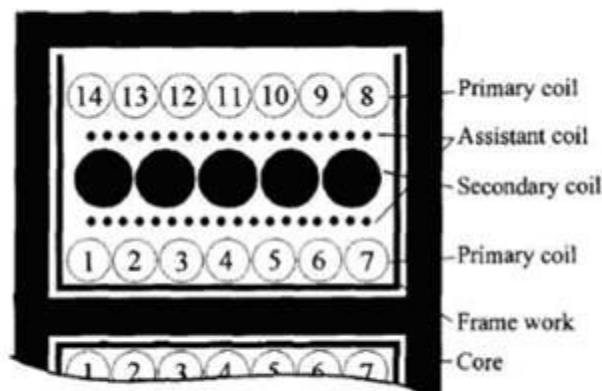


图 4 变压器改进绕法细节

3 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。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

3.1 实验方法

实验按照文献 [43] 中的电压法进行。频段范围为 0.15~30 MHz；频谱分析仪的检波方式为准峰值检波；测量带宽为 9 kHz；频谱横轴（频率）取对数形式；噪声信号的单位为 dB / $\sim V_{I5j}$

3.2 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。

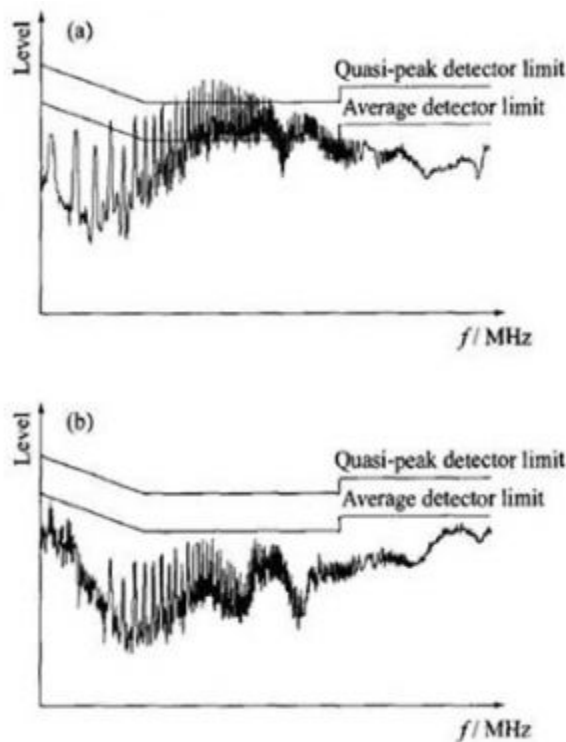


图 5 变压器设计改进前后的噪声频谱

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 1~5 MHz 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。而本文提出的方法对共模电流的抑制较强，实验和理论是相符合的。在 10 MHz 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。 [继续阅读文章](#)

—开关电源传导 EMI 预测方法研究

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

- **摘要:** 针对开关电源设计阶段应考虑的 EMC 问题,介绍了 PCB 及其结构寄生参数提取和频域仿真的方法,在开关电源设计阶段对其传导 EMI 进行预测,定位开关电源传导 EMI 传播路径的影响因素,在此基础上给出开关电源 PCB 及其结构设计的基本原则。对开关电源 EMI 预测过程中需要注意的问题以及降低开关电源传导 EMI 的方法策略进行了分析和总结。

1 引言

随着开关频率的提高以及功率密度的增加,开关电源内部的电磁环境越来越复杂,其电磁兼容问题成为电源设计中的一大重点,同时也成为电源设计工作的一大难点。常规设计方法中,依靠经验设计处理 EMC 问题,样机建立完毕之后才能对 EMC 问题做最后的考虑。传统的 EMC 的补救办法只能增加额外的元器件,而增加元件有可能影响原始的控制环带宽,造成重新设计整个系统的最坏情况,增加了设计成本。为了避免出现这样的情况,需要在设计过程中考虑 EMC 的问题,对开关电源的 EMI 进行一定精度的分析和预测,并根据干扰产生的机理及其在各频带的分布情况改进设计,降低 EMI 水平,从而降低设计成本。

2 开关电源 EMI 特点及分类

对开关电源传导电磁干扰进行预测,首先需要明确其产生机理以及噪声源的各项特性。由于功率开关管的高速开关动作,其电压和电流变化率都很高,上升沿和下降沿包含了丰富的高次谐波,所以产生的电磁干扰强度大;开关电源的电磁干扰主要集中在二极管、功率开关器件以及与其相连的散热器和高压变压器附近;由于开关管的开关频率从几十 kHz 到几 MHz,所以开关电源的干扰形式主要是传导干扰和近场干扰。其中,传导干扰会通过噪声传播路径注入电网,干扰接入电网的其他设备。

开关电源传导干扰分为 2 大类。

1) 差模 (DM) 干扰。DM 噪声主要由 di/dt 引起,通过寄生电感,电阻在火线和零线之间的回路中传播,在两根线之间产生电流 I_{dm} ,不与地线构成回路。

2) 共模 (CM) 干扰。CM 噪声主要由 dv/dt 引起,通过 PCB 的杂散电容在两条电源线与地的回路中传播,干扰侵入线路和地之间,干扰电流在两条线上各流过二分之一,以地为公共回路;在实际电路中由于线路阻抗不平衡,使共模信号干扰会转化为不易消除的串扰干扰。

3 开关电源 EMI 的仿真分析

从理论上讲,无论是时域仿真还是频域仿真,只要建立了合理的分析模型,其仿真结果都能正确反映系统的 EMI 量化程度。

时域仿真方法需要建立变换器中包含所有元件参数的电路模型,利用 PSpice 或 Saber 软件进行仿真分析,使用快速傅里叶分析工具得到 EMI 的频谱波形,这种方法在 DM 噪声的分析中已经得到了验证。然而开关电源中的非线性元件如

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

MOSFET, IGBT 等半导体器件, 其非线性特性和杂散参数使模型非常复杂, 同时开关电源电路工作时其电路拓扑结构不断改变, 导致了仿真中出现不收敛的问题。在研究 CM 噪声时, 必须包含所有的寄生元件参数, 由于寄生参数的影响, FFT 结果和实验结果很难吻合; 开关功率变换器通常工作在很大的时间常数范围内, 主要包括 3 组时间常数: 与输出端的基本频率有关的时间常数 (几十 ms); 与开关元件的开关频率有关的时间常数 (几十 μ s); 与开关元件导通或关断时的上升时间和下降时间有关的时间常数 (几 ns)。

正因如此, 在时域仿真中, 必须使用非常小的计算步长, 并且需要用很长时间才能完成计算; 另外, 时域方法得到的结果往往不能清晰地分析电路中各个变量对干扰的影响, 不能深层解释开关电源的 EMI 行为, 而且缺乏对 EMI 机理的判断, 不能为降低 EMI 给出明确的解决方案。

频域仿真是基于噪声源和传播途径阻抗模型基础上的分析方法。利用 LISN 为噪声源提供标准负载阻抗。如图 1 所示, 从 LISN 看过去, 整个系统可以简化成噪声源、噪声路径和噪声接收器 (LISN)。频域方法可以大大降低仿真计算的时间, 一般不会出现计算结果不收敛的情况。

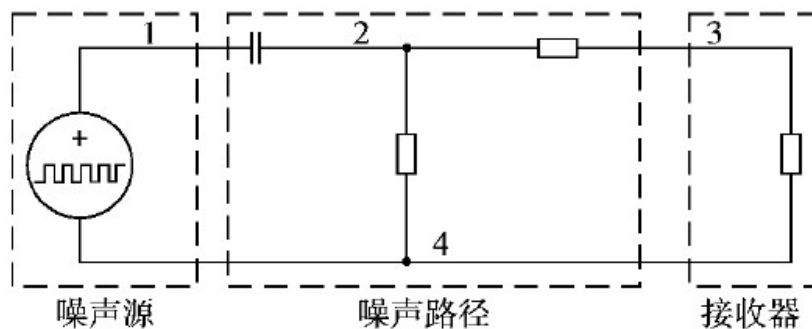


图 1 噪声源与传播路径概念

图 1 中, 噪声路径包括 PCB 传导、耦合路径, 散热片电容耦合路径, 变压器耦合路径等。

4 基于频域方法的 SMPS 等效电路模型

对开关电源进行频域仿真, 首先要建立开关电源的频域仿真模型。开关电源 EMI 频域预测的重点是对噪声路径的建模, 其中包括: 无源器件的高频模型; PCB 及结构寄生参数的抽取。

在考虑无源器件、PCB 及结构寄生参数的基础上, 建立开关电源集中参数的电路模型, 可以通过计算或仿真得到该电路的阻抗, 谐振点等, 从而为降低 EMI 提供有力的依据。

由于差模噪声和共模噪声的传播路径不同, 有必要对 DM 传播路径和 CM 传播路径分别建模。这样可以更好地分析各种干扰的特点, 而且还可以为设计滤波器提供有力的依据。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

4.1 噪声源的模型建立

由于需要分别对 DM 噪声和 CM 噪声进行分析，所以对 DM 噪声源和 CM 噪声源也需要分别建模。M.Nave 在文献 [3] 中提出使用电流源作为 DM 噪声源，使用电压源作为 CM 噪声源的方法，就是因为 DM 噪声主要由 di/dt 引起，而 CM 噪声则主要由 dv/dt 引起。文献 [4] 在此基础上对 CM 噪声源进行了改进，考虑了电压过冲和下冲，并且在线路阻抗近似平衡的情况下，利用 DM 电流源和一个电压源来表示 CM 噪声源（如图 2 所示）。

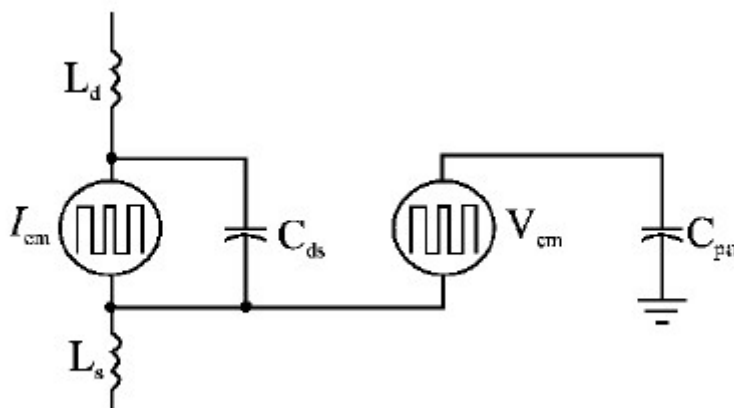


图 2 共模噪声源的表示

- 文献基本都是用梯形波来表示噪声源的，但实际上并不是每个电路中的开关器件的波形都能很好地用梯形波近似，图 3 所示即为一个反激电源开关管的电流电压波形，除了梯形波之外，还有电流尖峰，电压过冲和下冲等分量，会导致噪声源的频谱与梯形波有一定的不同。所以不能盲目地使用梯形波来表征噪声源，而是需要对电路进行分析或者仿真，从而得到开关器件的电流或电压波形，基于此波形再对噪声源进行建模，这样才能更精确地反映开关电源的电磁干扰。

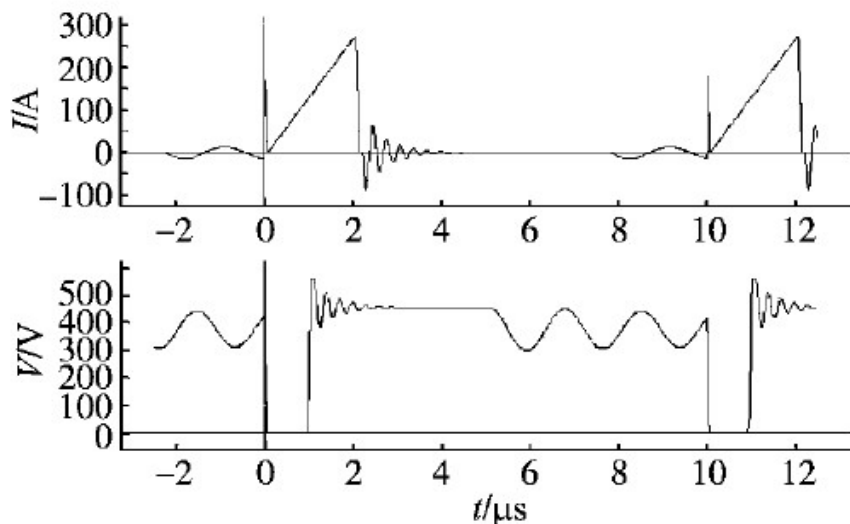


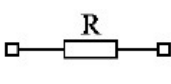
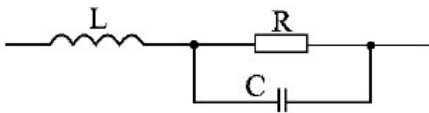
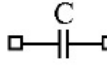
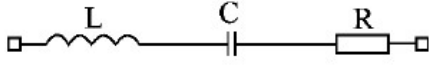


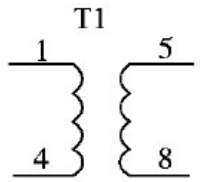
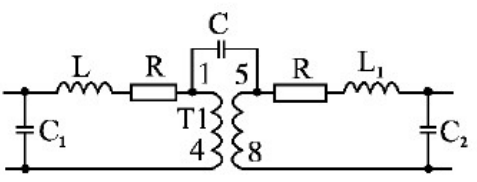
图3 某反激电源开关管的电流电压波形

4.2 无源器件的高频模型

在 EMI 的频率范围内，常用的无源器件都不能再被认为是理想的，他们的寄生参数严重影响着其高频特性。

在各种无源器件中，电阻、电感和电容的高频等效寄生参数可以用高频阻抗分析仪测得。表 1 所示为各种无源器件的理想模型和高频等效模型。

表 1 电阻、电容、电感及变压器的高频等效模型

元件	理想模型	高频模型
电阻		
电容		
电感		
变压器		

对于高频变压器，提出可以使用有限元分析方法和实验测量法求取，从而可以得到漏感、原副边自电容和原副边互电容这些引起电路震荡、增加传导 EMI 的主要参数。使用 ansoft 公司的 Maxwell 仿真软件，可以通过输入变压器的绕组和磁芯的几何尺寸与电磁参数，利用有限元分析的方法得到各寄生参数。实验测量法的总体思路就是在所建立模型的基础上，推导出变压器在不同工作状态下的阻抗特性（如原副边绕组开路，短路的不同组合）方程，然后测量这些状态下的阻抗，从而得到漏感和寄生电容。

4.3 PCB 及结构寄生参数的提取

除了元器件选取、电路及其结构设计，PCB 的布局、布线设计、线路板加工对电磁兼容会造成很大影响，是一个非常重要的设计环节。由于开关电源的 PCB 布线基本上都是依据经验手工布置，有很大的随意性，这就增加了 PCB 分布参数提取的难度。PCB 的寄生参数会造成开关电源噪声传播途径的阻抗变化，影响控制器对开关电源输出电压电流的控制作用。PCB 的布局不合理还会形成开关电源向外辐射电磁干扰的途径，同时也会通过该途径吸收外界电磁干扰，从而降低开关电源的电磁干扰抗扰度。所以 PCB 的布局布线是开关电源 EMC 设计中极为重要的环节。

对于传导干扰，寄生参数的提取精确度是通过仿真有效预测 EMI 水平的关键。尽管对于结构简单的元件来说，寄生参数是很容易计算的，但是对于复杂结构中的元件来说，并不是那么容易就能得到寄生参数，例如多层板和直流母线的寄生参数。

为了建立开关电源 PCB 的高频模型，需要对 PCB 的结构寄生参数进行抽取。提取 PCB 寄生参数的方法有很多，其中 TDR（时域反射）方法可以在不知道实际几何形状的情况下对寄生电感和寄生电容进行提取，但是 TDR（时域反射）方法需要时域反射仪，用于样机建成后，这就使开发成本大大增加，而且 TDR 方法不能寻找到复杂结构中的耦合效应；然而 FEA（有限元分析）方法则可以克服这一缺点，用于样机建成前。利用 FEA 工具可以准确地得到 PCB 的寄生参数，并能考虑复杂几何结构的耦合情况。

有很多对 PCB 结构进行寄生参数抽取软件，如 InCa, SIwave, Q3D 等，分别用不同的方法对 PCB 的寄生参数进行计算和提取，如部分元等效电路方法、有限元分析方法、有限元分析方法和矩量法结合的方法等。其中 InCa 软件只能计算分布电感，不适合计算分布电容，不宜处理共模干扰的仿真分析；SIwave 软件提取出来的是电路的 S 参数，不能清晰地反映 PCB 中的耦合情况及其对开关电源 EMI 的影响；Q3D 软件利用 FEA 和 MOM 结合的方法求解电磁场，可以得到 PEEC 部分元等效电路，也可以得到 PCB 上各导体的互感互容，可以清晰地分析各种情况下 PCB 结构对开关电源 EMI 的影响。

J.Ekman 提出了基于寄生参数矩阵的等效电路的建立方法，即把所有互感、互容等效成受控的电压源，与自感、自容连接（相当于把所有互感、互容对电路的影响等效到受控电压源上），从而建立等效电路模型。图 4 所示为任意两个节点间的等效电路模型。

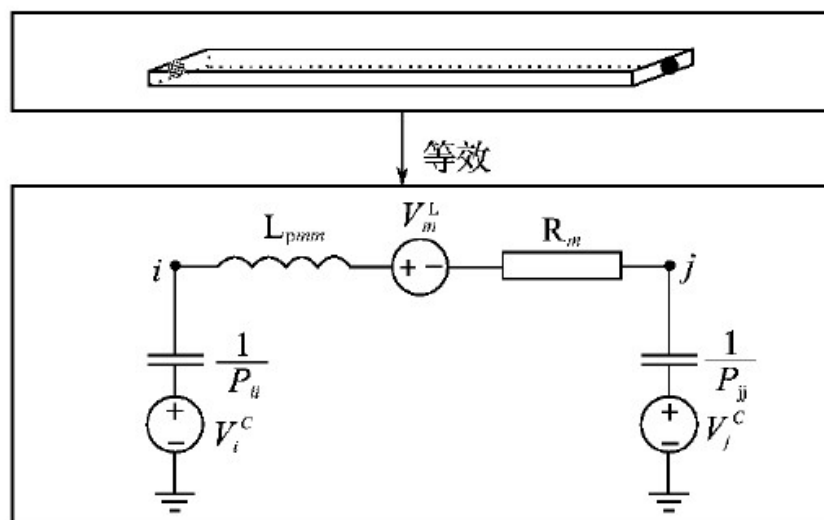


图 4 任意两节点间的等效电路模型

图 4 中：

$$V_m^L(t) = \sum_{n, n \neq m} \frac{L_{pmm}}{L_{pmm}} v_n(t - \tau_{mn})$$

式中： L_{pmm} 为 m 和 n 两导线间的互感。

虽然这样可以提高仿真的准确性，但是加大了分析的计算量，可以通过忽略一些对结果影响不是很大的互感、互容，减少计算量。

散热片与开关管之间会有电容效应，噪声可以通过该效应在电路和地之间进行传播，文献【9】对散热片在开关电源传导和辐射干扰中的影响作了详细的阐述。

还有其他的在空间通过电感或电容耦合传到接收器的噪声，不可以忽略。

模型建立之后，就可以使用仿真软件对开关电源 EMI 进行仿真，得到开关电源传导 EMI 的频谱波形，通过分析波形可以定位开关电源 EMI 的问题所在，进而通过解决该问题而降低 EMI。 [继续阅读文章](#)

一 开关电源的尖峰干扰及其抑制

- **电源纹波**会干扰电子设备的正常工作，引起诸如**计算机**死机、数据处理出错及控制系统失灵等故障，给生产和科研酿成难以估量的损失，因此必须采取措施加以抑制。

产生尖峰的原因很多，以下着重说明滤波电路对二极管反向恢复时间所产生的纹波尖峰加以分析，并总结出几种有效的抑制措施。

2、滤波电路

为减小电源尖峰干扰需要在电源进线端和电源输出线端分别加入滤波电路。

2.1 电源进线端滤波器

在电源进线端通常采用如图 1 所示电路。该电路对共模和差模纹波干扰均有较好抑制作用。

图中各元器件的作用：

- (1) $L1, L2, C1$ 用于滤除差模干扰信号。

$L1, L2$ 磁芯面积不宜太小，以免饱和。**电感**量几毫亨至几十毫亨。 $C1$ 为电源跨接电容，又称 X 电容。用陶瓷电容或聚脂薄膜电容效果更好。电容量取 $0.22\mu F \sim 0.47\mu F$ 。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

(2) L3, L4, C2, C3 用于滤除共模干扰信号。

L3, L4 要求圈数相同, 一般取 10, 电感量 2mH 左右。

C2, C3 为旁路电容, 又称 Y 电容。电容量要求 2200pF 左右。电容量过大, 影响设备的绝缘性能。

在同一磁芯上绕两个匝数相等的线圈。电源往返电流在磁芯中产生大小相等、方向相反的磁通。故对差模信号电感 L3、L4 不起作用 (见图 2), 但对于相线与地线间共模信号, 呈现为一个电感。其等效电路如图 3 所示。

由等效电路知: 令 $L1=L2=M=L$, $UN=RCI1$ 同时 $RC RL$, 则:

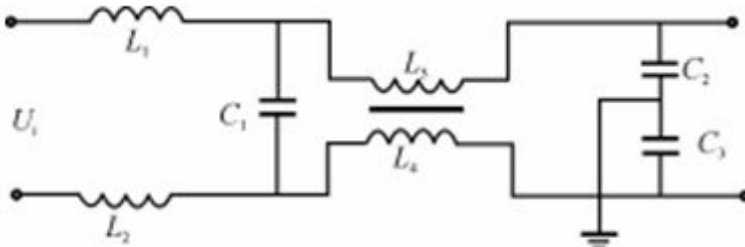


图 1 电源进线端滤波电路

(1) 一般 $\omega L \gg R_L$, 则: 。式 (1) 表明, 对共模信号 U_g 而言, 共模电感呈现很大的阻抗。

2.2 输出端滤波器

输出端滤波器大都采用 LC 滤波电路。其元件选择一般资料中均有。为进一步降低纹波, 需加入二次 LC 滤波电路。LC 滤波电路中 L 值不宜过大, 以免引起自激, 电感线圈一般以 1~2 匝为宜。电容宜采用多只并联的方法, 以降低等效串联电阻。同时采样回路中要加入 RC 前馈采样网络。

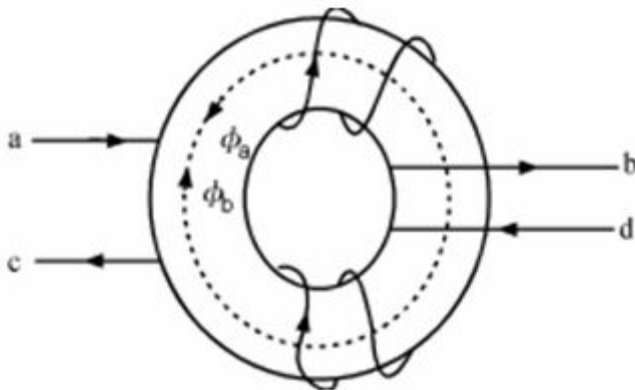


图 2 共模电感对差模信号不起作用

如果加入滤波器后，效果仍不理想，则要详细检查公共地线的长度、线径是否合适。因为地线分布电感对抑制纹波极为不利。

导线长度 l ，线径 d 与其电感量的关系为：

$$L (\mu\text{H}) = 0.002l [\ln(4l/d) - 1] \quad (2)$$

3、二极管反向恢复时间引起之尖峰及其抑制

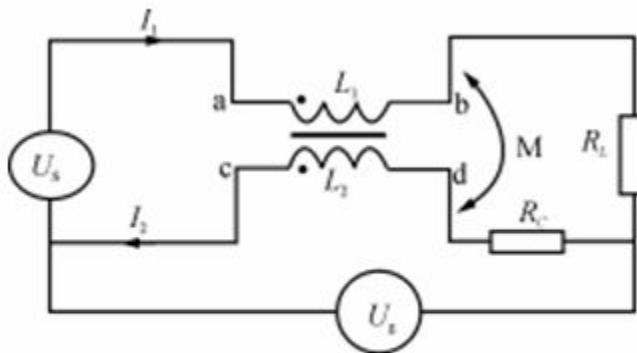


图 3 共模电感等效电路

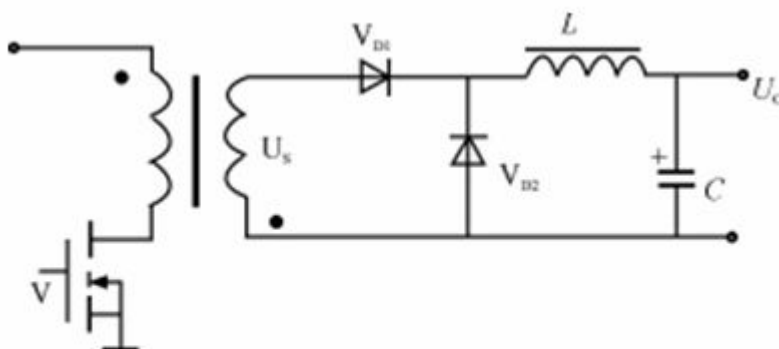


图 4 单端反激电源电路

U_s 为方波，幅值为 U_m 。功率管 V 截止时， $VD1$ 导通，而 $VD2$ 截止。但当 V 导通时， U_s 极性反转。 $VD2$ 导通，由于二极管之反向恢复特性， $VD1$ 不能立即截止，而是 $VD1, VD2$ 同时导通。从而激起一个很大的电流尖峰。

(1) $VD1$ 反向恢复前期等效电路如图 5 所示。图中： R_0 为次级绕线电阻，引线电阻及二极管导通电阻之和；

L_0 为变压器漏感和引线电感之和。

图 4 单端反激电源电路

由等效电路可得：

$$i = U_m / R_0 [1 - e^{-(R_0/L_0)t}] \quad (3)$$

假定 $R_0 = 0.235\Omega$, $L_0 = 0.13\mu H$, $U_m = 23V$ ，而电流在 $0.3\mu s$ 内达到 I_m ，则可求出 $I_m = 41A$ 。如此大的电流尖峰，若不加以抑制势必损坏器件。

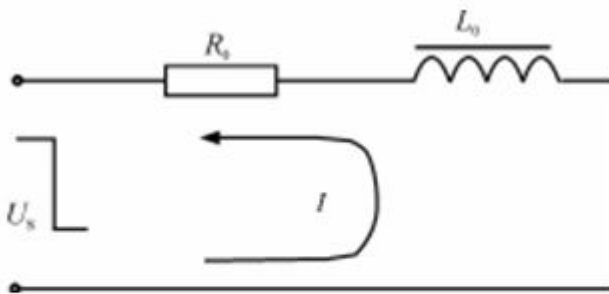


图 5 $VD1$ 反向恢复前期等效电路

(2) $VD1$ 在反向恢复后期，接近关断状态，等效为一个结电容 $CD1$ ：

由图 6 知， $CD1$ 两端电压 $U_C(t)$ 为：

$$U_C(t) = U_m + U_0 e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \theta) \quad (4) \quad \text{式中} \quad (5)$$

$$\alpha = R_0 / 2L_0 \quad (6)$$

从以上各式看出， $U_C(t)$ 是在 U_m 基础上叠加一个 $U_0 e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \theta)$ 的正弦衰减振荡。在 $VD1$ 两端激起一个电压尖峰。

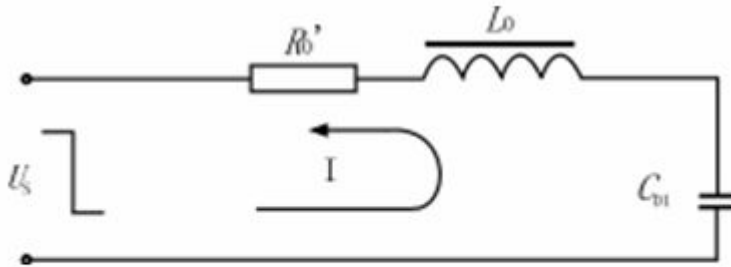


图 6VD1 反向恢复后期等效电路

(3) 由以上分析可看出，在反向恢复期间，由于二极管的反向恢复特性，二极管的电流不能突变。此效应与一个电感等效。为了抑制二极管尖峰，需在二极管两端并联电容 C 或 RC 缓冲网络。

RC 网络的取值原则： C 从 $0.01\mu\text{F} \sim 0.1\mu\text{F}$ ，由实验决定。串联电阻用于限制电容 C 的放电电流，也为了阻止由于回路阻抗而引起的共振，起阻尼作用。一般按下式选取： $U_0/I_0 \leq R \leq (R \text{ 不宜小于 } 4\Omega)$ (7)

4、几种噪声波的形成及抑制措施

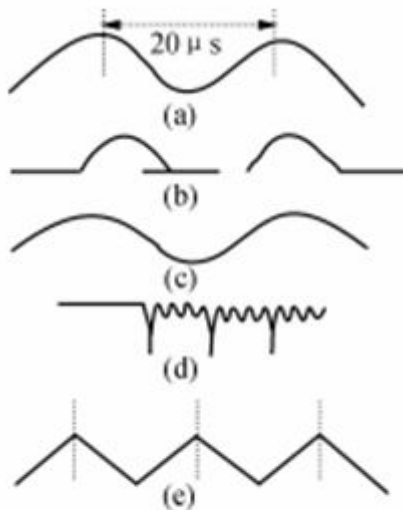


图 7 几种噪声波形

现对这些噪声波的形成原因及相应的抑制措施简述如下：

(1) 噪声波形如图 7 (a) 所示。

形成原因：辅助电源或基准电压稳定性不够所致。抑制措施：在相关部位并大电容。

(2) 噪声波如图 7 (b) 所示。

形成原因：布线不合理，引起交叉干扰。抑制措施：调整布线。

(3) 噪声波形如图 7 (c) 所示。

形成原因：由于变压器漏磁对采样形成干扰而引起自激，导致出现正弦振荡。抑制措施：变压器要适当加以屏蔽，且屏蔽层要接地。改进变压器绕制工艺。

(4) 噪声波形如图 7 (d) 所示。幅值变化随机、无规则。

形成原因：在于采样电阻所加电压过高或印制板绝缘不良。抑制措施：改进采样。

(5) 噪声波形如图 7 (e) 所示。

形成原因：整流二极管反向恢复期间引起的尖峰。抑制措施：在二极管上并电容 C 或 RC。

一通信开关电源的 EMI/EMC 设计

- **通信开关电源**一般都采用脉冲宽度调制 (PWM) 技术，其特点是频率高、效率高、**功率**密度高、可靠性高，另外还有体积小、重量轻、具有远程监控等优点，因此被广泛地应用于程控交换、光数据传输、**无线**基站、有线电视系统及 IP 网络中，是信息技术设备正常工作的核心动力。然而，由于其**开关**器件工作在高频通断状态，高频的快速瞬变过程本身就是电磁干扰 (EMD) 源，他产生的电磁干扰 **EMI** 信号有很宽的频率范围，又有一定的幅度，经传导和辐射会污染电磁环境，对通信设备和电子产品造成干扰。

同时，通信开关电源要有很强的抗电磁干扰的能力，特别是对雷击、浪涌、**电网**电压、电场、磁场、电磁波、静电放电、脉冲串、电压跌落、**射频**电磁场传导抗扰性、辐射抗扰性、传导发射、辐射发射等项目需要满足有关 **EMC** 标准的规定。

开关电源引起电磁兼容性的原因

通信开关电源因工作在高电压大电流的开关工作状态下，其引起电磁兼容性问题的原因是相当复杂的。按耦合通路来分，可分为传导干扰和辐射干扰两种；按照干扰信号对于电路作用的形态不同，可将**电源**系统内的干扰分为共模干扰和差模干扰两种。通常，线路电源线上的任何传导干扰信号，都可表示成共模和差模干扰两种方式。

在开关电源中，主功率开关管在高电压、大电流或以高频开关方式工作下，开关电压及开关电流的波形在阻性负载时近似为方波，其中含有丰富的高次谐波分量。由于电压差可以产生电场、电流的流动可以产生磁场，以及丰富的谐波电压电流的高频部分在设备内部产生电磁场，从而造成设备内部工作的不稳定，使设备的性能降低。同时，由于电源变压器的漏**电感**及分布电容，以及主功率开关器件的工作状态非理想，在高频开或关时，常常产生高频高压的尖峰谐波振荡，该谐波振荡产生的高次谐波，通过开关管与散热器间的分布电容传入内部电路或通过散热器及变压器向空间辐射。

如图所示，电网中含有的共模和差模噪声对开关电源产生干扰，开关电源在受到电磁干扰的同时也对电网其他设备以及负载产生电磁干扰，例如返回噪声、输出噪声和辐射干扰等。进行开关电源 EMI / EMC 设计时，一方面要防止开关电源对电网和附近的电子设备产生干扰；另一方面要加强开关电源本身对电磁干扰环境的适应能力。下面用等效电路分别介绍共模和差模干扰产生的原因及路径。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

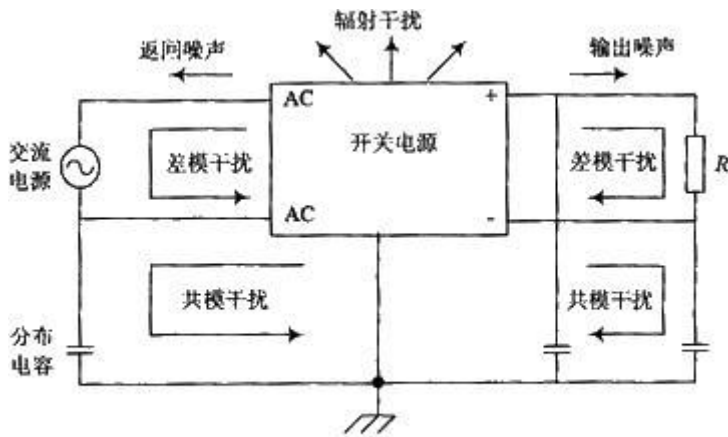


图1 开关电源噪声类型图 dianyu.com

如图2所示，当开关管转为“关”时，集电极与发射极间的电压快速上升达500V，他产生的电流经集电极与地之间的分布电容返回整流桥，这个按开关频率工作的脉冲串电流是共模噪声。这个电压会引起共模电流 I_{cm2} 向 $CP2$ 充电和共模电流 I_{cm1} 向 $CP1$ 充电，其中 $CP1$ 为变压器初、次级之间的分布电容， $CP2$ 为开关电源与散热器之间的分布电容（即开关管集电极与地之间的分布电容）。则线路中共模电流总大小为 $I_{cm1} I_{cm2}$ 。

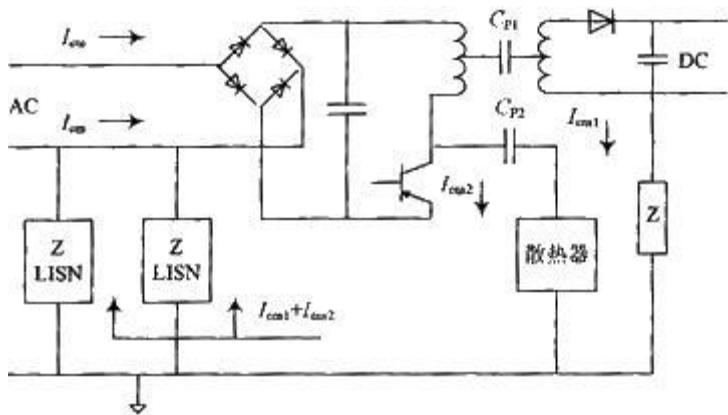


图2 开关电源共模干扰等效电路 dianyu.com

如图3所示，当开关管转为“开”时，储能电容 C_s 的能量由AC电网和整流桥提供，他被开关管变换器的快速开关频率所变换，并通过变压器形成脉冲电流 I_L ，它具有非常丰富的开关频率谐波。储能电容不是一个纯电容，他有串联电阻和电感。当整流桥处开关管“开”时，在AC电网端， I_L 会产生一个由电容的 L, R, C 所呈现的阻抗电压，这就是开关电源产生差模发射源的原理。差模电流 I_{dm} 和信号电流 I_L 沿着导线、变压器初级、开关管组成的回路流动。

开关电源的电磁兼容性设计

电磁兼容性（Electromagnetic Compatibility, EMC）是指在有限的空间、时间和频谱范围内，各种电气设备共存而不引起性能的下降。形成电磁干扰的三要素是干扰源、传播途径和受扰设备，因而，抑制电磁干扰也应该从这3个方面着手。

《开关电源设计实例指南》为OFweek电子工程网版权所有

首先应该抑制干扰源，直接消除干扰原因；其次是消除干扰源和受扰设备之间的耦合和辐射，切断电磁干扰的传播途径；第三是提高受扰设备的抗扰能力，降低其对噪声的敏感度。目前抑制开关电源 EMI 的几种措施基本上都是用切断电磁干扰源和受扰设备之间的耦合通道，常用的方法是屏蔽和滤波，他们的是行之有效的办法。

无源补偿滤波技术

滤波是抑制传导干扰的一种很好的办法。在电源输入端接上滤波器，即可以抑制开关电源产生并向电网反馈的干扰，也可以抑制来自电网的噪声对电源本身的侵害。开关电源的工作频率一般在 $10\sim 130\text{kHz}$ ，对开关电源产生的高频段 EMI 信号，只要选择相应的去耦电路或网络结构较为简单的 EMI 滤波器，就能达到理想的滤波效果。干扰抑制电路如图 4 所示， C_{X1} 和 C_{X2} 叫做差模电容， L_1 叫做共模电感， C_{Y1} 和 C_{Y2} 叫做共模电容。电阻 R 用于消除可能在滤波器中出现的静电积累。IEC-380 安全技术条件标准的 8.8 部分指出，若 $C_X \gg 0.1\mu\text{F}$ 则 $R = t / 2.2C$ ($t=1\text{s}$, $C=2C_X\mu\text{F}$)。

由这些集中参数元件构成无源低通网络，抑制开关电源产生的向电网反馈的传导干扰，同时抑制来自电网的噪声对开关电源本身的侵害，为了使通过滤波电容 C 流入地的漏电流维持在安全范围内， $C_X=0.1\sim 0.2\mu\text{F}$ ， C_Y 的值一般适合取在 $0.1\sim 0.33\mu\text{F}$ 之间，不宜过大，相应的扼流线圈 L 应选大些，一般适合取在 $0.5\mu\text{H}\sim 8\text{mH}$ 之间，这样既符合安全要求，又能抑制电磁干扰。

共模电感 L_1 是在同一个磁环上由绕向相反、匝数相同的两个绕组构成。使滤波器接入电路后，两只线圈内电流产生的磁通在磁环内相互抵消，不会使磁环达到磁饱和状态，从而使两只线圈的电感值保持不变。通常使用环形磁芯，漏磁小，效率高。但是绕线困难，如磁环的材料不可能做到绝对均匀，两个线圈的绕制也不可能完全对称等，使得两个绕组的电感量是不相等的，于是，形成差模电感。所以，一般电路中不必再设置独立的差模电感了。共模电感的差值电感与电容 C_{X1} 及 C_{X2} 构成了一个 II 型滤波器。这种滤波器对差模干扰有较好的衰减。除了共模电感以外，图 4 中的电容 C_{Y1} 及 C_{Y2} 也是用来滤除共模干扰的。共模滤波的衰减在低频时主要由电感器起作用，而在高频时大部分由电容 C_{Y1} 及 C_{Y2} 起作用。电容 C_Y 的选择要根据实际情况来定，由于电容 C_Y 接于电源线和地线之间，承受的电压比较高，所以，需要有高耐压、低漏电流特性。使用 LC 滤波电路，可根据公式计算电路的谐振频率，调整电感、电容，使谐振频率与干扰频率相近或接近干扰频率的中心频率。对频率很高的电磁干扰，可以使用三端电容或穿心电容进行滤波。

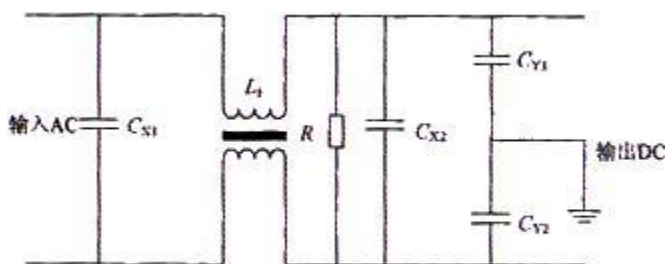


图 4 开关电源 EMI 滤波器 lanyuan.com

屏蔽技术

屏蔽是抑制开关电源辐射干扰的有效方法。一般分为两类：一类是静电屏蔽，主要用于防止静电场和恒定磁场的影响；另一类是电磁屏蔽，主要用于防止交变电场，交变磁场以及交变电磁场的影响。可以用导电性能良好的材料对电场进行屏蔽，用磁导率高的材料对磁场进行屏蔽。实际应用中，主要是应用于隔离变压器。变压器绕组间的交叉耦合电容为共模噪声流过整个系统提供了通路。这一交叉耦合电容可以在变压器结构中采用法拉第屏蔽 (Faraday shield) 来减小。法拉第屏蔽简单来说就是用铜箔或铝箔包绕在原方和副方绕组之间形成一个静电屏蔽层并接地，以减小交叉耦合电容。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

图 5 为变压器原边绕组和副边绕组。其中 N1A, N1B 是原边绕组, 分两次绕; N2A, N2B 是副边绕组; N3, N4 分别是辅助绕组; SCREEN 为铜箔屏蔽。安规上一般要求散热器接地, 那么开关管漏极与散热器之间的寄生电容就为共模噪声提供了通路, 可以在漏极和散热器之间加一铜箔或铝箔并接地以减小此寄生电容。采用磁屏蔽效果比较好的铁氧体磁芯如 PQ 型或者 P 型来制作变压器可以很大程度上减小变压器漏磁从而减小原副方绕组漏感, 有效抑制了 EMI 的传播。

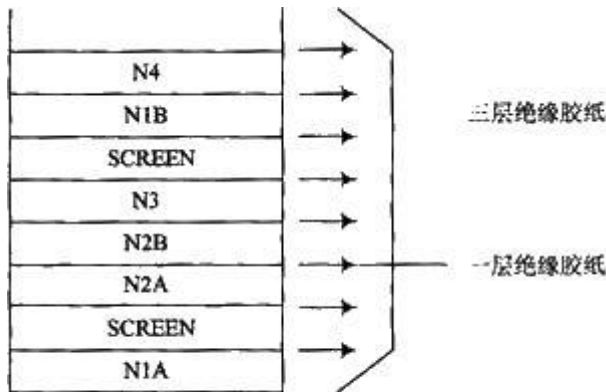


图 5 变压器绕组示意图 lianyuan.com

随着开关电源不断向高频化发展, 其抗干扰问题显得越发重要。在开发和设计开关电源中, 如何有效抑制开关电源的电磁干扰, 同时提高开关电源本身对电磁干扰的抗干扰能力是一个重要课题。几种抗干扰措施既相互独立又相互联系, 必须同时采用多种措施才能达到良好的抗干扰效果。

——开关电源设计之 PCB 设计篇

—开关电源 PCB 排版基本要点分析

- **摘要:** 开关电源 PCB 排版是开发电源产品中的一个重要过程。许多情况下, 一个在纸上设计得非常完美的电源可能在初次调试时无法正常工作, 原因是该电源的 PCB 排版存在着许多问题。详细讨论了开关电源 PCB 排版的基本要点, 并描述了一些实用的 PCB 排版例子。

0 引言

为了适应电子产品飞快的更新换代节奏, 产品设计工程师更倾向于选择在市场上很容易采购到的 AC / DC 适配器, 并把多组直流电源直接安装在系统的线路板上。由于开关电源产生的电磁干扰会影响到其电子产品的正常工作, 正确的电源 PCB 排版就变得非常重要。开关电源 PCB 排版与数字电路 PCB 排版完全不一样。在数字电路排版中, 许多数字芯片可以

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

通过 PCB 软件来自动排列，且芯片之间的连接线可以通过 PCB 软件来自动连接。用自动排版方式排出的开关电源肯定无法正常工作。所以，设计人员需要对开关电源 PCB 排版基本规则和开关电源工作原理有一定的了解。

1 开关电源 PCB 排版基本要点

1.1 电容高频滤波特性

图 1 是电容器基本结构和高频等效模型。

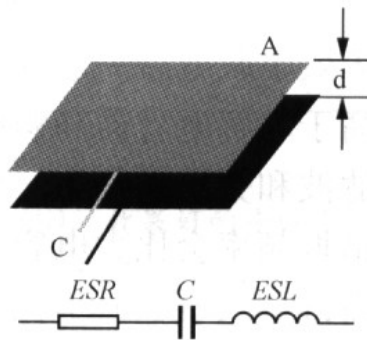


图 1 电容器结构和寄生等效串联电阻和电感

电容的基本公式是

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (1)$$

式 (1) 显示，减小电容器极板之间的距离 (d) 和增加极板的截面积 (A) 将增加电容器的电容量。

电容通常存在等效串联电阻 (ESR) 和等效串联电感 (ESL) 二个寄生参数。图 2 是电容器在不同工作频率下的阻抗 (Z_c)。

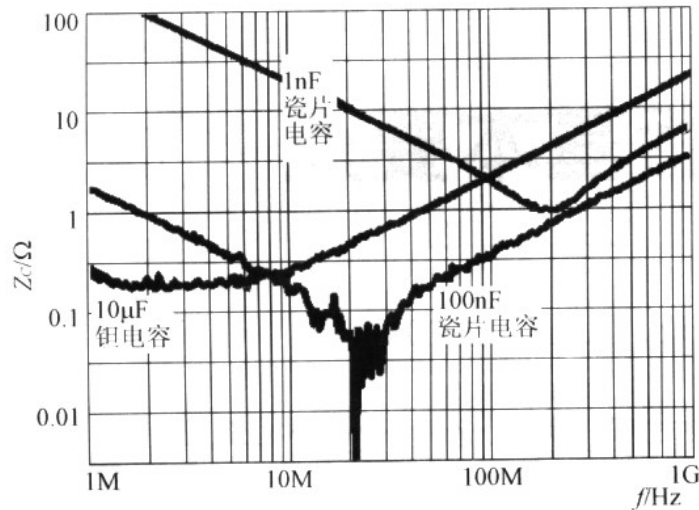


图 2 电容阻抗 (Z_c) 曲线

一个电容器的谐振频率 (f_0) 可以从它自身电容量 (C) 和等效串联电感量 (L_{ESL}) 得到, 即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{CL_{ESL}}} \quad (2)$$

当一个电容器工作频率在 f_0 以下时, 其阻抗随频率的上升而减小, 即

$$Z_C = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (3)$$

当电容器工作频率在 f_0 以上时, 其阻抗会随频率的上升而增加, 即

$$Z_C = j2\pi fL_{ESL} \quad (4)$$

当电容器工作频率接近 f_0 时, 电容阻抗就等于它的等效串联电阻 (R_{ESR})。

电解电容器一般都有很大的电容量和很大的等效串联电感。由于它的谐振频率很低, 所以只能使用在低频滤波上。钽电容器一般都有较大电容量和较小等效串联电感, 因而它的谐振频率会高于电解电容器, 并能使用在中高频滤波上。瓷片电容器电容量和等效串联电感一般都很小, 因而它的谐振频率远高于电解电容器和钽电容器, 所以能使用在高频滤波和旁路电路上。由于小电容量瓷片电容器的谐振频率会比大电容量瓷片电容器的谐振频率要高, 因此, 在选择旁路电容时不能光选用电容值过高的瓷片电容器。为了改善电容的高频特性, 多个不同特性的电容器可以并联起来使用。图 3 是多个不同特性的电容器并联后阻抗改善的效果。

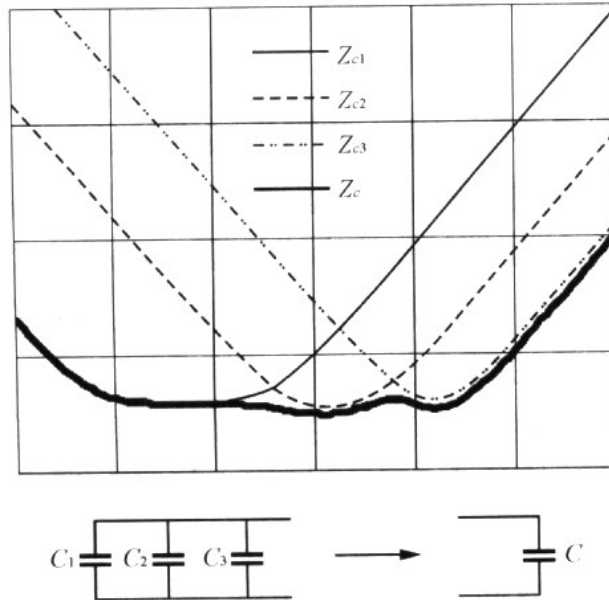
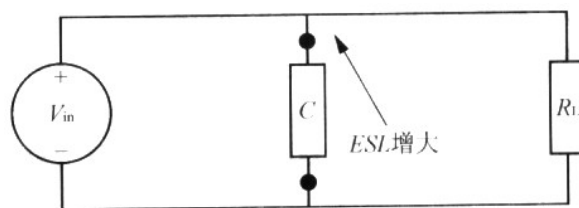


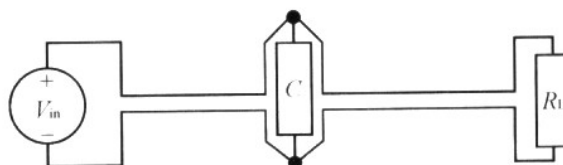
图3 多个电容器并联可改善阻抗特性

电源排版基本要点 1 旁路瓷片电容器的电容不能太大，而它的寄生串联电感应尽量小，多个电容器并联能改善电容的高频阻抗特性。

图 4 显示了在一个 PCB 上输入电源 (V_{in}) 至负载 (R_L) 的不同走线方式。为了降低滤波电容器 (C) 的 ESL，其引线长度应尽量减短；而 V_{in} 正极至 R_L 和 V_{in} 负极至 R_L 的走线应尽量靠近。



(a) 效果差的走线方式



(b) 效果好的走线方式

图 4 滤波电路 PCB 走线方式

• 1.2 电感高频滤波特性

图 5 中的电流环路类似于匝线圈的电感。高频交流电流所产生的电磁场 $R(t)$ 将环绕在此环路的外部 and 内部。如果高频电流环路面积 (A_c) 很大, 就会在此环路的内外部产生很大的电磁干扰。

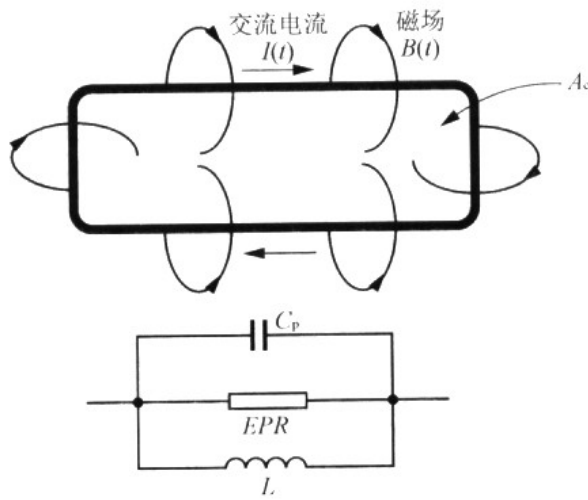


图 5 电感结构和寄生等效并联电容和电阻

电感的基本公式是

$$L = \mu_0 \frac{A_c}{l_m} \quad (5)$$

从式 (5) 可知, 减小环路的面积 (A_c) 和增加环路周长 (l_m) 可减小 L 。

电感通常存在等效并联电阻 (EPR) 和等效并联电容 (C_p) 二个寄生参数。图 6 是电感在不同工作频率下的阻抗 (Z_L)。

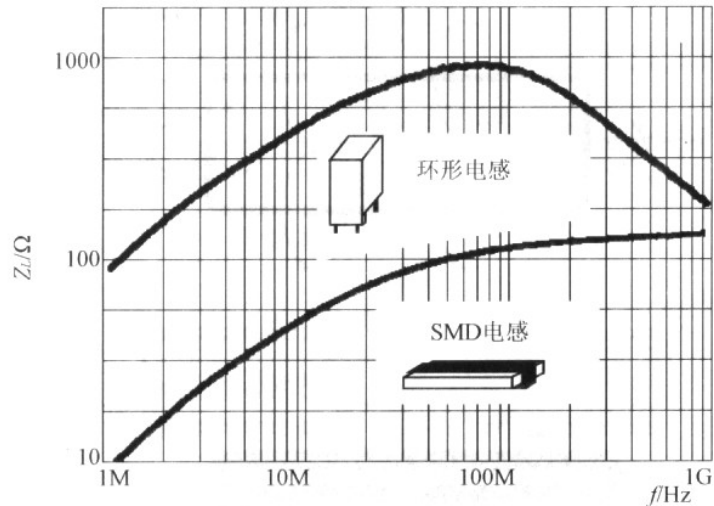


图6 电感阻抗(Z_L)曲线

谐振频率(f_0)可以从电感自身电感值(L)和它的等效并联电容值(C_p)得到,即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_p}} \quad (6)$$

当一个电感工作频率在 f_0 以下时,电感阻抗随频率的上升而增加,即

$$Z_L = j2\pi fL \quad (7)$$

当电感工作频率在 f_0 以上时,电感阻抗随频率的上升而减小,即

$$Z_L = \frac{1}{j2\pi fC_p} \quad (8)$$

当电感工作频率接近 f_0 时,电感阻抗就等于它的等效并联电阻($REPR$)。

在开关电源中电感的 C_p 应该控制得越小越好。同时必须注意到,同一电感量的电感会由于线圈结构不同而产生不同的 C_p 值。图7就显示了同一电感量的电感在二种不同的线圈结构下不同的 C_p 值。图7(a)电感的5匝绕组是按顺序绕制。这种线圈结构的 C_p 值是1匝线圈等效并联电容值(C)的 $1/5$ 。图7(b)电感的5匝绕组是按交叉顺序绕制。其中绕组4和5放置在绕组1、2、3之间,而绕组1和5非常靠近。这种线圈结构所产生的 C_p 是1匝线圈 C 值的两倍。

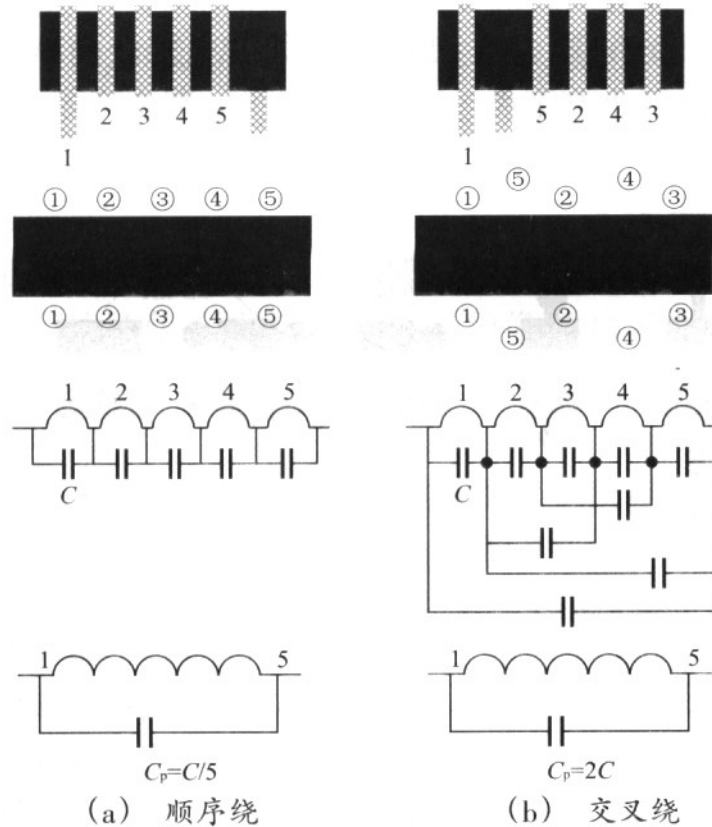
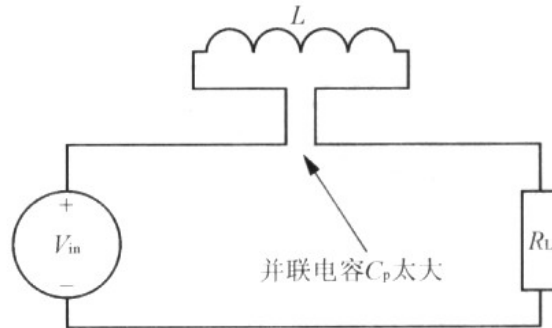


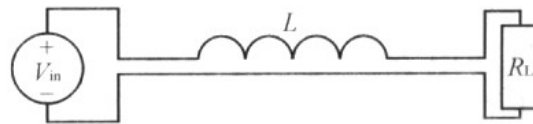
图7 不同线圈结构造成不同等效并联电容值

可以看到，相同电感量的两种电感的 C_p 值居然相差达数倍。在高频滤波上如果一个电感的 C_p 值太大，高频噪音就会很容易地通过 C_p 直接耦合到负载上。这样的电感也就失去了它的高频滤波功能。

图8显示了一个在 PCB 上 V_{in} 通过 L 至负载 (RL) 的不同走线方式。为了降低电感的 C_p ，电感的二个引脚应尽量远离。而 V_{in} 正极至 RL 和 V_{in} 负极至 RL 的走线应尽量靠近。



(a) 效果差的走线方式



(b) 效果好的走线方式

图 8 滤波电路 PCB 走线方式

电源排版基本要点 2 电感的寄生并联电容应尽量小，电感引脚焊盘之间的距离越远越好。

1.3 镜像面

电磁理论中的镜像面概念对设计者掌握开关电源的 PCB 排版会有很大的帮助。图 9 是镜像面的基本概念。

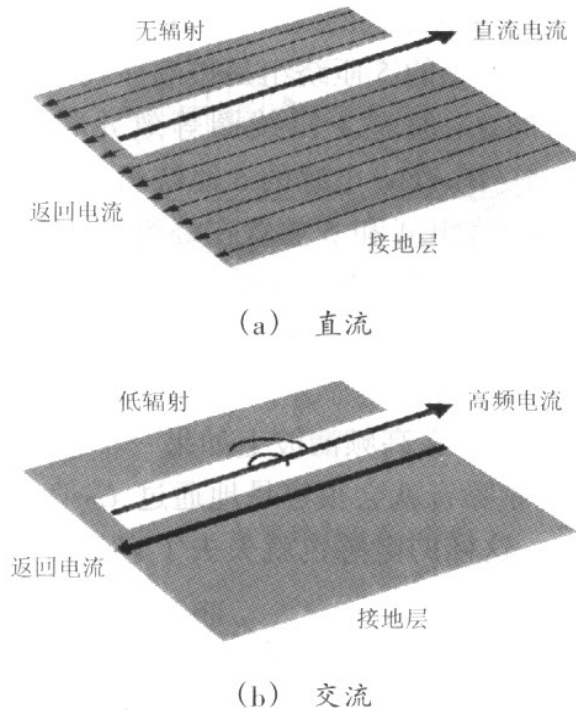


图9 镜像面概念

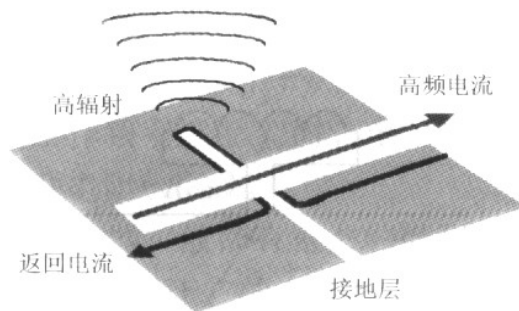


图10 地层面上走线造成接地层的破坏

图9(a)是当直流电流在一个接地层上方流过时的情景。此时在地层上的返回直流电流非常均匀地分布在整個地层面上。图9(b)显示当高频电流在同一个地层上方流过时的情景。此时在地层上的返回交流电流只能流在地层面的中间而地层面的两边则完全没有电流。一旦理解了镜像面概念，我们很容易看到在图10中地层面上走线的问题。接地层(Ground Plane)，设计人员应该尽量避免在地层上放置任何功率或信号走线。一旦地层上的走线破坏了整个高频环路，该电路会产生很强的电磁波辐射而破坏周边电子器件的正常工作。

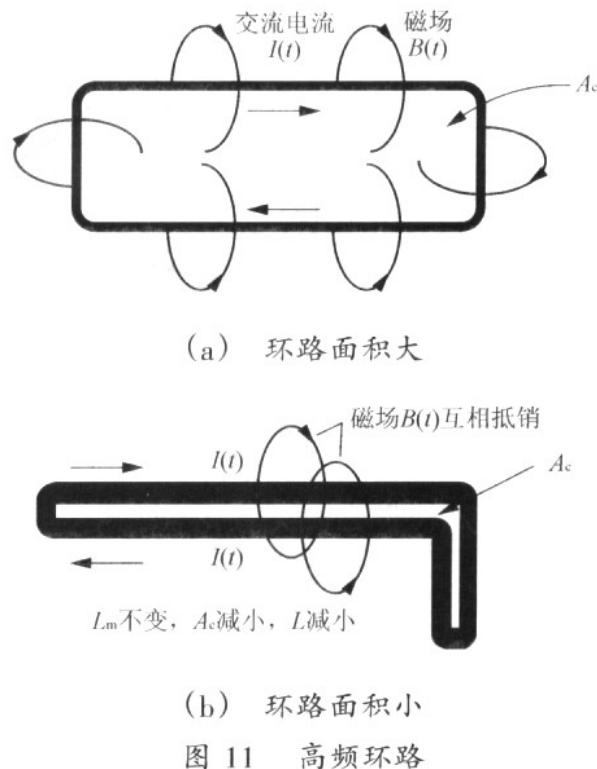
电源排版基本要点3 避免在地层上放置任何功率或信号走线。

• 1.4 高频环路

《开关电源设计实例指南》为OFweek电子工程网版权所有

开关电源中有许多由功率器件所组成的高频环路，如果对这个 Δ 环路处处理得不好的话，就会对电源的正常工作造成很大影响。为了减小高频环路所产生的电磁波噪音，该环路的面积应该控制得非常小。如图 11 (a) 所示，高频电流环路面积很大，就会在环路的内部和外部产生很强的电磁干扰。同样的高频电流，当环路面积设计得非常小时，如图 11 (b) 所示，环路内部和外部电磁场互相抵消，整个电路会变得非常安静。

电源排版基本要点 4 高频环路的面积应尽可能减小。



1.5 过孔和焊盘放置

许多设计人员喜欢在多层 PCB 上放置很多过孔 (VIAS)。但是，必须避免在高频电流返回路径上放置过多。否则，地层上高频电流走线会遭到破坏。如果必须在高频电流路径上放置一些过孔的话，过孔之间可以留出一空间让高频电流顺利通过，图 12 显示了过孔放置方式。



图 12 过孔放置方式

电源排版基本要点 5 过孔放置不应破坏高频电流在地层上的流经。

设计者同时应注意不同焊盘的形状会产生不同的串联电感。图 13 显示了几种焊盘形状的串联电感值。

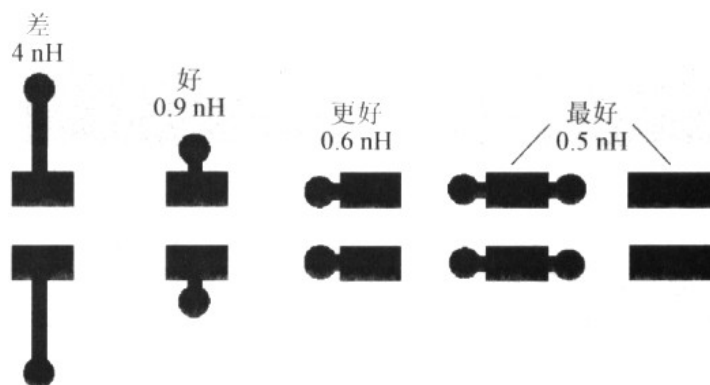


图 13 焊盘寄生串联电感

旁路电容 (Decouple) 的放置也要考虑到它的串联电感值。旁路电容必须是低阻抗和低 ESL 的瓷片电容。但如果一个高品质瓷片电容在 PCB 上放置的方式不对, 它的高频滤波功能也就消失了。图 14 显示了旁路电容正确和错误的放置方式。

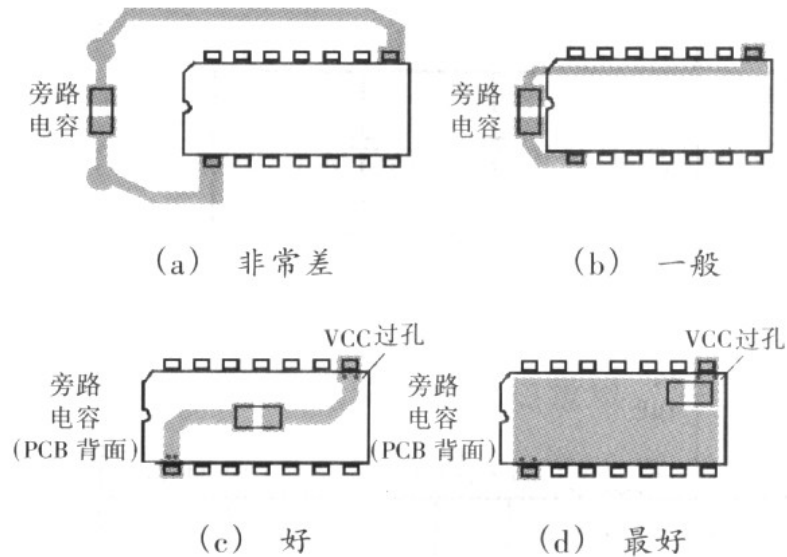


图 14 旁路电容正确和错误的放置方式

1.6 电源直流输出

许多开关电源的负载远离电源的输出端口。为了避免输出走线受电源自身或周边电子器件所产生的电磁下扰，输出电源走线必须像图 15 (b) 那样靠得很近，使输出电流环路的面积尽可能减小。

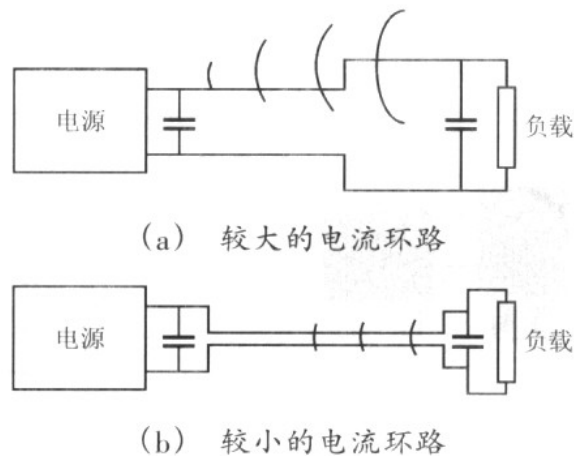


图 15 电源输出直流电流环路

1.7 地层在系统板上的分隔

新一代电子产品系统板七会同时有模拟电路、数字电路、开关电源电路。为了减小开关电源噪声对敏感的模拟和数字电路的影响，通常需要分隔不同电路的接地层。如果选用多层 PCB，不同电路的接地层可由不同 PCB 板层来分隔。如果

整个产品只有一层接地层，则必须像图 16 中那样在单层中分隔。无论是在多层 PCB 上进行地层分隔还是在单层 PCB 上进行地层分隔，不同电路的地层都应该通过单点与开关电源的接地层相连接。

电源排版基本要点 6 系统板不同电路需要不同接地层，不同电路的接地层通过单点与电源接地层相连接。

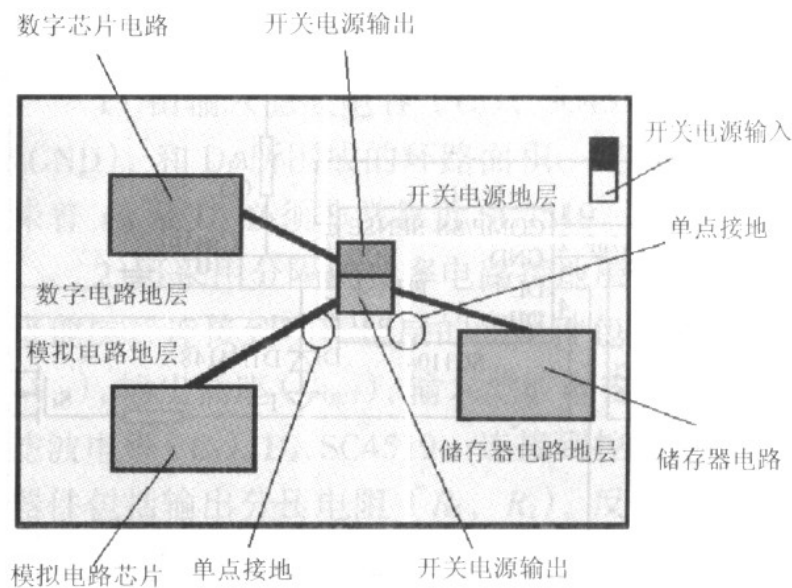


图 16 电路接地层与电源接地层的单点连接

2 开关电源 PCB 排版例子

压式开关电源原理图。设计人员应能在此线路图上区分出功率电路中元器件和控制信号电路中元器件。如果设计者将该电源中所有的元器件当作数字电路中的元器件来处理，则问题会相当严重。通常首先需要知道电源高频电流的路径，并区分小信号控制电路和功率电路元器件及其走线。一般来讲，电源的功率电路主要包括输入滤波电容、输出滤波电容、滤波电感、上下端功率场效应管。控制电路主要包括 **PWM** 控制芯片、旁路电容、自举电路、反馈分压电阻、反馈补偿电路。

2.1 电源功率电路 PCB 排版

电源功率器件在 PCB 上正确的放置和走线将决定整个电源工作是否正常。设计人员首先要对开关电源功率器件上的电压和电流的波形有一一定的了解。

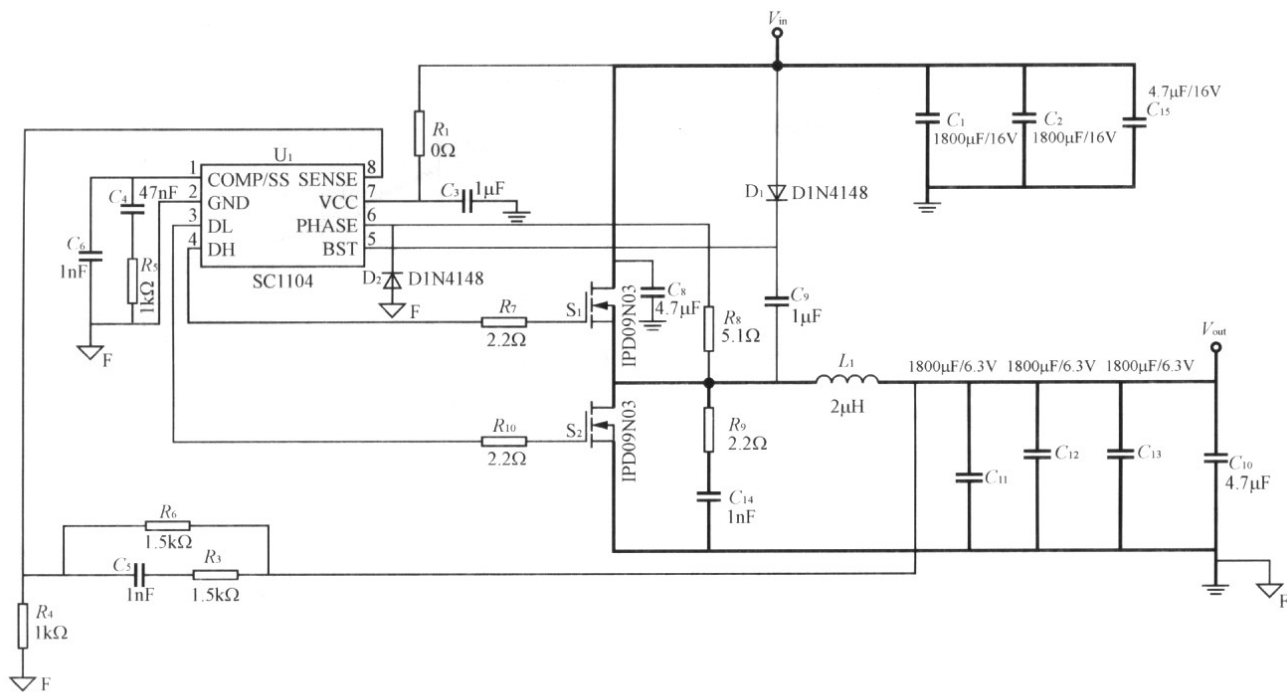


图 17 一个典型降压式开关电源原理图(12V 输入, 3.3V/15A 输出)[电源控制电路(细线)、功率电路(粗线)]

图 18 显示一个降压式开关电源功率电路元器件上的电流和电压波形。由于从输入滤波电容(C_{in})，上端场效应管(S1)和 F 端场效应管(S2)中所流过的电流是带有高频率和高峰值的交流电流，所以由 C_{in}-S1-S2 所形成的环路面积要尽量减小。同时由 S2, L 和输出滤波电容(C_{out})所组成的环路面积也要尽量减小。

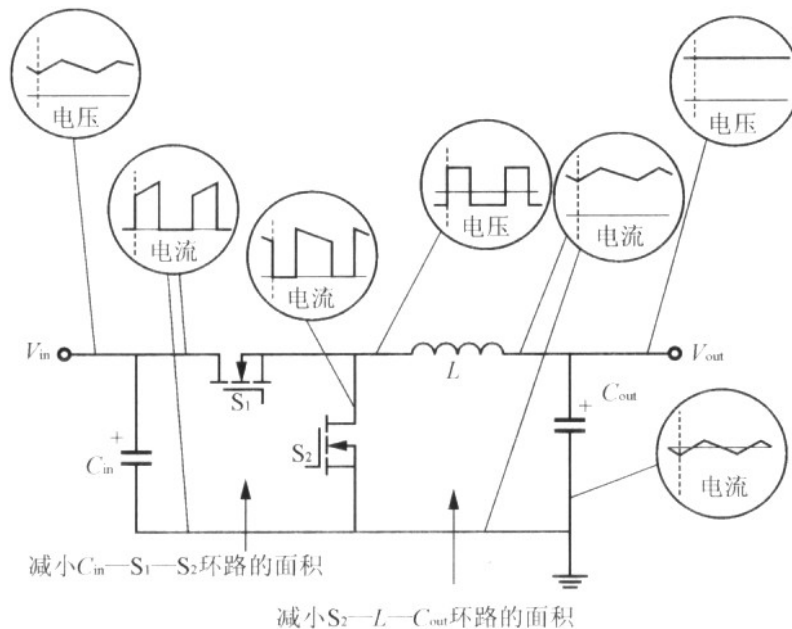


图 18 开关电源功率电路上的电流和电压

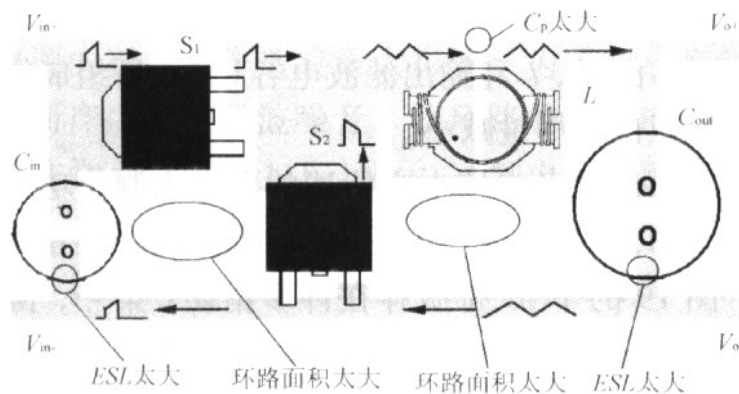


图 19 不正确的开关电源功率器件放置和走线

如果设计者未按本文所述的要点来制作功率电路 PCB，很可能制作出图 19 所示的电源 PCB，图 19 的 PCB 排版存在许多错误：第一，由于 C_{in} 有很大的 ESL， C_{in} 的高频滤波能力基本上消失；第二， $C_{in}-S_1-S_2$ 和 S_1-L-C_{out} 环路的面积太大，所产生的电磁噪音会对电源本身和周边电路造成很大干扰；第三， L 的焊盘靠得太近，造成 C_p 太大而降低了它的高频滤波功能；第四， C_{out} 焊盘引线太长，造成 ESL 太大而失去了高频滤波线。 $C_{in}-S_1-S_2$ 和 S_2-L-C_{out} 环路的面积已控制到最小。 S_1 的源极， S_2 的漏极和 L 之间的连接点是一整块铜片焊盘。由于该连接点上的电压是高频， S_1 、 S_2 和 L 需要靠得非常近。虽然 L 和 C_{out} 之间的走线上没有高峰值的高频电流，但比较宽的走线可以降低直流阻抗的损耗使电源的效率得到提高。如果成本上允许，电源可用一面完全是接地层的双面 PCB，但必须注意在地层下尽量避免走功率和信号线。在电源的输入和输出端口还各增加了一个瓷片电容器来改善电源的高频滤波性能。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

2.2 电源控制电路 PCB 排版

电源控制电路 PCB 排版也是非常重要的。不合理的排版会造成电源输出电压的漂移和振荡。控制线路应放置在功率电路的边上，绝对不能放在高频交流环路的中间。旁路电容要尽量靠近芯片的 Vcc 和接地脚（GND）。反馈分压电阻最好也放置在芯片附近。芯片驱动至场效应管的环路也要尽量减短。

电源排版基本要点 7 控制芯片至上端和下端场效应管的驱动电路环路要尽量短。

[继续阅读文章](#) →

一 开关电源 PCB 电磁兼容性的建模分析

- **【摘要】** 开关型变换器噪声的干扰路径为干扰源和被干扰设备提供了耦合条件，对其共模干扰和差模干扰的研究尤为重要。主要分析了电路主要元器件的高频模型以及共模和差模噪声的电路模型，为开关电源 PCB 的 EMC 优化设计提供有益的帮助。

开关电源的共模干扰和差模干扰对电路的影响是不同的，通常低频时差模噪声占主导地位，高频时共模噪声占主导地位，而且共模电流的辐射作用通常比差模电流的辐射作用要大得多，因此，区分电源中的差模干扰和共模干扰是很有必要的。

为了区分出差模干扰和共模干扰，我们首先需要对开关电源的基本耦合方式进行研究，在此基础上我们才能建立差模噪声电流和共模噪声电流的电路路径。开关电源的传导耦合主要有：

电路性传导耦合、电容性耦合、电感性耦合以及这几种耦合方式的混合。

1 共模和差模噪声路径模型

开关电源中由于高频变压器原副边绕组之间存在的耦合电容 CW、功率管与散热器之间存在的杂散电容 CK、功率管自身的寄生参数以及印制导线之间由于相互耦合而形成的互感、自感、互容、自容、阻抗等寄生参数而构成共模噪声和差模噪声通路，从而形成共模和差模传导干扰。在对功率开关器件、变压器以及印制导线的电阻、电感、电容的寄生参数模型进行分析的基础上，可获得变换器的噪声电流路径模型。

2 电路主要元器件的高频模型

功率开关管的内部寄生电感、电容影响到电路的高频性能，这些电容使得高频干扰漏电流流向金属基板，而且功率管与散热器之间存在着一个杂散电容 CK，出于安全的原因，散热器通常是接地的，这就提供了一条共模噪声通路。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

在 PWM 变换器工作时，伴随着开关器件的工作，也相应产生了共模噪声。如图 1 所示，对于半桥变换器，开关管 Q1 的漏级电压始终为 U_1 ，源级电位随开关状态的变化而在 0 和 $U_1/2$ 之间变化；Q2 的源极电位始终为 0，漏极电位在 0 和 $U_1/2$ 之间变化。为使开关管和散热器能保持良好接触，往往在开关管底部与散热器之间加上绝缘垫片或者抹上导热性能良好的绝缘硅胶。这使得 A 点对地之间相当于存在一个并联耦合电容 C_k 。当开关管 Q1、Q2 的状态发生改变，使 A 点电位发生变化时，就会在 C_k 上产生噪声电流 i_{ck} ，如图 2 所示。该电流由散热器到达机壳，而机壳也即大地与主电源线存在耦合阻抗，形成图 2 中虚线所示的共模噪声通路。于是，共模噪声电流在地与主电源线的耦合阻抗 Z 上产生压降，形成共模噪声。

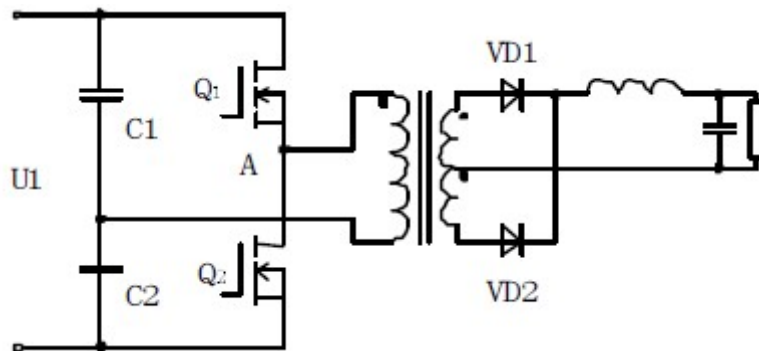


图 1 半桥变换器示意图

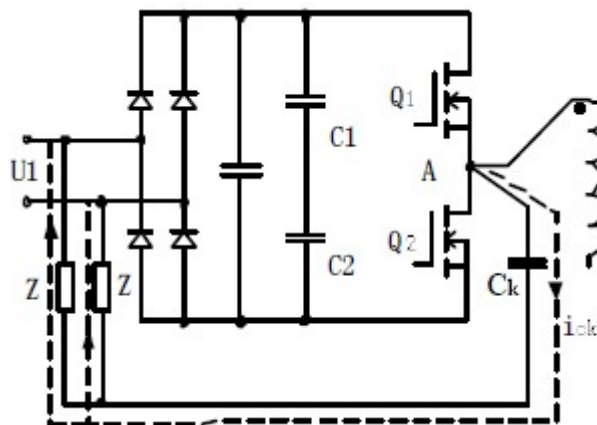


图 2 开关管对地电容形成的共模电流回路

隔离变压器是一种广泛使用的电源线干扰抑制措施。其基本作用是实现电路之间的电气隔离，解决由地线环路带来的设备间相互干扰。对于理想的变压器，它只能传送差模电流而不能传送共模电流，这是因为对于共模电流，它在理想变压器的两个端子之间的电位相同，因此不能在绕组上产生磁场，也就不能够有共模电流通路了，从而起到了抑制共模噪声的作用。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

而实际的隔离变压器原边和副边之间有一个耦合电容 CW ，这个耦合电容是由于变压器的绕组之间存在非电介质和物理间隙所产生的，它为共模电流提供了一个通路。

如图 2 所示，A 点是电路中电压变化最强的区域，它也是产生噪声的最强的区域。伴随着电路的高频开关工作，该点的高频电压通过变压器初次级之间的分布电容 Cps 、电源线对地线的阻抗、变压器次级印制线自身的阻抗、电感、电容等参数，而形成变压器的共模噪声路径。

普通隔离变压器对共模噪声有一定的抑制作用，但因绕组间分布电容使它对共模干扰的抑制效果随频率升高而下降。普通隔离变压器对共模干扰的抑制作用可用初次级间的分布电容和设备对地分布电容之比值来估算。通常初次级间的分布电容为几百 pF ，设备对地分布电容为几~几十 nF ，因而共模干扰的衰减在 10~20 倍左右，即 20~30dB。为了提高隔离变压器对共模噪声的抑制能力，关键是要耦合电容小，为此，可以在变压器初次级间增设屏蔽层。屏蔽层对变压器的能量传输无不良影响，但影响绕组间的耦合电容。带屏蔽层的隔离变压器除了能抑制共模干扰外，利用屏蔽层还可以抑制差模干扰，具体做法是将变压器屏蔽层接至初级的中线端。对 50Hz 工频信号来说，由于初级与屏蔽层构成的容抗很高，故仍能通过变压器效应传递到次级，而未被衰减。对频率较高的差模干扰，由于初级与屏蔽层之间的容抗变小，使这部分干扰经由分布电容及屏蔽层与初级中线端的连线直接返回电网，而不进入次级回路。

因此，对变压器的高频建模非常重要，特别是变压器的许多寄生参数，例如：漏感，原副边之间的分布电容等，它们对共模 EMI 电平的高低有着显著的影响，必须加以考虑。实际中，可以使用阻抗测量设备对变压器的主要参数进行测量，从而获得这些参数并进行仿真分析。

半桥电路中的直流电解电容 Cin 有相应的串联等效电感 ESL 和串联等效电阻，这两个参数也影响到电路的高频性能，一般情况下 ESL 大约在几十 nH 左右。在实际分析中，无源元件，如电阻器、电感器和电容器的高频等效寄生参数可用高频阻抗分析仪测得，功率器件的高频模型可以从电路仿真软件的模型库中得到。

另外一个对电路的高频噪声影响较大的因素是印制板上印制导线（带状线）的相互耦合，当一个高幅度的瞬变电流或快速上升的电压出现在靠近载有信号的导体附近，就将产生干扰问题。印制导线的耦合情况通常用电路和导线的互容和互感来表征，容性耦合引发耦合电流，感性耦合引发耦合电压。PCB 板层的参数、信号线的走线和相互之间的间距对这些参数都有影响。

建立印刷电路板走线高频模型和提取走线间寄生参数的主要困难是决定印刷板线条单位长度的电容量和单位长度的电感量。通常有三种方法可以用来决定电感、电容矩阵元件：

- (1) 有限差分法 (FDM)；
- (2) 有限元法 (FEM)；
- (3) 动量法 (MOM)。

当单位长度矩阵被精确的决定以后，通过多导体传输线或部分元等效电路 (PEEC) 理论，就可以得到印刷电路板走线的高频仿真模型。Cadence 软件是一种强大的 EDA 软件，它的 SpectraQuest 工具可以对 PCB 进行信号完整性和电磁兼容性分析，用它也可以对印刷电路板走线进行高频建模，实现对给定结构的 PCB 进行参数提取，并且生成任意形状印制导线走线的电感、电容、电阻等寄生参数矩阵，然后利用 PEEC 理论.....

[继续阅读文章](#) →

一、漫谈开关电源 PCB 设计原则及走线技巧

一、引言

开关电源是一种电压转换电路，主要的工作内容是升压和降压，广泛应用于现代电子产品。因为**开关**三极管总是在“开”和“关”的状态，所以叫开关电源。开关电源实质就是一个振荡电路，这种转换**电能**的方式，不仅应用在**电源电路**，在其它的电路应用也很普遍，如**液晶显示器**的**背光电路**、日光灯等。开关电源与变压器相比具有效率高、稳性好、体积小等优点，缺点是**功率**相对较小，而且会对电路产生高频干扰，变压器反馈式振荡电路，能产生有规律的脉冲电流或电压的电路叫振荡电路，变压器反馈式振荡电路就是能满足这种条件的电路

开关电源分为，隔离与非隔离两种形式，在这里主要谈一谈隔离式开关电源的拓扑形式，在下文中，非特别说明，均指隔离**电源**。隔离电源按照结构形式不同，可分为两大类：正激式和反激式。反激式指在变压器原边导通时副边截止，变压器储能。原边截止时，副边导通，能量释放到负载的工作状态，一般常规反激式电源单管多，双管的不常见。正激式指在变压器原边导通同时副边感应出对应电压输出到负载，能量通过变压器直接传递。按规格又可分为常规正激，包括单管正激，双管正激。半桥、桥式电路都属于正激电路。

正激和反激电路各有其特点，在设计电路的过程中为达到最优性价比，可以灵活运用。一般在小功率场合可选用反激式。稍微大一些可采用单管正激电路，中等功率可采用双管正激电路或半桥电路，低电压时采用推挽电路，与半桥工作状态相同。大功率输出，一般采用桥式电路，低压也可采用推挽电路。

反激式电源因其结构简单，省掉了一个和变压器体积大小差不多的**电感**，而在中小功率电源中得到广泛的应用。在有些介绍中讲到反激式电源功率只能做到几十瓦，输出功率超过 100 瓦就没有优势，实现起来有难度。本人认为一般情况下是这样的，但也不能一概而论，PI 公司的 TOP 芯片就可做到 300 瓦，有文章介绍反激电源可做到上千瓦，但没见过实物。输出功率大小与输出电压高低有关。

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。

脉冲电压连线尽可能短，其中输入开关管到变压器连线，输出变压器到整流管连接线。脉冲电流环路尽可能小如输入滤波电容正到变压器到开关管返回电容负。输出部分变压器出端到整流管到输出电感到输出电容返回变压器电路中 X 电容要尽量接近开关电源输入端，输入线应避免与其他电路平行，应避免。Y 电容应放置在机壳接地端子或 FG 连接端。共模电感应与变压器保持一定距离，以避免磁耦合。

输出电容一般可采用两只一只靠近整流管另一只应靠近输出端子，可影响电源输出**纹波**指标，两只小容量电容并联效果应优于用一只大容量电容。发热器件要和电解电容保持一定距离，以延长整机寿命，电解电容是开关电源寿命的瓶颈，如变压器、功率管、大功率电阻要和电解保持距离，电解之间也须留出散热空间，条件允许可将其放置在进风口。

二、印制板布线的一些原则

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

印制板设计时，要考虑到干扰对系统的影响，将电路的模拟部分和数字部分的电路严格分开，对核心电路重点防护，将系统地线环绕，并布线尽可能粗，电源增加滤波电路，采用 DC-DC 隔离，信号采用光电隔离，设计隔离电源，分析容易产生干扰的部分（如时钟电路、通讯电路等）和容易被干扰的部分（如模拟采样电路等），对这两种类型的电路分别采取措施。对于干扰元件采取抑制措施，对敏感元件采取隔离和保护措施，并且将它们的空间和电气上拉开距离。在板级设计时，还要注意元器件放置要远离印制板边沿，这对防护空气放电是有利的。样电路的原理图设计参见图 1

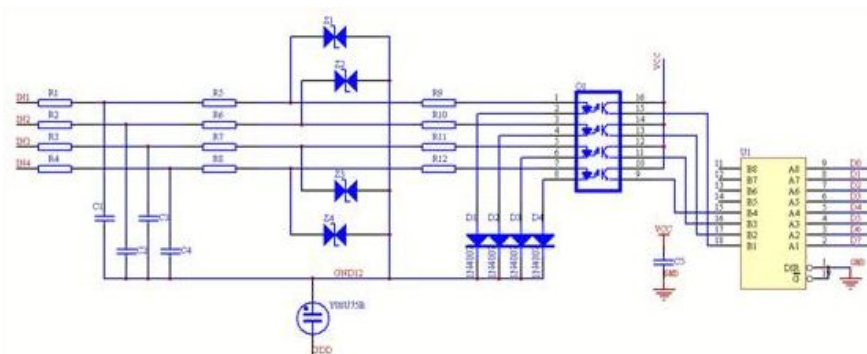


图 1

线间距：随着印制线路板制造工艺的不断完善和提高，一般加工厂制造出线间距等于甚至小于 0.1mm 已经不存在什么问题，完全能够满足大多数应用场合。考虑到开关电源所采用的元器件及生产工艺，一般双面板最小线间距设为 0.3mm，单面板最小线间距设为 0.5mm，焊盘与焊盘、焊盘与过孔或过孔与过孔，最小间距设为 0.5mm，可避免在焊接操作过程中出现“桥接”现象。这样大多数制板厂都能够很轻松满足生产要求，并可以把成品率控制得非常高，亦可实现合理的布线密度及有一个较经济的成本。

最小线间距只适合信号控制电路和电压低于 63V 的低压电路，当线间电压大于该值时一般可按照 500V/1mm 经验值取线间距。

方法一：上文提到的线路板开槽的方法适用于一些间距不够的场合，顺便提一下，该法也常用来作为保护放电间隙，常见于电视机显象管尾板和电源交流输入处。该法在模块电源中得到了广泛的应用，在灌封的条件下可获得很好的效果。

方法二：垫绝缘纸，可采用青壳纸、聚脂膜、聚四氟乙烯定向膜等绝缘材料。一般通用电源用青壳纸或聚脂膜垫在线路板于金属机壳间，这种材料有机械强度高，有一定抗潮湿的能力。聚四氟乙烯定向膜由于具有耐高温的特性在模块电源中得到广泛的应用。在元件和周围导体间也可垫绝缘薄膜来提高绝缘抗电性能。

铝基板由其本身构造，具有以下特点：导热性能非常优良、单面缚铜、器件只能放置在缚铜面、不能开电器连线孔所以不能按照单面板那样放置跳线。

铝基板上一般都放置贴片器件，开关管，输出整流管通过基板把热量传导出去，热阻很低，可取得较高可靠性。变压器采用平面贴片结构，也可通过基板散热，其温升比常规要低，同样规格变压器采用铝基板结构可得到较大的输出功率。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

铝基板跳线可以采用搭桥的方式处理。铝基板电源一般由由两块印制板组成，另外一块板放置控制电路，两块板之间通过物理连接合成一体。

由于铝基板优良的导热性，在小量手工焊接时比较困难，焊料冷却过快，容易出现问题。有一个简单实用的方法，将一个烫衣服的普通电熨斗（最好有调温功能），翻过来，熨烫面向上，固定好，温度调到 150℃ 左右，把铝基板放在熨斗上面，加温一段时间，然后按照常规方法将元件贴上并焊接，熨斗温度以器件易于焊接为宜，太高有可能时器件损坏，甚至铝基板铜皮剥离，温度太低焊接效果不好，要灵活掌握。

• 三、印制板铜皮走线的一些事项

走线电流密度：现在多数电子线路采用绝缘板缚铜构成。常用线路板铜皮厚度为 35 μm ，走线可按照 1A/mm 经验值取电流密度值，具体计算可参见教科书。为保证走线机械强度原则线宽应大于或等于 0.3mm。铜皮厚度为 70 μm 线路板也常见于开关电源，那么电流密度可更高些。

模块电源行列也有部分产品采用多层板，主要便于集成变压器电感等功率器件，优化接线、功率管散热等。具有工艺美观一致性好，变压器散热好的优点，但其缺点是成本较高，灵活性较差，仅适合于工业化大规模生产。

单面板，市场流通常用开关电源几乎都采用了单面线路板，其具有低成本的优势，在设计，及生产工艺上采取一些措施亦可确保其性能。

为保证良好的焊接机械结构性能，单面板焊盘应稍微大一些，以确保铜皮和基板的良好缚着力，而不至于受到震动时铜皮剥离、断脱。一般焊环宽度应大于 0.3mm。焊盘孔直径应略大于器件引脚直径，但不宜过大，保证管脚与焊盘间由焊锡连接距离最短，盘孔大小以不妨碍正常查件为度，焊盘孔直径一般大于管脚直径 0.1-0.2mm。多引脚器件为保证顺利查件，也可更大一些。

单面板上元器件应紧贴线路板。需要架空散热的器件，要在器件与线路板之间的管脚上加套管，可起到支撑器件和增加绝缘的双重作用，要最大限度减少或避免外力冲击对焊盘与管脚连接处造成的影响，增强焊接的牢固性。线路上重量较大的部件可增加支撑连接点，可加强与线路板间连接强度，如变压器，功率器件散热器。

双面板焊盘由于孔已作金属化处理强度较高，焊环可比单面板小一些，焊盘孔孔径可比管脚直径略微大一些，因为在焊接过程中有利于焊锡溶液通过焊孔渗透到顶层焊盘，以增加焊接可靠性。

四、大电流走线的处理

线宽可按照前帖处理，如宽度不够，一般可采用在走线上镀锡增加厚度进行解决，其方法有好多种。

1, 将走线设置成焊盘属性，这样在线路板制造时该走线不会被阻焊剂覆盖，热风整平时会被镀上锡。

2, 在布线处放置焊盘，将该焊盘设置成需要走线的形状，要注意把焊盘孔设置为零。

3, 在阻焊层放置线，此方法最灵活，但不是所有线路板生产商都会明白你的意图，需用文字说明。在阻焊层放置线的部位会不涂阻焊剂

线路镀锡的几种方法如上。一般可采用细长条镀锡宽度在 1~1.5mm，长度可根据线路来确定，镀锡部分间隔 0.5~1mm 双面线路板为布局、走线提供了很大的选择性，可使布线更趋于合理。关于接地，功率地与信号地一定要分开，两个地可在滤波电容处汇合，以避免大脉冲电流通过 信号地连线而导致出现不稳定的意外因素，信号控制回路尽量采用一点接地法。

电压反馈取样，为避免大电流通过走线的影响，反馈电压的取样点一定要放在电源输出最末梢，以提高整机负载效应指标。

走线从一个布线层变到另外一个布线层一般用过孔连通，不宜通过器件管脚焊盘实现，因为在插装器件时有可能破坏这种连接关系，还有在每 1A 电流通过时，至少应有 2 个过孔，过孔孔径原则要大于 0.5mm，一般 0.8mm 可确保加工可靠性。

• 五、铝基板在开关电源中的应用和多层印制板在开关电源电路中的应用

铝基板（金属基散热板（包含铝基板，铜基板，铁基板））是一种独特的金属基覆铜板（结构见下图），它具有良好的导热性、电气绝缘性能和机械加工性能。铝基覆铜板是一种金属线路板材料、由铜箔、导热绝缘层及金属基板组成，它的结构分三层：
Circuit Layer 线路层：相当于普通 PCB 的覆铜板，线路铜箔厚度 1oz 至 10oz。
Dielectric Layer 绝缘层：绝缘层是一层低热阻导热绝缘材料。厚度为：0.003"至 0.006"英寸是铝基覆铜板的核心技术所在，已获得 UL 认证。
Base Layer 基层是金属基板，一般是铝或可所选择铜。铝基覆铜板和传统的环氧玻璃布层压板等，目前市场上主流的是福斯莱特铝基板。电路层（即铜箔）通常经过蚀刻形成印刷电路，使组件的各个部件相互连接，一般情况下，电路层要求具有很大的载流能力，从而应使用较厚的铜箔，厚度一般 35 μ m~280 μ m；导热绝缘层是铝基板核心技术之所在，它一般是由特种陶瓷填充的特殊的聚合物构成，热阻小，粘弹性能优良，具有抗热老化的能力，能够承受机械及热应力。该公司生产的高性能铝基板的导热绝缘层正是使用了此种技术，使其具有极为优良的导热性能和高强度的电气绝缘性能；金属基层是铝基板的支撑构件，要求具有高导热性，一般是铝板，也可使用铜板（其中铜板能够提供更好的导热性），适合于钻孔、冲剪及切割等常规机械加工。

铝基板由其本身构造，具有以下特点：导热性能非常优良、单面缚铜、器件只能放置在缚铜面、不能开电器连线孔所以不能按照单面板那样放置跳线。

铝基板上一般都放置贴片器件，开关管，输出整流管通过基板把热量传导出，热阻很低，可取得较高可靠性。变压器采用平面贴片结构，也可通过基板散热，其温升比常规要低，同样规格变压器采用铝基板结构可得到较大的输出功率。铝基板跳线可以采用搭桥的方式处理。铝基板电源一般由由两块印制板组成，另外一块板放置控制电路，两块板之间通过物理连接合成一体。

由于铝基板优良的导热性，在小量手工焊接时比较困难，焊料冷却过快，容易出现焊点虚焊，有一个简单实用的方法，将一个烫衣服的普通电熨斗（最好有调温功能），翻过来，熨烫面向上，固定好，温度调到 150℃左右，把铝基板放在熨斗上面，加温一段时间，然后按照常规方法将元件贴上并焊接，熨斗温度以器件易于焊接为宜，太高有可能时器件损坏，甚至铝基板铜皮剥离，温度太低焊接效果不好，要灵活掌握。

最近几年，随着多层线路板在开关电源电路中应用，使得印制线路变压器成为可能，由于多层板，层间距较小，也可以充分利用变压器窗口截面，可在主线路板上再加一到两片由多层板组成的印制线圈达到利用窗口，降低线路电流密度的目的，由于采用印制线圈，减少了人工干预，变压器一致性好，平面结构，漏感低，耦合好。开启式磁芯，良好的散热条件。由于其具有诸多的优势，有利于大批量生产，所以得到广泛的应用。但研制开发初期投入较大，不适合小规模生。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

开关电源分为，隔离与非隔离两种形式，在这里主要谈一谈隔离式开关电源的拓扑形式，在下文中，非特别说明，均指隔离电源。隔离电源按照结构形式不同，可分为两大类：正激式和反激式。反激式指在变压器原边导通时副边截止，变压器储能。原边截止时，副边导通，能量释放到负载的工作状态，一般常规反激式电源单管多，双管的不常见。正激式指在变压器原边导通同时副边感应出对应电压输出到负载，能量通过变压器直接传递。按规格又可分为常规正激，包括单管正激，双管正激。半桥、桥式电路都属于正激电路。

正激和反激电路各有其特点，在设计电路的过程中为达到最优性价比，可以灵活运用。一般在小功率场合可选用反激式。稍微大一些可采用单管正激电路，中等功率可采用双管正激电路或半桥电路，低电压时采用推挽电路，与半桥工作状态相同。大功率输出，一般采用桥式电路，低压也可采用推挽电路。

反激式电源因其结构简单，省掉了一个和变压器体积大小差不多的电感，而在中小功率电源中得到广泛的应用。在有些介绍中讲到反激式电源功率只能做到几十瓦，输出功率超过 100 瓦就没有优势，实现起来有难度。本人认为一般情况下是这样的，但也不能一概而论，PI 公司的 TOP 芯片就可做到 300 瓦，有文章介绍反激电源可做到上千瓦，但没见过实物。输出功率大小与输出电压高低有关。

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。

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比较长的磁芯，可减小漏感，如用 EE、EF、EER、PQ 型磁芯效果要比 EI 型的好。

关于反激电源的占空比，原则上军用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，但有一些例外，如美国 PI 公司推出的 TOP 系列芯片是可以工作在占空比大于 0.5 的条件下。占空比由变压器原副边匝数比确定，本人对做反激的看法是，先确定反射电压（输出电压通过变压器耦合反映到原边的电压值），在一定电压范围内反射电压提高则工作占空比增大，开关管损耗降低。

接着谈关于反激电源的占空比（本人关注反射电压，与占空比一致），占空比还与选择开关管的耐压有关，有一些早期的反激电源使用比较低耐压开关管，如 600V 或 650V 作为交流 220V 输入电源的开关管，也许与当时生产工艺有关，高耐压管子，不易制造，或者低耐压管子有更合理的导通损耗及开关特性，像这种线路反射电压不能太高，否则为使开关管工作在安全范围内，吸收电路损耗的功率也是相当可观的。现在由于 MOS 管制造工艺水平的提高，一般反激电源都采用 700V 或 750V 甚至 800-900V 的开关管。这两种类型各有优缺点：

第一类：缺点抗过压能力弱，占空比小，变压器初级脉冲电流大。优点：变压器漏感小，电磁辐射低，纹波指标高，开关管损耗小，转换效率不一定比第二类低。

第二类：缺点开关管损耗大一些，变压器漏感大一些，纹波差一些。优点：抗过压能力强一些，占空比大，变压器损耗低一些，效率高一些。

[继续阅读文章](#) →

一 便携式系统开关电源 PCB 排版技术

- 当今，由于开关电源会产生电磁波而影响到其电子产品的正常工作，则正确的电源 PCB 排版技术就变得非常重要。

许多情况下，一个在纸上设计得非常完美的电源可能在初次调试时无法正常工作，原因是该电源的 PCB 排版存在着许多问题。例如，对一个消费类电子设备上的降压式开关电源原理图来说，设计人员应能够在此线路图上区分功率电路中元器件和控制信号电路中元器件，但如果设计者将这电源中所有的元器件当作数字电路中的元器件一样来处理，则问题会相当严重。开关电源 PCB 排版与数字电路 PCB 排版完全不一样。在数字电路排版中，许多数字芯片可以通过 PCB 软件来自动排列且芯片之间的连接线可以通过 PCB 软件来自动连接。用自动排版方式所排版出的开关电源肯定无法正常工作。所以，设计人员需要掌握和了解正确的开关电源 PCB 排版技术规则。

开关电源 PCB 排版技术规则

旁路瓷片电容器的电容量不能太大，而它的寄生串联电感量应该尽量减小。多个电容器并联能改善电容的高频阻抗特性

当一个电容器工作频率在 f_0 以下时，电容阻抗 Z_c 随频率的上升而减小；当电容器工作频率在 f_0 以上时，电容阻抗 Z_c 会变得像电感阻抗一样随频率的上升而增加；当电容器工作频率接近 f_0 时，电容阻抗就等于它的等效串联电阻（RESR）。

电解电容器一般都有很大电容量和很大等效串联电感。由于它的谐振频率很低，所以只能使用在低频滤波上。钽电容器一般都有较大电容量和较小等效串联电感，因而它的谐振频率会高于电解电容器，并能使用在中高频滤波上。瓷片电容器电容量和等效串联电感一般都很小，因而它的谐振频率远高于电解电容器和钽电容器，所以能使用在高频滤波和旁路电路上。由于小电容量瓷片电容器的谐振频率会比大电容量瓷片电容器的谐振频率要高，因此在

选择旁路电容时不能光选用电容值过高的瓷片电容器。为了改善电容的高频特性，多个不同特性的电容器可以并联起来使用。图 1 (a) 是多个不同特性的电容器并联后改善的阻抗效果。通过分析就不难理解此排版规则的重要了。图 1 (b) 显示了一个 PCB 上输入电源 (VIN) 至负载 (RL) 的不同走线方式。为了降低滤波电容器 (C) 的 ESL，电容器引脚的引线长度应尽量减短；而 VIN 正极至 RL 和 VIN 负极至 RL 的走线应尽量靠近。

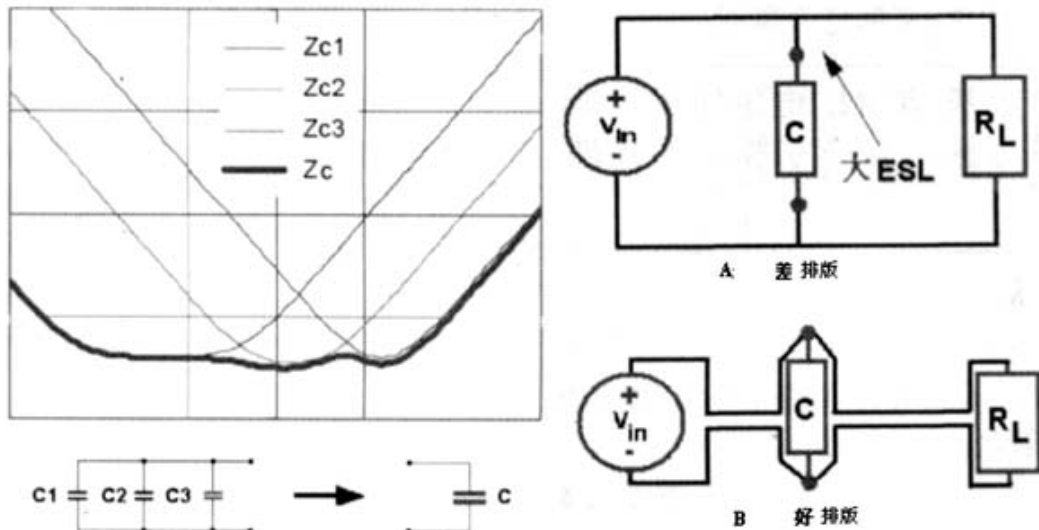


图 1 (a) 多个电容器并联可改善阻抗特性 图 1 (b) 滤波电路 PCB 走线方式 A 差, B 好

电感的寄生并联电容量应该尽量减小, 电感引脚之间的距离越远越好

图 2 (a) 中的电流环路类似于只有一圈线圈绕组的电感。可以看到高频交流电流所产生的电磁场 $B(t)$ 会环绕在此环路的外部 and 内部。如果高频交流电流环路面积 (A_c) 很大, 就会在此环路的内外部产生很大的电磁干扰。

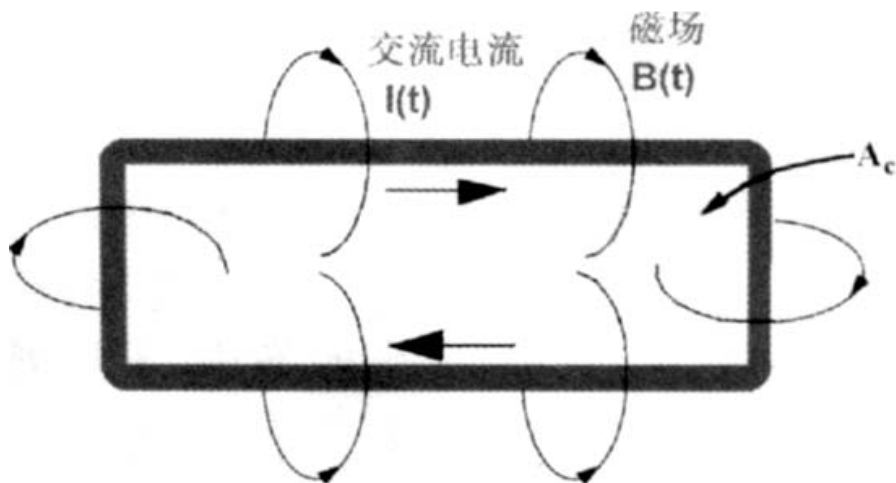


图 2 (a) 为电流环路类似于只有一圈线圈绕组的电感

当一个电感工作频率在 f_0 以下时, 电感阻抗随频率的上升而增加; 当电感工作频率在 f_0 以上时, 电感阻抗随频率的上升而减小; 当电感工作频率接近 f_0 时, 电感阻抗就等于它的等效并联电阻 ($REPR$)。

在开关电源的应用中电感的等效并联电容 (CP) 应该控制得越小越好。同时必须注意同一电感量的电感会由于线圈结构不同而产生不同的等效并联电容值 (CP)。

- 图 2 (b) 就显示了同一电感量的电感在二种不同的线圈结构下不同的等效并联电容值。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

图 2 (b) 中第一种电感的五圈绕组是按顺序绕制。这种线圈结构所产生的等效并联电容值 (C_P) 是单组线圈等效并联电容值 (C) 的五分之一。图 2 (b) 中第二种电感的五圈绕组是按交叉顺序绕制。其中绕组#4 和#5 放置在绕组#1#2#3 之间而绕组#1 和#5 非常靠近。这种线圈结构所产生的等效并联电容值 (C_P) 是单组线圈等效并联电容值 (C) 的两倍。

可以看到，相同电感量的两种电感的等效并联电容值居然相差达十倍。在高频滤波上如果一个电感的等效并联电容值太大，高频噪音就会很容易地通过它的并联电容而直接流到负载上。这样的电感也就失去了它的高频滤波功能。

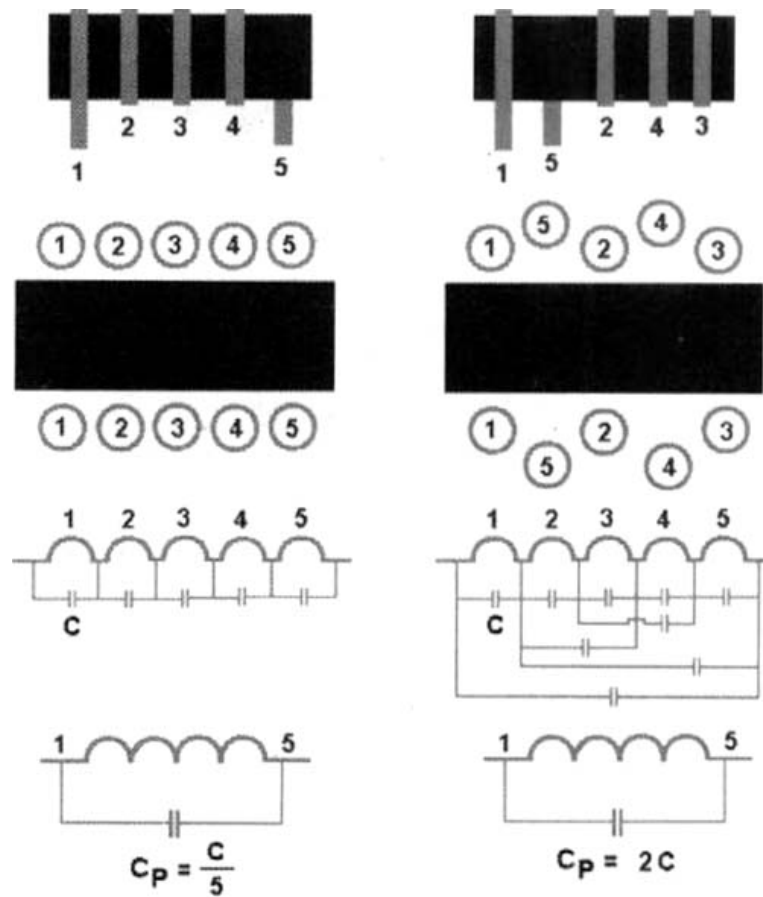


图 2 (b) 不同线圈结构造成不同等效并联电容值

图 2 (c) 显示了一个 PCB 上输入电源 (V_{IN}) 通过电感 (L) 至负载 (R_L) 的不同走线方式。为了降低电感的 C_P ，电感的二个引脚应尽量远离。而 V_{IN} 正极至 R_L 和 V_{IN} 负极至 R_L 上的走线应尽量靠近。

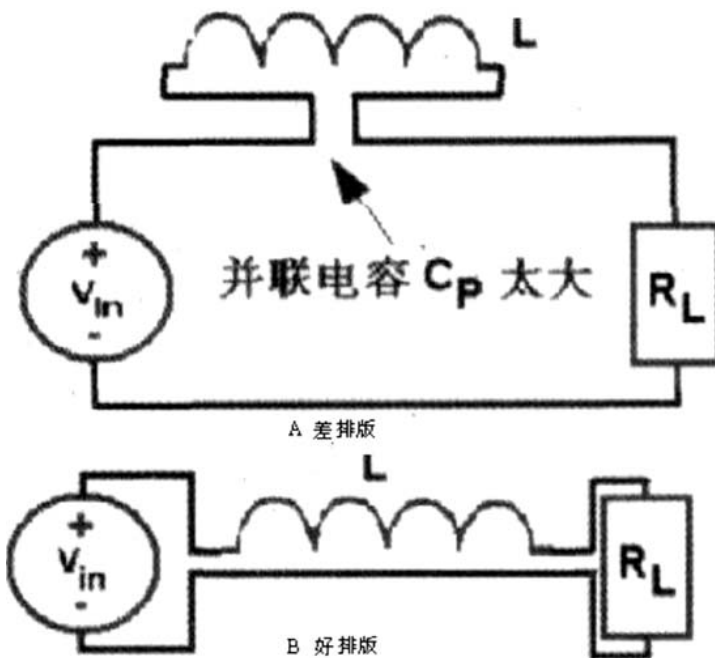


图 2 (c) 滤波电路 PCB 走线方式 A 差 B 好

避免在地层上放置任何功率或信号走线。

图 3 (a) 中的 A 图是当直流电流在一个接地层上方流过时的情景。此时在地层上的返回直流电流非常均匀地分布在整个地层面上。图 3 (a) 中的 B 图显示当高频交流电流在同一个地层上方流过时的情景。此时在地层上的返回交流电流只能流在地层面的中间而地层面的两边则完全没有电流。假设图 3 (b) 中的地层面是开关电源 PCB 上的接地层 (Ground Plane)，设计人员应该尽量避免在地层上放置任何功率或信号走线。一旦地层上的走线破坏了整个高频交流环路，该电路会产生很大的电磁波辐射而破坏周边电子器件的正常工作。

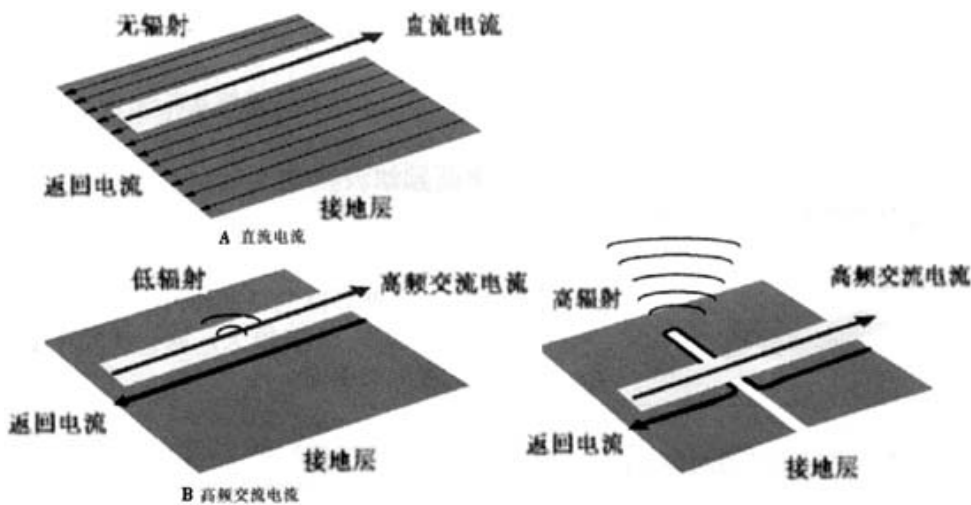


图 3 (a) 镜像面概念 A 直流 B 交流图 3 (b) 地层面上走线造成接地层的破坏

• 高频交流环路的面积应该尽量减小

为了减小高频交流环路所产生的电磁波噪音，该环路的面积应该控制得非常小。

如图 4 所示，如果高频交流电流环路面积 A_c 很大，就会在环路的内部和外部产生很大的电磁干扰。如果同样的高频交流电流，当环路面积设计得非常小时，环路内部和外部电磁场互相抵消，整个电路会变得非常安静。

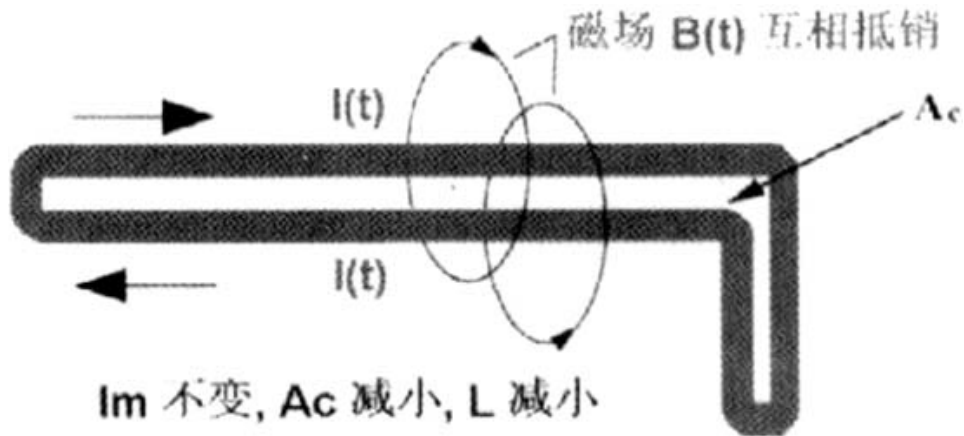


图 4 高频交流环路

过孔放置不应破坏高频交流电流在地层上路径

许多设计人员喜欢在多层 PCB 上放置很多过孔 (VIAS)。但是必须避免在高频交流电流返回路径上放置过多过孔。否则，地层上高频交流电流走线会遭到破坏。如果必须在高频交流电路路径上放置一些过孔的话，过孔之间可以留出一些空间让高频交流电流顺利通过。图 5 (a) 显示了过孔放置方式。

设计者同时应注意不同焊盘的形状会产生不同的串联电感。图 5 (b) 显示了几种焊盘形状的串联电感值。

旁路电容 (Decouple) 的放置也要考虑到它的串联电感值。旁路电容必须是低阻抗和低 ESL 的瓷片电容。但如果一个高品质瓷片电容在 PCB 上放置的方式不对，它的高频滤波功能也就消失了。图 5 (c) 显示了旁路电容正确和错误的放置方式。

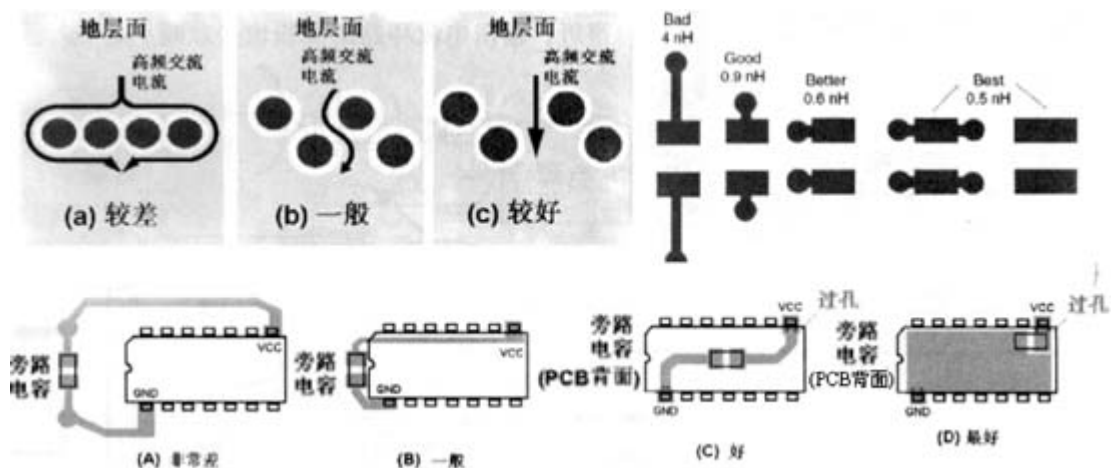


图 5 (a) 过孔放置方式图 5 (b) 焊盘寄生串联电感图 5 (c) 旁路电容正确和错误的放置方式

电源直流输出

许多开关电源的负载远离电源的输出端口。为了避免输出走线受到电源自身或周边电子器件所产生的电磁波干扰，输出电源走线必须像图 6 中那样靠得很近。输出电流环路的面积也必须减小。

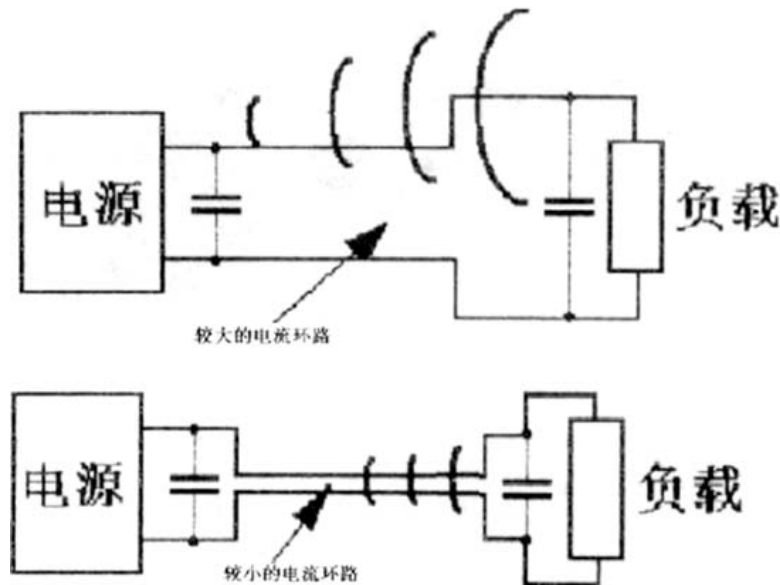


图 6 电源输出直流电流环路

系统板上不同电路需要不同接地层，不同电路的接地层通过单点与电源接地层相连接

新一代电子产品系统板上会同时有模拟电路、数字电路及开关电源电路。为了减小开关电源噪音对敏感的模拟和数字电路的影响，通常需要分隔不同电路的接地层。如果选用多层 PCB，不同电路的接地层可由不同 PCB 板层来分隔。如果整个产品只有一层接地层，则必须像图 7 中那样在单层中分隔。无论是在多层 PCB 上进行地层分隔或是在单层 PCB 上进行地层分隔，不同电路的地层都应该通过单点与开关电源的接地相连接。

[继续阅读文章](#) →

一、详解开关电源 PCB 设计要点和电气要求

- 在任何开关电源设计中，PCB 板的物理设计都是最后一个环节，如果设计方法不当，PCB 可能会辐射过多的电磁干扰，造成电源工作不稳定，以下针对各个步骤中所需注意的事项进行分析：

一、从原理图到 PCB 的设计流程

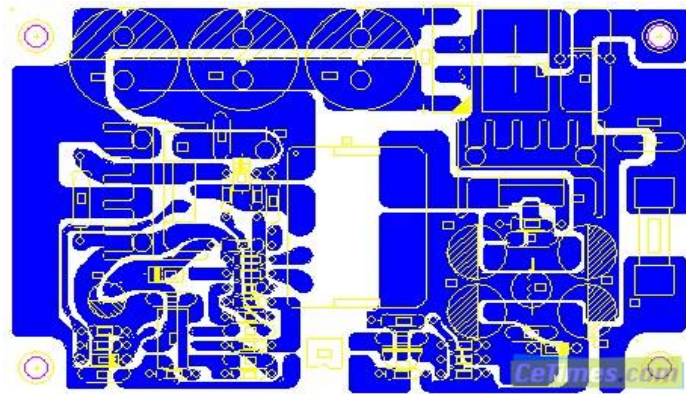
建立元件参数→输入原理网表→设计参数设置→手工布局→手工布线→验证设计→复查→CAM 输出。

二、参数设置

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

相邻导线间距必须能满足电气安全要求，而且为了便于操作和生产，间距也应尽量宽些。最小间距至少要能适合承受的电压，在布线密度较低时，信号线的间距可适当加大，对高、低电平悬殊的信号线应尽可能地短且加大间距，一般情况下将走线间距设为 8mil。焊盘内孔边缘到印制板边的距离要大于 1mm，这样可以避免加工时导致焊盘缺损。当与焊盘连接的走线较细时，要将焊盘与走线之间的连接设计成水滴状，这样的好处是焊盘不容易起皮，而是走线与焊盘不易断开。

如图：



三、 元器件布局

实践证明，即使电路原理图设计正确，印制电路板设计不当，也会对电子设备的可靠性产生不利影响。例如，如果印制板两条细平行线靠得很近，则会形成信号波形的延迟，在传输线的终端形成反射噪声；由于电源、地线的考虑不周到而引起的干扰，会使产品的性能下降，因此，在设计印制电路板的时候，应注意采用正确的方法。每一个开关电源都有四个电流回路：

(1). 电源开关交流回路

(2). 输出整流交流回路

(3). 输入信号源电流回路

(4). 输出负载电流回路输入回路通过一个近似直流的电流对输入电容充电，滤波电容主要起到一个宽带储能作用；类似地，输出滤波电容也用来储存来自输出整流器的高频能量，同时消除输出负载回路的直流能量。所以，输入和输出滤波电容的接线端十分重要，输入及输出电流回路应分别从滤波电容的接线端连接到电源；如果在输入/输出回路和电源开关/整流回路之间的连接无法与电容的接线端直接相连，交流能量将由输入或输出滤波电容并辐射到环境中去。电源开关交流回路和整流器的交流回路包含高幅梯形电流，这些电流中谐波成分很高，其频率远大于开关基频，峰值幅度可高达持续输入/输出直流电流幅度的 5 倍，过渡时间通常约为 50ns。这两个回路最容易产生电磁干扰，因此必须在电源中其它印制线布线之前先布好这些交流回路，每个回路的三种主要的元件滤波电容、电源开关或整流器、电感或变压器应彼此相邻地进行放置，调整元件位置使它们之间的电流路径尽可能短。建立开关电源布局的最好方法与其电气设计相似，最佳设计流程如下：

1.放置变压器

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

2. 设计电源开关电流回路

3. 设计输出整流器电流回路

4. 连接到交流电源电路的控制电路

设计输入电流源回路和输入滤波器 设计输出负载回路和输出滤波器根据电路的功能单元，对电路的全部元器件进行布局时，要符合以下原则：

(1) 首先要考虑 PCB 尺寸大小。PCB 尺寸过大时，印制线条长，阻抗增加，抗噪声能力下降，成本也增加；过小则散热不好，且邻近线条易受干扰。电路板的最佳形状矩形，长宽比为 3: 2 或 4: 3，位于电路板边缘的元器件，离电路板边缘一般不小于 2mm。

(2) 放置器件时要考虑以后的焊接，不要太密集。

(3) 以每个功能电路的核心元件为中心，围绕它来进行布局。元器件应均匀、整齐、紧凑地排列在 PCB 上，尽量减少和缩短各元器件之间的引线和连接，去耦电容尽量靠近器件的 VCC。

(4) 在高频下工作的电路，要考虑元器件之间的分布参数。一般电路应尽可能使元器件平行排列。这样，不但美观，而且装焊容易，易于批量生产。

(5) 按照电路的流程安排各个功能电路单元的位置，使布局便于信号流通，并使信号尽可能保持一致的方向。

(6) 布局的首要原则是保证布线的布通率，移动器件时注意飞线的连接，把有连线关系的器件放在一起。

(7) 尽可能地减小环路面积,以抑制开关电源的辐射干扰。 [继续阅读文章](#)

——开关电源设计之实际案例篇

一、如何简化开关电源设计

- 过去 15 年来，开关电源的设计逐渐成为主流。现在，开关电源的设计已不再是专家的任务，任何参与系统设计的人员都能够最终设计出自己的开关电源。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

幸运的是，各种专业水平的人都可以利用美国国家半导体的 WEBENCH® 在线工具来设计开关稳压器。由于专业人员通常希望针对某些专用元件或目标性能来修改自己的设计，这些工具还允许进行定制设计。这意味着可能会把一个原来工作完美的设计“优化”至不稳定的状态。在线工具可以用来发现并纠正问题，完美地配合工程师思路的发展。

迈出第一步

在线电源设计的第一步是定义电源需求，包括电压范围、输出电压和负载电流。可能的解决方案会得到自动评估，并将一、两个推荐方案呈现给用户。这也是设计者可能遇到麻烦的第一个地方：如果需求的表达不正确（例如，如果实际的输入电压范围高于或低于输入值），则不适合的解决方案也会显示。用户可以尝试多组需求，但必须对系统需求有清晰的概念。

当选定了稳压器解决方案后，就可以确定该电路的元器件。该工具会显示元器件的号码。用户可以更改为一个预设的替代品，或输入一个定制元件。对于元器件值和所有关键的

寄生参数值都有指导。如果采用了与推荐值差异较大的定制元件，恐怕性能就会下降不少。

性能评估

一旦选定了电路元器件，就到了评估性能的时候了。一般来说，性能评估要看频率响应值（交叉频率和相位裕度）、峰值电流和电压，以及热性能值（效率、结温和元件温度）。尽管这些计算建基于模型，仿真结果与工作台数据还是匹配得很好的。

• 电气仿真与热仿真

电气仿真支持某些解决方案。这些仿真器会显示出逻辑图，用户可以进一步更改元器件，并在稳压电路上运行测试。现有的测试包括波德图、稳态、线路瞬态、负载瞬态和启动。（注意，波德图只能用于那些采用固定频率稳压器 IC 的电路。）为使在线测试更有用，用户应仔细检查所有测试条件。输入电压和负载电流对每次测试都可能会变化，而默认值可能与用户的系统不相匹配。用户必须先估计出应得的结果，如果仿真结果与之不同，去找出原因。

热仿真可以用于许多方案。在线工具会用一个参考设计布局，评估在 PCB 板上实现的稳压电路。元器件和电路板温度的结果以全彩图象及表格显示。由于热仿真运行得较快（几分钟内就可以给出结果），精度自然比不上一个耗费数小时的详尽 CFD（计算流体动力）仿真结果。但是，温度估计一般在实际值的 20°C 内。这对于确定电路板或元器件的热点，防止出现过热情况已经足够使用了。 [继续阅读文章](#)

一 超低功耗开关电源设计

- 要想减缓人类在能源使用过程中对环境所造成的影响，最有效方式就是降低产品的功耗。降低带载功耗是最明显的需要。但在产品并不执行任何工作的待机模式下，降低功率损耗的需要却似乎并不明显。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

家用设备和电源适配器的待机耗电量相当巨大。美国劳伦斯伯克力国家实验室估计，在美国家庭一年的总电费中，待机和空载损耗超过 50 亿美元。据国际能源机构（IEA）统计，5%至 15%的家庭耗电量（因国家/地区而异）都是在待机模式下产生的；欧盟委员会估计欧盟地区每年约产生 50 太千瓦时（TWh）的待机耗电量。

现在，许多消费类产品 OEM 制造商所生产的电子设备都具有超低待机功耗，但真正的目标还是要尽可能地接近零功耗。Power Integrations 新推出的两款高压 MOSFET 可以帮助设计师将电路中的耗能元件隔离开，从而达到优化设计和实现零空载功耗的目的。

消除待机功率

此类电量的节省会对整个国家的发电站配备要求产生直接影响，并且，它已成为各监管机构所颁布的能效法规中的关键内容。以电视机接收器为例，包括能源之星和欧盟生态标签（EU Eco-Label）在内的众多能效计划现在都将最大待机功耗规定为 1 瓦。作为其节能计划的组成部分，欧盟委员会已针对用能产品（EuP）的待机和关断模式损耗颁布了用能产品指令 Lot 6。Lot 6 于 2009 年初生效，其要求比以往更为严格。自 2010 年起，新产品的待机功耗必须低于 1 瓦。到 2011 年，具体数值将进一步减小，输出功率 ≤ 51W 的适配器将降至 300mW，输出功率 > 51W 的适配器将降至 500mW。

2008 年，在 EuP Lot 6 定稿时，所设定的目标值接近当时最佳可行技术所能达到的最高水平。但是，随着开关电源 IC 的快速发展，待机功耗水平现在已远远低于当时的规定限值。许多消费类知名品牌的公司都认识到了这一情况，他们要求的功耗特性都远远高于各项国家标准。例如，多家大型电视机及显示器 OEM 制造商都已设定了 100mW 的最大待机功耗限值，计算机领域的一些 OEM 制造商已设定了更低的 30mW 待机功耗限值。这些限值都大大低于国家能效法规的要求。

设计超低功耗的开关电源

如今的开关电源控制器 IC 已达到相当先进的水平，设计周密，足以满足待机功耗标准。电源设计师只需遵循应用指南即可获得可接受的设计。但要想使待机功耗达到标准的十分之一或更低，则需要更加关注细节。必须对每个电源元件进行优化，使每次调整都能节省一定的功耗。图 1 所示为典型反激式开关电源设计中需要优化的区域。

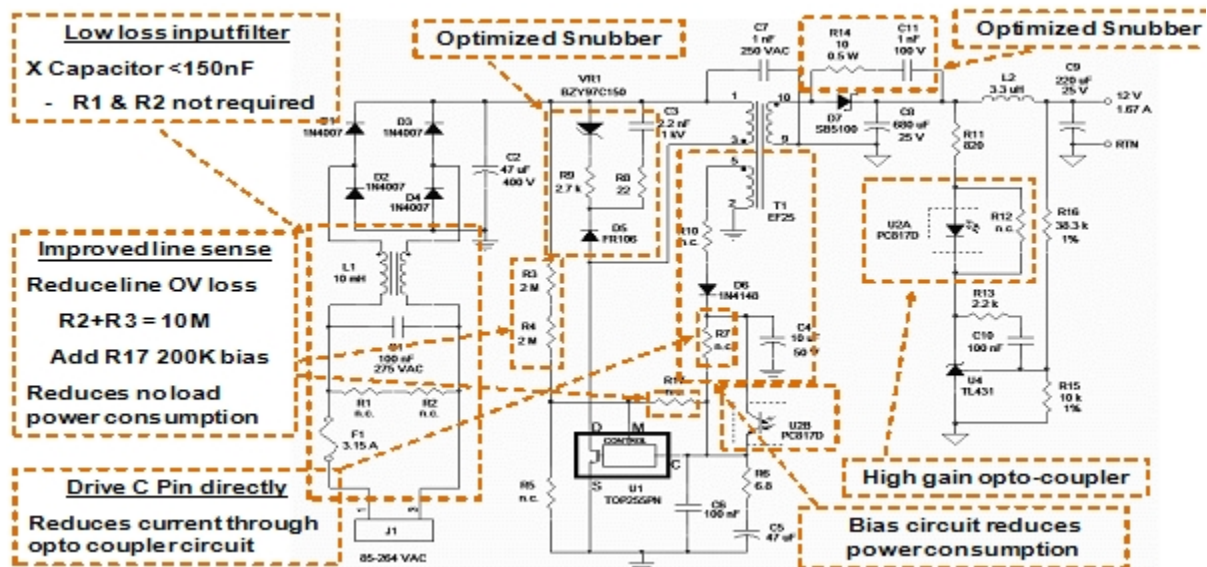


图 1：用 Power Integrations 的 TOPSwitch-HX 优化过的开关电源。

这款 20W 电源 (DER-188) 能够在 0.3W 输入功率下提供 0.2W 的待机输出功率, 在 230VAC 下的空载功耗极低, 小于 100mW。但是, 如果要进一步降低待机功率, 使其尽可能接近零, 该怎么办呢?

首先会想到的元件是输入滤波器。该元件始终与市电电源直接相连, 因此这里的任何电流消耗都必须消除。电阻 R1 和 R2 也比较突出, 因为它们直接跨接在输入两端, 且与 X 电容 C1 并联。如果电源已断电, 断开瞬间的市电电压会保留为电容中的直流电荷, 因此存在于电源插头引脚。由于存在潜在的电击风险, 安规机构规定电容值高于 100nF 的电容的自动放电时间常数必须小于 1 秒。电阻 R1 和 R2 的作用就是对电容 C1 进行放电。这两个电阻通常以串联方式连接, 以便达到安规机构的单点故障测试要求。

从功率预算的角度来看, 这些电阻的存在是极不适宜的, 因为无论电源是否工作, 它们都会持续消耗功率。在所示的应用中, 输入滤波器使用 100nF 的电容 C1 设计而成, 因此不需要使用这些电阻。但增大电容容量有很大的益处: 可以相应减小扼流圈 L1, 从而节省尺寸、重量和成本。但对于 1 μ F 的电容来说, R1 和 R2 的总值将必须达到 1M Ω 的最大值。在 230VAC 输入下, 电阻将连续消耗 53mW 的功率。

消除电流消耗

要想实现待机电流接近零的目标, 就必须找到能消除 R1 和 R2 连续电流消耗的解决方案。Power Integrations 新推出的 CAPZero IC 可以轻松实现这一点。图 2 所示为 CAPZero 在典型应用中的使用情况。

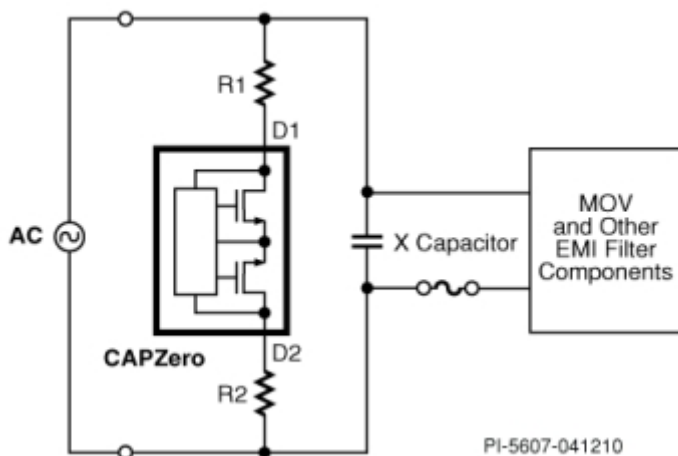


图 2: CAPZero 的典型应用。

每款 CAPZero 器件均采用集成 AC 损耗检测器和背靠背 MOSFET 的 SO-8 封装。当存在 AC 输入电压时, CAPZero 保持关闭状态, 阻挡电流进入放电通路, 消除功率损耗。AC 电压消失后, CAPZero 开启, 接通电阻, 允许输入滤波电容放电。CAPZero 通过 AC 线路自行供电, 在 230 VAC 输入时功耗低于 5 mW。

CAPZero 有两种电压等级 (825V 和 1kV) 和八个电流额定值 (从 0.25mA 到 2.5mA)。在直接跨接市电电源的情况下, CAPZero 的高压浪涌抵抗能力显得至关重要。在大部分消费类产品应用中, 825V CAPZero 器件可以与金属氧化物压敏电阻 (MOV) 一起使用。对于浪涌要求高达 3kV 的应用, 可以将 1kV CAPZero 器件与 MOV 配合使用。

图 3 描述了 CAPZero 器件在极端条件下的工作情况。在该测试中，AC 输入连接松散，以便在触点产生电弧。测试表明，CAPZero 器件不会因电弧的发生而保持“锁存关断”，而且，它可以准确检测 AC 功率损耗并在 AC 断电后对 X 电容进行安全放电。

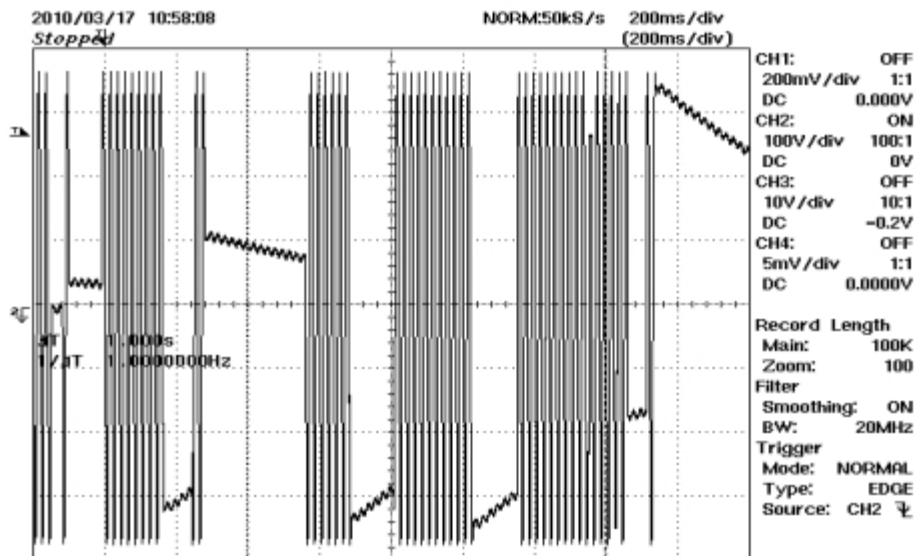


图 3: CAPZero 265 VAC/50 Hz, 空载; VIN 100 V/div。

CAPZero 可以有效隔离电阻 R1 和 R2，使设计师能够自由优化 C1、L1 和其他输入滤波元件的值。在增大 X 电容值同时不增加功耗的情况下，可以进一步减小共模/差模扼流圈的值，甚至省去此类元件。这样不仅能节省空间和成本，而且还可以提高电源效率。 [继续阅读文章](#)

一 基于 DSP 的智能功放开关电源设计

1 引言

开关电源以体积小，重量轻，功耗低，效率高，纹波小，噪声低，智能化程度高，易扩容等，逐渐替代工频电源，广泛应用于各种电子设备。高可靠性、智能化及数字化是开关电源的发展方向。音响功放要求电源随着负载变化自动调整输出电压，进而调节功率，以提高电源动态性能，降低音响功放内部损耗，但目前的开关电源无法实现。选用 TMS320F2812 型 DSP 作为功放开关电源的主控制器，设计一种低功耗、适用于大型功放系统的新型的智能功放开关电源。

2 智能功放开关电源设计

图 1 为智能音响功放开关电源的总体原理框图，主电路采用交一直一交一直的结构。输入工频 220 V 交流电路经滤波电路后，再经单相桥式整流电路输出直流电压；变换电路采用全桥移相逆变电路将前端直流电变换为高频的交流电。然后经二次整流滤波输出稳定的直流电压；检测电路对输出电压信号采样后，送入控制电路，通过改变控制电路输出脉宽占空

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

比来调节输出电压；保护电路实现过压和过流保护；功率检测电路对变换电路电流采样，当输出功率超过 500 W 时，产生过功率检测信号，驱动控制电路，降低输出电压；辅助电源电路为控制电路和各种运放供电。

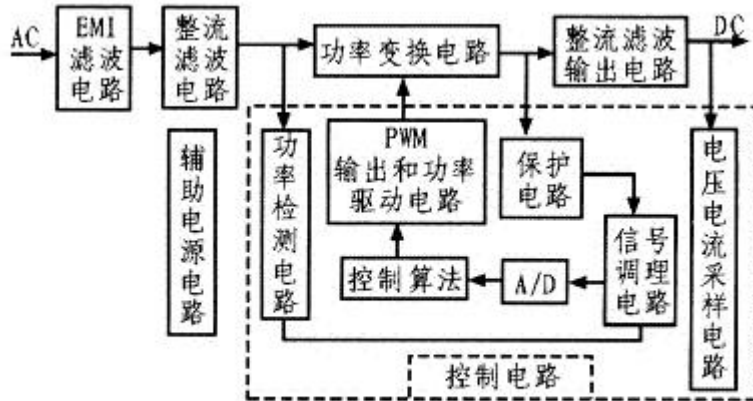


图 1 智能功放开关电源原理图

2. 1 功放开关电源模块

图 2 是功放开关电源的主电路，其中 V_{in} 是 220 V 交流输入经前端滤波和全波整流得到，电压为 300 V。为全桥逆变电路的输入电压。VQ1、VQ2、VQ3、VQ4 为 IRFP460 型大功率 MOSFET，用作变换器开关管。由于 IRFP460 型 MOSFET 是多数载流子器件，开关速度极快，开通和关断时间的典型值一般 20 ns，具有较高的击穿电压和较大的工作电流。此外，MOSFET 的输入阻抗高，驱动电路较简单，只要在栅源之间加 10 V 左右的电压，就可使其饱和导通。L4、C5、C6 构成辅助谐振网络，考虑到变压器原边漏感，谐振电感 LT 的取值一般比实际值小，这里选用电感值为 34 μH 的非线性饱和电感 1 μF 的，考虑到高频脉冲变压器 T1 磁饱和问题，原边绕组串接防偏磁电容，VD15 和 VD16，VD17 和 VD18 分别为全波整流二极管，L1、C13、EC1、EC2 和 L2、C14、EC3、EC4 分别为 +35 V 和 -35 V 输出回路的滤波电路。

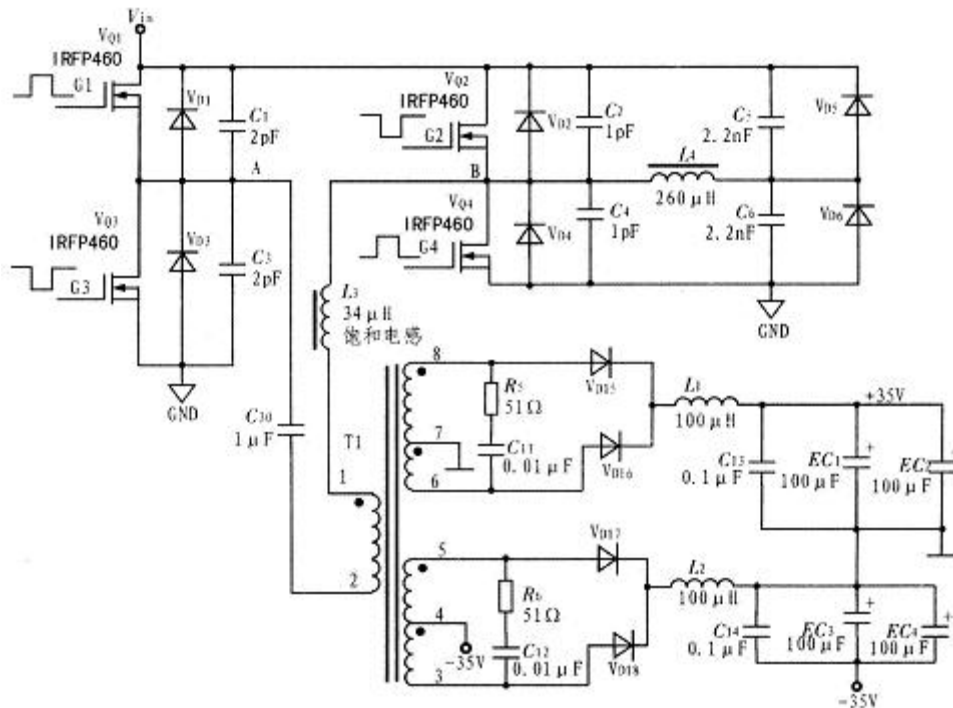


图2 功放开关电源主电路图

2. 2 功放开关电源模块控制电路

该控制电路以 DSPTFMS320F2812 为核心，主要包括产生移相脉冲波形、实时采样、功率调节、过压保护、过流保护、过功率保护、滤波算法和全桥移相算法等功能。采用 TMS320F2812 内置的 16 路 12 位高分辨率 A / D 转换电路实现电压、电流实时采样。每通道的最小转换时间为 80 ns，A / D 转换电路的输入信号电平范围为 0~3 V。采样后，通过软件编程调整驱动全桥逆变器开关管的 PWM 波形移相角，实现稳压，同时当输出电压、电流过高或欠压时，DSP 调用相应的子程序处理突发异常事件，起到保护作用。同时通过 A / D 采样输出电压电流信号进行运算，可精确测量输出功率，并调整事件管理器相关寄存器的值来调节输出电压。

控制器的动态特性和稳压精度等性能与调节器设计密切相关。在功放开关电源的设计中，采用增量式 PID 控制算法。

电源设计中的数字控制均采用数字采样控制，即根据采样时刻的偏差值计算控制量。PID 控制的离散形式为：

$$u(k) = K_p e(k) + \frac{K_p T_s}{T_i} \sum_{i=0}^k e(i) + K_p T_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \quad (1)$$

式中， T_s 为采样周期。

式 (1) 为是位置式 PID 控制算式。为增加控制系统的可靠性，采用增量式 PID 控制算式，即 DSP 只输出控制量 $u(k)$ 的增量，式 (1) 是第 K 次 PID 控制器的输出量，那么 (K-1) 次 PID 控制器的输出量为：

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + \frac{K_p T_s}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + K_p T_D \frac{e(k-1) - e(k-2)}{T_s} \quad (2)$$

因此，增量式 PID 控制算法为：

$$\Delta u(k) = K_p (e(k) - e(k-1)) + \frac{K_p T_s}{T_i} e(k) + K_p T_D \cdot \frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T_s} = A e(k) + B e(k-1) + \frac{K_p T_D}{T_s} e(k-2) \quad (3)$$

$$\text{式中, } A = K_p + \frac{K_p T_s}{T_i} + \frac{K_p T_D}{T_s}, B = -K_p - \frac{2K_p T_D}{T_s}, C = \frac{K_p T_D}{T_s}。$$

$$u(k) = \Delta u(k) + u(k-1) \quad (4)$$

式(3)和式(4)就是该控制程序的增量式 PID 控制算式。增量式 PID 控制与位置式 PID 控制相比仅算法不同，但它只输出增量，减少了 DSP 误操作时对控制系统的影响，而且不会产生积分失控。图 3 为基于 TMS320F2812 的 PID 控制器的实现框图。

2.3 功放开关电源的软件设计

基于 DSP 的功放开关电源的软件设计主要实现以下功能：

(1) 全桥移相脉冲的产生 利用 TMS320F2812 事件管理器中两个比较单元直接输出电路脉冲。从移相基本原理来看，滞后桥臂相对于超前臂之间的驱动有一个周期性延时，其延时角即为移相角。设定由比较单元 1 输出的 PWM1 / PWM2 分别驱动超前臂开关管 VQ1、VQ3，由比较单元 2 输出的 PWM3 / PWM4 驱动滞后臂开关管 VQ4、VQ2。每个桥臂上下两管之间的驱动脉冲互补且带死区，固定超前桥臂的驱动在每周期的 0 时刻发出，则只要延迟移相角 φ 对应的时间，再发生比较事件则可得到滞后桥臂的驱动脉冲，从而实现 $0^\circ \sim 180^\circ$ 范围内的自由移相。

(2) 过压、过流、过功率的检测和保护 基于 DSP 的功放开关电源具有过压、过流、过功率、过热等保护功能。发生异常时，系统进入异常中断服务子程序进行处理，并及时封锁 PWM 输出。为防止误动作，设定连续读取 20 个异常信号才认定为电路异常，否则不处理。各模块程序流程如图 4~图 6 所示。

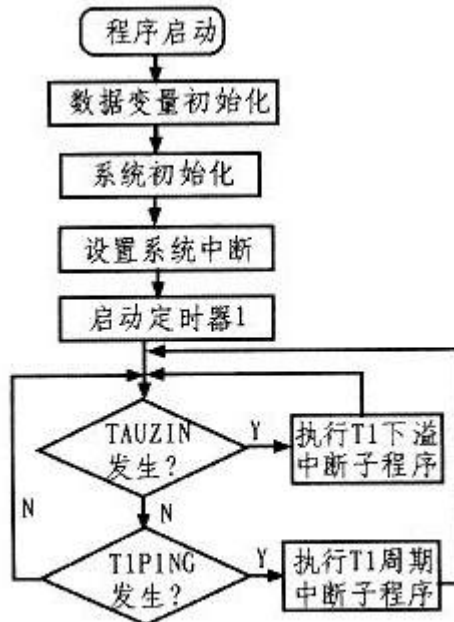


图4 功放开关电源主程序流程

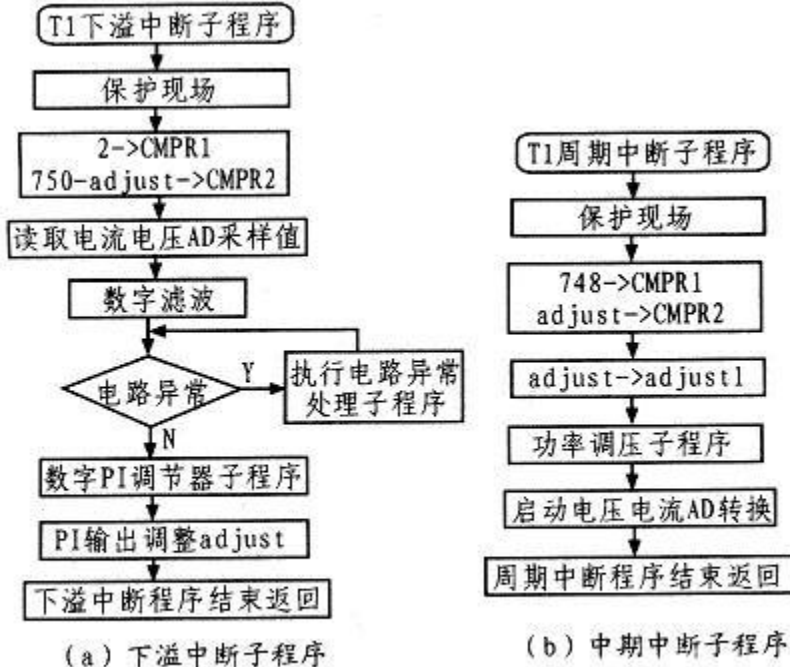


图5 下溢和中期中断子程序流程

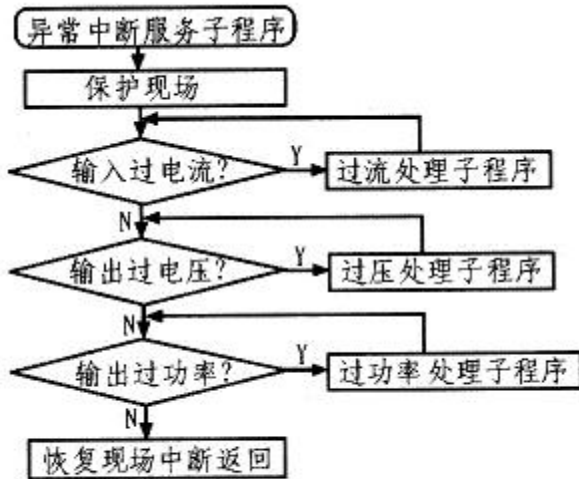


图 6 异常处理中断子程序流程

3 实验结果

依据前面的分析设计一台样机，开关频率为 100 kHz，输出电压为 $\pm 35\text{ V}$ 和 $\pm 42\text{ V}$ 。对基于 DSP 控制音响功放开关电源进行带载实验，在轻载和重载条件下，输出电压纹波系数小于 0.5%，输出电压精度小于 0.5%。

图 7 为 DSP 的移相波形。其中，通道 1 为比较单元 1 的 PWM1 输出，为超前桥臂；通道 2 为比较单元 2 的 PWM3 输出。从图 7 可清楚看到通道 2 滞后通道 1 约 135° 。图 8 为滞后桥臂零电压开通临界波形，输入电压约为 175 V，输出功率为 100W。图 8 中通道 1 为功率 MOS 管栅源电压 V_{cs} 波形，通道 2 为功率 MOS 管漏源电压 V_{DS} 波形。关断 V_{DS} 时为 175 V，由图 8 可看到 V_{DS} 先降到 0，然后 V_{cs} 上升。此时开通开关管为零电压开通。负载越重，零电压开通现象越明显。在输出功率 400 W 时，输入功率为 440 W，全桥移相变换器的转换效率为 90.9%。

[继续阅读文章](#)

一基于 DSP 的 PWM 型开关电源的设计

- 目前，开关电源以具有小型、轻量和高效率的特点而被广泛应用于以电子计算机为主导的各种终端设备和通信设备中，是当今电子信息产业飞速发展不可缺少的一种电源方式。与之相应，在微电子技术发展的带动下，DSP芯片的发展日新月异，功能日益强大，性价比不断上升，开发手段不断改进，其处理速度比 CPU 快 10~15 倍，因此基于 DSP 芯片的开关电源可以说是天作之保，拥有着广阔的前景，可用于选进的机载电源中，也是开关电源今后的发展趋势。

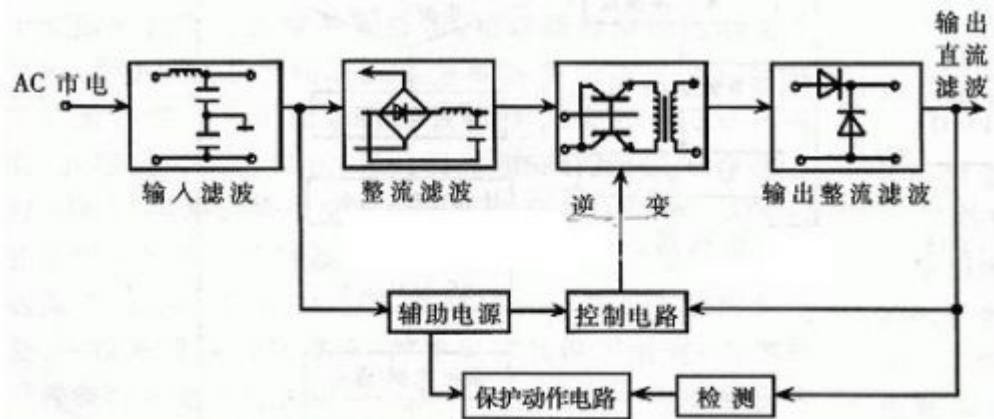


图 1 PWM 型开关电源的结构框图

1 PWM 型开关电源原理

PWM 型开关电源的结构框图如图 1 所示。

市电信号经过输入滤波和整流滤波后实现 AC/DC 转换，将电网交流电直接整流为较平滑的直流电，以供下一级变换；再经过逆变器后实现 DC/AC 转换，将整流后的直流电变为交流电，这是 PWM 型开关电源实现 PWM 控制的核心部分，其频率越高，体积、重量与输出功率之比越小。最后在通过输出整流与滤波，根据负载需要，提供稳定可靠的直流电源。

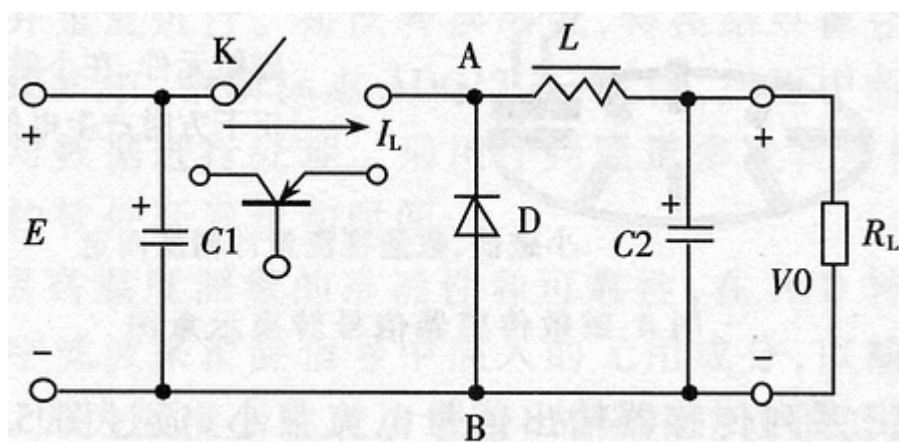


图 2 开关电源控制原理图

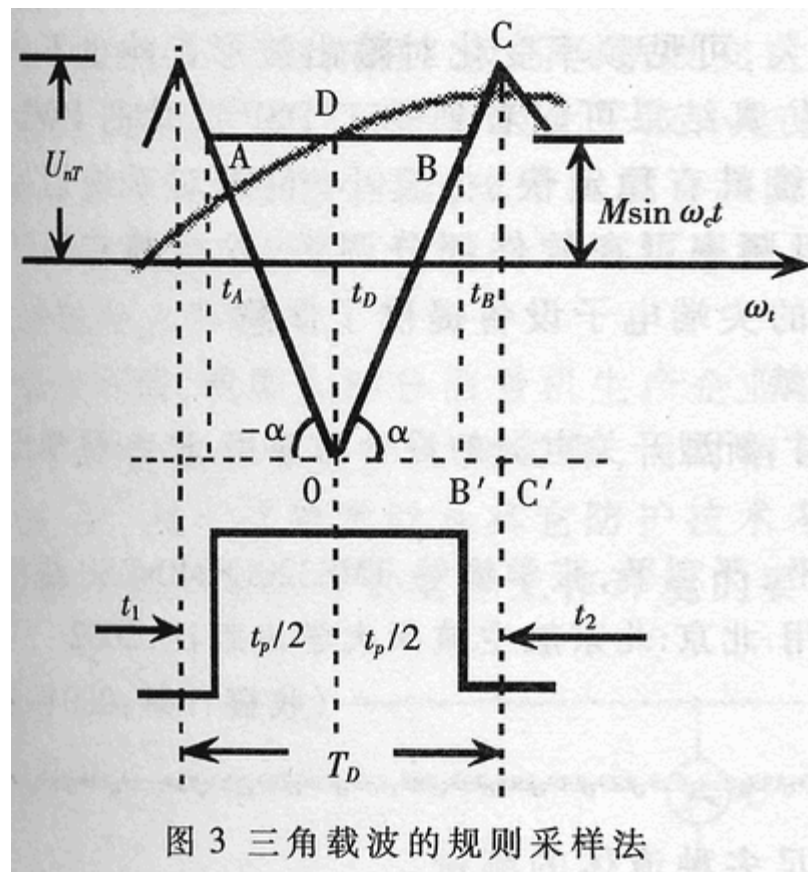
2 PWM 控制原理

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

开关电源控制原理图如图 2 所示。图中，开关 K 以一定的时间间隔重复地接通和断开，在开关 K 接通时，输入电源 E 可通过开关 K 和滤波电路提供给负载 RL 为负载提供能量；为使负载能得到连续的能量，开关稳压电源必须要有一套储能装置，在开关接通时将一部分能力储存起来，在开关断开时，向负载释放 [4]。图 2 中，由电感 L、电容 C2 用以储存能量，在开关断开时，储存在电感 L 和 C2 中的能量通过二极管 D 释放给负载，使负载得到连续而稳定的能量。因二极管 D 使负载电流连续不断，所以称为续流二极管。AB 间的电压平均值 EAB 可表示为：

$$E_{AB} = T_{ON} |T \times E \quad (1)$$

式中， T_{ON} 为开关每次接通的时间， T 为开关通断的工作周期（即开关拉通时间 T_{ON} 和关断时间 T_{OFF} 之和）。由



式 (1) 可知，开关接通时间和工作周期的比例改变，AB 间电压的平均值也随之改变，因此，随着负载及输入电源电压的变化自动调整 T_{ON} 和 T 的比例，便能使输出电压 V_0 维持不变。改变接通时间 T_{ON} 和工作周期比例亦即改变脉冲的占空比，这种方法为“时间比率控制”（Time Ratio Control，缩写为 TRC） [1]。这里按照 TRC 原理选择了开关周期 T 恒定，通过改变脉冲宽度 T_{ON} 来改变占空比，这种方式称为脉宽调制方式（PWM），用来实现对电压幅值频率的控制。

• **3 DSP 芯片 TMS320LF2407 简介**

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

TMS320 系列 DSP 的体系结构是专为实时信号处理而设计的, 该系列 DSP 集实时处理能力和控制外设功能于一身, 为实现控制系统提供了理想的解决方案。

TMS320LF2407 在 TMS320 系列的基础上有以下特点 [2] :

- (a) 高性能 10 位模/数转换器 (ADC) 的转换时间为 500ns, 提供多达 16 路的模拟输入。
- (b) 基于 TMS320C2xx 第列的 CPU 核保证了其与 TMS320 系列 DSP 的代码兼容。
- (c) 具有两个事件管理器模块 EVA 和 EVB, 每个均可提供两个 16 位通用定时器和八个 16 位的 PWM 通道。
- (d) 高达 24K 的 FLASH 程序存储器。
- (e) 可扩展外部存储器。
- (f) 五个外部中断 (两个驱动保护、复位和两上可屏蔽中断)。

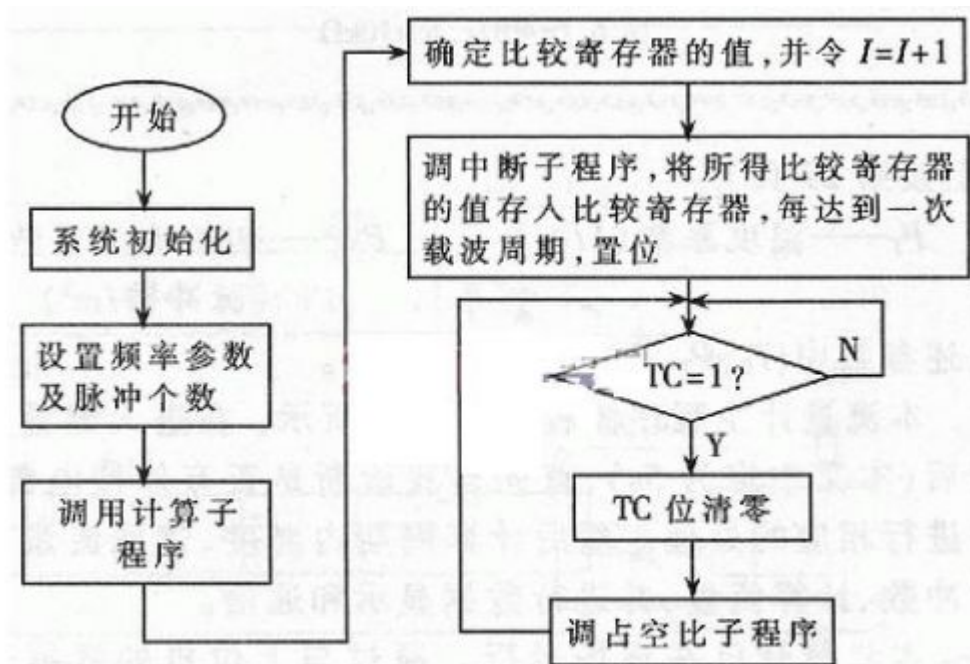


图 4 主程序流程图

4 利用 TMS320LF2407 实现 SPWM

4.1 SPWM 控制的基本原理

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

所谓 SPWM 即 PWM 中脉冲宽度按正弦规律变化。由采样理论：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上，其效果基本相同可知，为了在输出端得到正弦波，就需要输出一系列幅值相等而宽度不等的矩形波。采用三角载波的规则采样法，就可以得到宽度按正弦规律变化的矩形波。如图 3 所示，每个脉冲的中点都以相应的三角波的中点对称，在三角载波的负峰时刻 TD 对正弦波采样得到 D 点，过 D 点作一水平直线和三角波分别交于 A 点和 B 点，在 A 点时刻 tA 和 B 点时刻 tB 控制功率器件的通断。可见 AB 长度即为脉冲宽度，由图可得如下关系式：

$$AB = T_c (1 + \sin \omega_c t_D) / 2 \quad (2)$$

根据这一关系式可知，如果一个周期内有 N 个矩形波，则第 l 个矩形波的占空比为：

[继续阅读文章](#) 

一、单片开关电源的快速设计法

- 在设计开关电源时，首先面临的问题是如何选择合适的单片开关电源芯片，既能满足要求，又不因选型不当而造成资源的浪费。然而，这并非易事。原因之一是单片开关电源现已形成四大系列、近 70 种型号，即使采用同一种封装的不同型号，其输出功率也各不相同；原因之二是选择芯片时，不仅要知道设计的输出功率 PO，还必须预先确定开关电源的效率 η 和芯片的功率损耗 PD，而后两个特征参数只有在设计安装好开关电源时才能测出来，在设计之前它们是未知的。

下面重点介绍利用 TOPSwitch-II 系列单片开关电源的功率损耗 (PD) 与电源效率 (η)、输出功率 (PO) 关系曲线，快速选择芯片的方法，可圆满解决上述难题。在设计前，只要根据预期的输出功率和电源效率值，即可从曲线上查出最合适的单片开关电源型号及功率损耗值，这不仅简化了设计，还为选择散热器提供了依据。

$$\eta / \% (U_{imin}=85V)$$

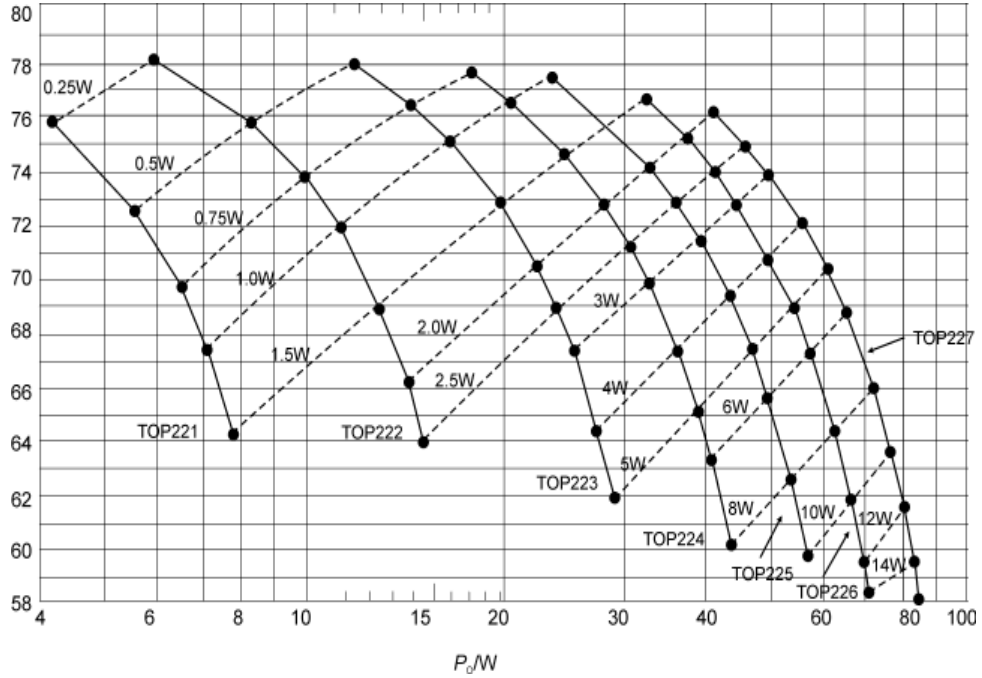


图 1 宽范围输入且输出为 5V 时 PD 与 η , PO 的关系曲线

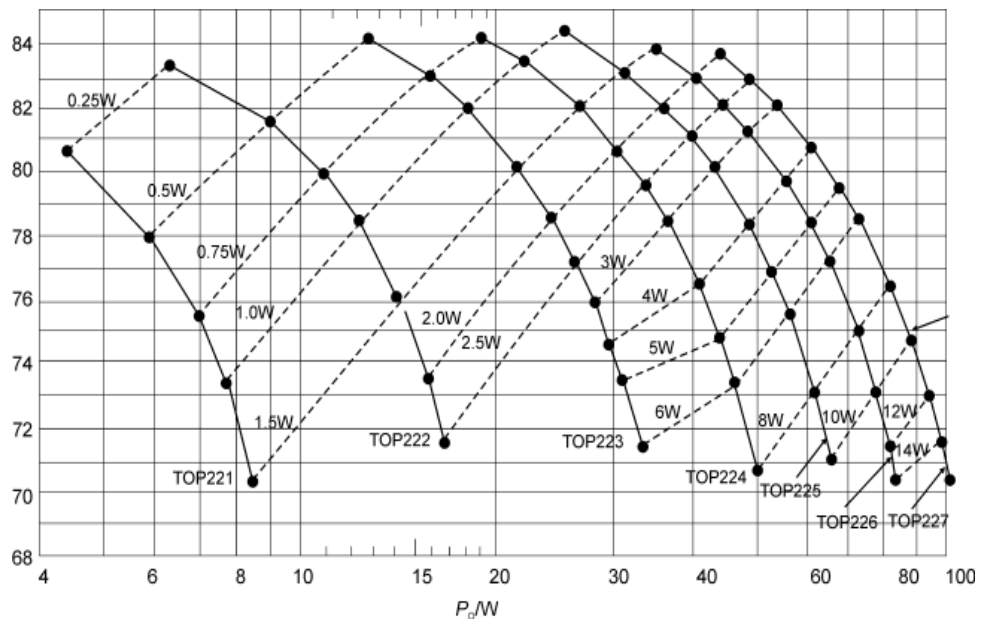


图 2 宽范围输入且输出为 12V 时 PD 与 η , PO 的关系曲线

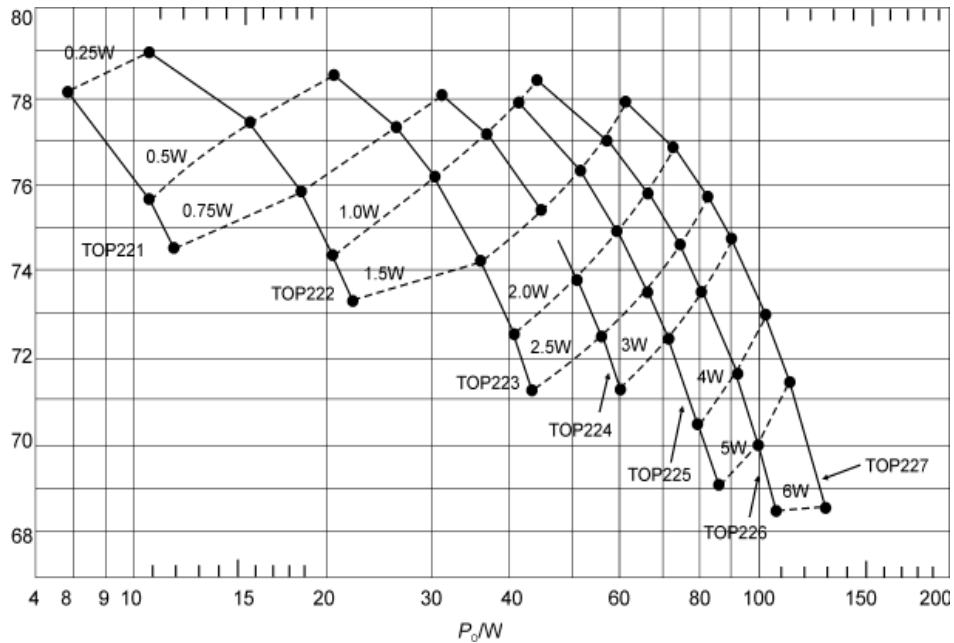


图 3 固定输入且输出为 5V 时 PD 与 η , PO 的关系曲线

1 TOPSwitch-II 的 PD 与 η 、PO 关系曲线

TOPSwitch-II 系列的交流输入电压分宽范围输入（亦称通用输入），固定输入（也叫单一电压输入）两种情况。二者的交流输入电压分别为 $U_i=85V\sim 265V$, $230V\pm 15\%$ 。

1. 1 宽范围输入时 PD 与 η , PO 的关系曲线

TOP221~TOP227 系列单片开关电源在宽范围输入（85V~265V）的条件下，当 $U_O=+5V$ 或者 +12V 时，PD 与 η 、PO 的关系曲线分别如图 1、图 2 所示。这里假定交流输入电压最小值 $U_{imin}=85V$ ，最高

$\eta/\%$ ($U_{imin}=85V$)

$\eta/\%$ ($U_{imin}=195V$)

交流输入电压 $U_{imax}=265V$ 。图中的横坐标代表输出功率 PO，纵坐标表示电源效率 η 。所画出的 7 条实线分别对应于 TOP221~TOP227 的电源效率，而 15 条虚线均为芯片功耗的等值线（下同）。

1. 2 固定输入时 PD 与 η 、PO 的关系曲线

TOP221~TOP227 系列在固定交流输入（ $230V\pm 15\%$ ）条件下，当 $U_O=+5V$ 或 +12V 时，PD 与 η 、PO 的关系曲线分别如图 3、图 4 所示。这两个曲线族对于 208V、220V、240V 也同样适用。现假定 $U_{imin}=195V$, $U_{imax}=265V$ 。

2 正确选择 TOPSwitch-II 芯片的方法

利用上述关系曲线迅速确定 TOPSwitch-II 芯片型号的设计程序如下:

- (1) 首先确定哪一幅曲线图适用。例如, 当 $U_i=85V\sim 265V$, $U_O=+5V$ 时, 应选择图 1。而当 $U_i=220V$ (即 $230V-230V\times 4.3\%$), $U_O=+12V$ 时, 就只能选图 4;
- (2) 然后在横坐标上找出欲设计的输出功率点位置 (PO);
- (3) 从输出功率点垂直向上移动, 直到选中合适芯片所指的那条实曲线。如不适用, 可继续向上查找另一条实线;
- (4) 再从等值线 (虚线) 上读出芯片的功耗 PD。进而还可求出芯片的结温 (T_j) 以确定散热片的大小;
- (5) 最后转入电路设计阶段, 包括高频变压器设计, 外围元器件参数的选择等。

下面将通过 3 个典型设计实例加以说明。

例 1: 设计输出为 5V、300W 的通用开关电源

通用开关电源就意味着交流输入电压范围是 $85V\sim 265V$ 。又因 $U_O=+5V$, 故必须查图 1 所示的曲线。首先从横坐标上找到 $P_O=30W$ 的输出功率点, 然后垂直上移与 TOP224 的实线相交于一点, 由纵坐标上查出该点的 $\eta=71.2\%$, 最后从经过这点的那条等值线上查得 $P_D=2.5W$ 。这表明, 选择 TOP224 就能输出 30W 功率, 并且预期的电源效率为 71.2%, 芯片功耗为 2.5W。

若觉得 $\eta=71.2\%$ 的效率指标偏低, 还可继续往上查找 TOP225 的实线。同理, 选择 TOP225 也能输出 30W 功率, 而预期的电源效率将提高到 75%, 芯片功耗降至 1.7W。

根据所得到的 PD 值, 进而可完成散热片设计。这是因为在设计前对所用芯片功耗做出的估计是完全可信的。

- **例 2: 设计交流固定输入 $230V\pm 15\%$, 输出为直流 12V、30W 开关电源。**

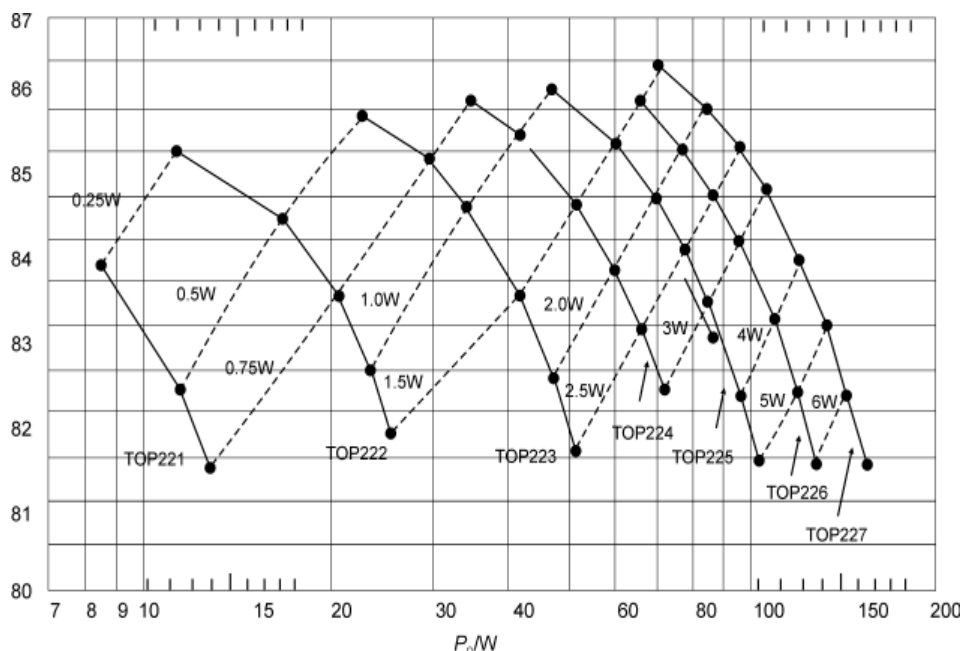


图 4 固定输入且输出为 12V 时 PD 与 η , PO 的关系曲线

$\eta/\%$ ($U_{in}=195V$)

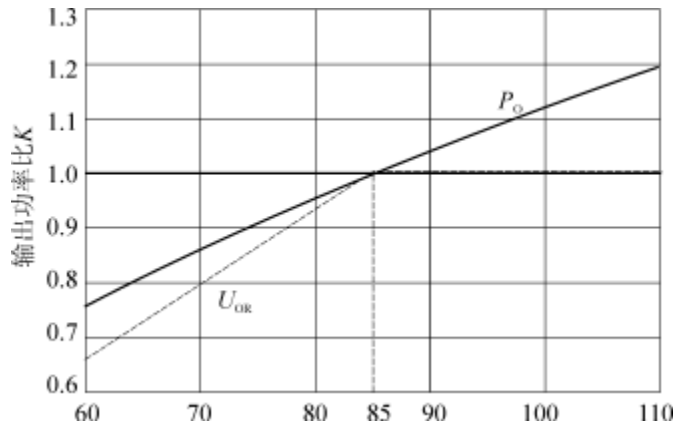


图 5 宽范围输入时 K 与 U_{in}' 的关系

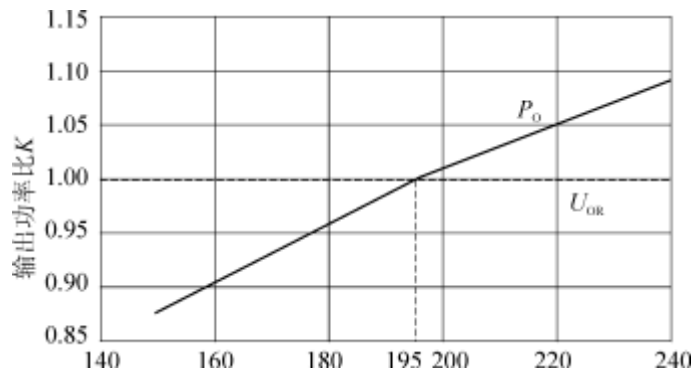


图 6 固定输入时 K 与 U_{in}' 的关系

根据已知条件，从图 4 中可以查出，TOP223 是最佳选择，此时 $PO=30W$ ， $\eta=85.2\%$ ， $PD=0.8W$ 。

例 3: 计算 TOPswitch-II 的结温

这里讲的结温是指管芯温度 T_j 。假定已知从结到器件表面的热阻为 $R_{\theta A}$ （它包括 TOPSwitch-II 管芯到外壳的热阻 $R_{\theta 1}$ 和外壳到散热片的热阻 $R_{\theta 2}$ ）、环境温度为 T_A 。再从相关曲线图中查出 PD 值，即可用下式求出芯片的结温：

$$T_j = PD \cdot R_{\theta A} + T_A \quad (1)$$

举例说明，TOP225 的设计功耗为 1.7W， $R_{\theta A}=20^\circ C/W$ ， $T_A=40^\circ C$ ，代入式 (1) 中得到 $T_j=74^\circ C$ 。设计时必须保证，在最高环境温度 T_{AM} 下，芯片结温 T_j 低于 $100^\circ C$ ，才能使开关电源长期正常工作。

[继续阅读文章](#)

一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互结合。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 Co 和 Cf 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 Co 和 Cf 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、IDI、IF1、Io1、Uo2 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 Co 正极性端电压波形、反馈输出端 Cf 正极性端电压波形。

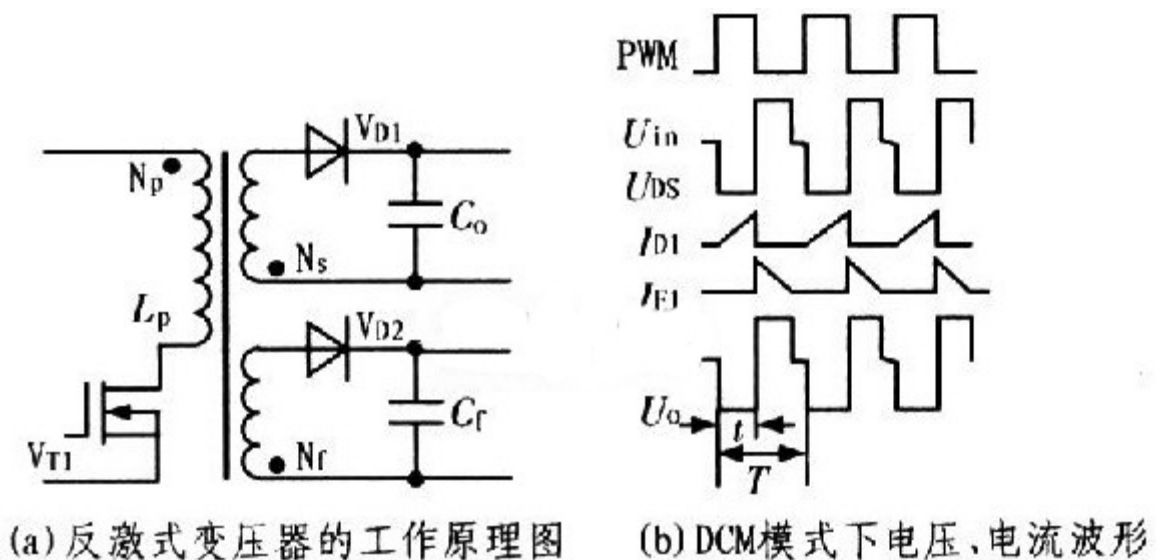


图 1 反激式变压器的工作原理图

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。

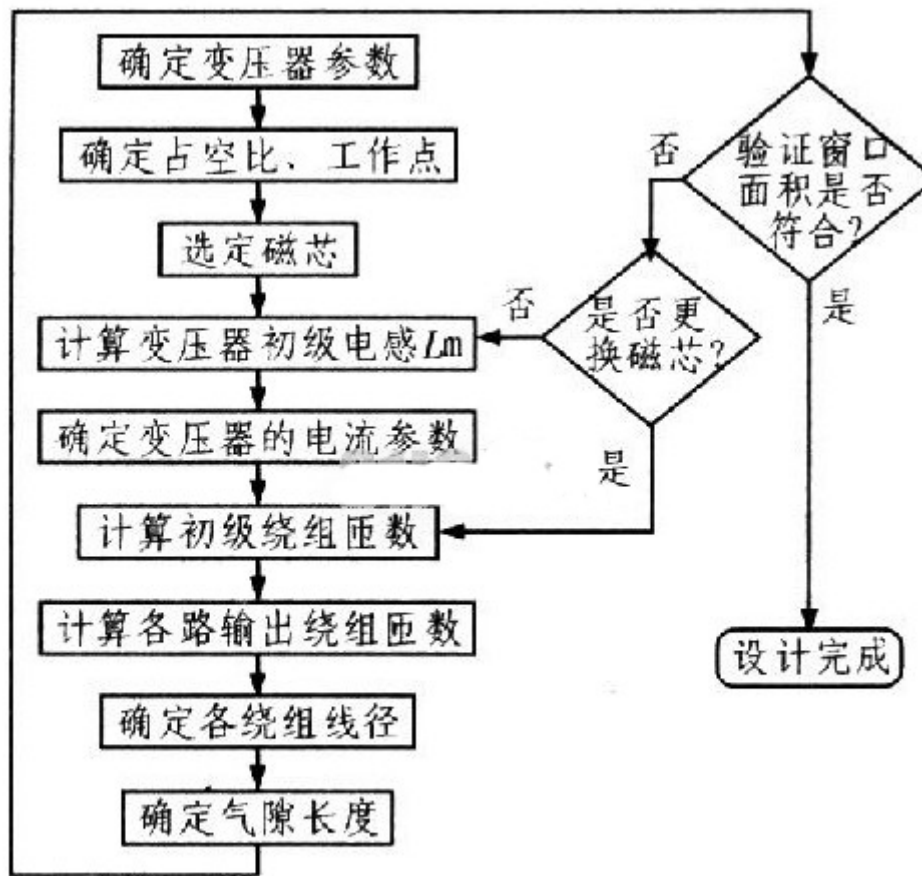


图 2 反激式变压器设计流程

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：

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

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

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。

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

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：

$$A = 2.55 \text{ cm}; B = 1.93 \text{ cm}; C = 2.02 \text{ cm}; D = 0.66 \text{ cm}; E = 0.64 \text{ cm}; \\ G = 1.32 \text{ cm}; B_{\max} = 0.25 \text{ T}; A_e = 0.499 \text{ cm}^2; A_w = 0.858 \text{ cm}^2; A_p = \\ 0.428 \text{ cm}^2; A_L = 2.050 \text{ nH/N}^2。$$

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。

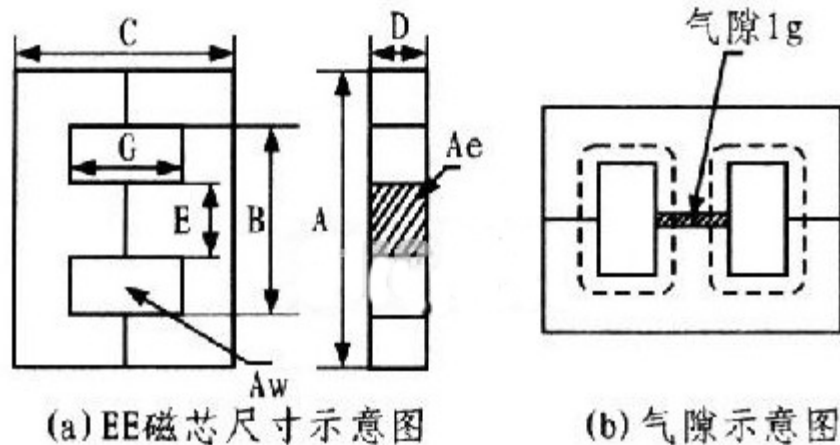


图3 EE磁芯尺寸和气隙示意图

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：

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

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。

[继续阅读文章](#) →

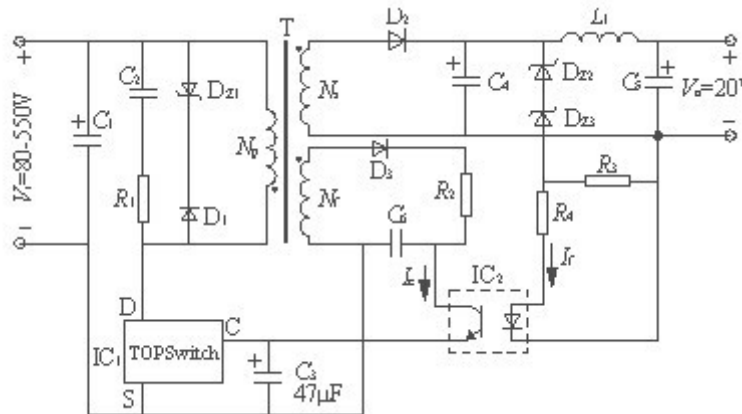
一一反激式开关电源变压器设计

- 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，若是变压器设计不合理，则整个开关电源的性能会有很大下降，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。下面我就来算了一个输入 85V 到 265V，输出 5V，2A 的电源，开关频率是 100KHZ。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

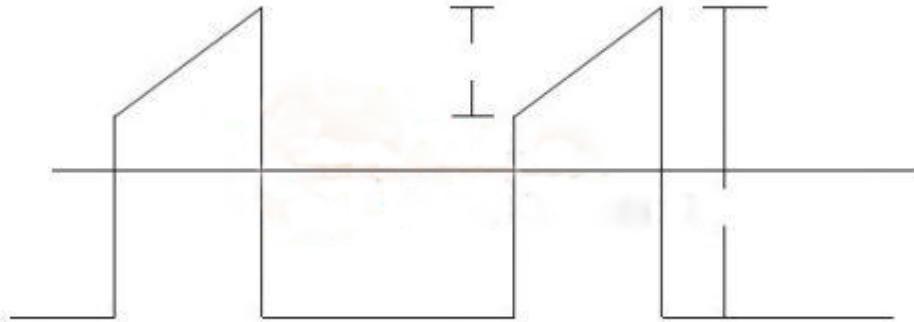
第一步就是选定原边感应电压 **VOR**，这个值是由自己来设定的，这个值就决定了电源的占空比。可能朋友们不理解什么是原边感应电压，是这样的，这要从下面看起，慢慢的来，



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 $I = V_s \cdot t_{on} / L$ ，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 $I = V_{OR} \cdot t_{off} / L$ ，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，不可能会变，所以，有 $V_s \cdot T_{ON} / L = V_{OR} \cdot T_{OFF} / L$ ，上升了的，等于下降了的，懂吗，好懂吧，上式中可以用 D 来代替 T_{ON} ，用 $1 - D$ 来代替 T_{OFF} ，移项可得， $D = V_{OR} / (V_{OR} + V_s)$ 。此即是最大占空比了。比如说我设计的这个，我选定感应电压为 80V， V_s 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，原边电流的波形如下图所示，画的不好，但不要笑啊。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，这个值是这样算的，电流平均值 = 输出功率 / 效率 * V_s ，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，这个我们自己还要设定一个参数，这个参数就是 K_{RP} ，所谓 K_{RP} ，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。已知了 K_{RP} ，现在要解方程了，都会解方程吧，这是初一的应用题啊，我来解一下，已知这个波形一个周期的面积等于电流平均值 * T ，这个波形的面积等于，峰值电流 * $K_{RP} \cdot D +$ 峰值电流 * $(1 - K_{RP}) \cdot D$ ，所以有电流平均值等于上式，解出来峰值电流 = 电流平均值 / $(1 - 0.5K_{RP}) \cdot D$ 。比如说我这个输出是 10W，设定效率是 0.8。则输入的平均电流就是 $10 / 0.8 \cdot 90 = 0.138A$ ，我设定 K_{RP} 的值是 0.6 而最大值 = $0.138 / (1 - 0.5 \cdot 0.6) \cdot 0.47 = 0.419A$ 。



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，有效值的定义还记得吗，就是说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。我就直接给出有效值的电流公式，这个公式要用积分才能推得出来，我就不推了，只要大家区分开来有效值和平均值就可以了。

电流有效值=电流峰值*根号下的 $D * (KRP^2 / 3 - KRP + 1)$ 如我现在这个，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，发热也就最小，损耗小。这便优化了设计。

第三步，开始设计变压器准备工作。已知了开关频率是 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 微秒了。记好这两个数，对下面有用。

第四步，选定变压器磁芯，这个就是凭经验了，如果你不会选，就估一个，计算就行了，若是不行，可以再换一个更大的或是小一点的，不过有的资料上有如何根据功率去选磁芯的公式或是区线图，大家不妨也可以参考一下。我一般是凭经验来的。

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， $NP = VS * TON / SJ * B$ ，这几个参数分别是原边匝数，，最小输入电压，导通时间，磁芯的横节面积和磁芯振幅，一般取 B 的值是 0.1 到 0.2 之间，取得越小，变压器的铁损就越小，但相应变压器的体积会大些。这个公式来源于法拉弟电磁感应定律，这个定律是说，在一个铁心中，当磁通变化的时候，其会产生一个感应电压，这个感应电压=磁通的变化量/时间 T 再乘以匝数比，把磁通变化量换成磁感应强度的变化量乘以其面积就可以推出上式来，简单吧。我的这个 $NP = 90 * 4.7 \text{ 微秒} / 32 \text{ 平方毫米} * 0.15$ ，得到 88 匝 0.15 是我选取的了值。算了匝数，再确定线径，一般来说电流越大，线越热，所以需要的导线就越粗，，需要的线径由有效值来确定，而不是平均值。上面已经算得了有效值，所以就选线，我用 0.25 的线就可以了，用 0.25 的线，其面积是 0.049 平方毫米，电流是 0.2 安，所以其电流密度是 4.08，可以，一般选定电流密度是 4 到 10 安第平方毫米。记住这一点，这很重要。若是电流很大，最好采用两股或是两股以上的线并绕，因为高频电流有趋效应，这样可以比较好。 [继续阅读文章](#)

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

一常用直流开关电源的保护电路设计

• 1 引言

随着科学技术的发展，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，因此直流开关电源开始发挥着越来越重要的作用，并相继进入各种电子、电器设备领域，程控交换机、通讯、电子检测设备电源、控制设备电源等都已广泛地使用了直流开关电源 [1-3]。同时随着许多高新技术，包括高频开关技术、软开关技术、功率因数校正技术、同步整流技术、智能化技术、表面安装技术等技术的发展，开关电源技术在不断地创新，这为直流开关电源提供了广泛的发展空间。但是由于开关电源中控制电路比较复杂，晶体管和集成器件耐受电、热冲击的能力较差，在使用过程中给用户带来很大不便。为了保护开关电源自身和负载的安全，根据了直流开关电源的原理和特点，设计了过热保护、过电流保护、过电压保护以及软启动保护电路。

2 开关电源的原理及特点

2.1 工作原理

直流开关电源由输入部分、功率转换部分、输出部分、控制部分组成。功率转换部分是开关电源的核心，它对非稳定直流进行高频斩波并完成输出所需要的变换功能。它主要由开关三极管和高压变压器组成。图 1 画出了直流开关电源的原理图及等效原理框图，它是由全波整流器，开关管 V，激励信号，续流二极管 Vp，储能电感和滤波电容 C 组成。实际上，直流开关电源的核心部分是一个直流变压器。

2.2 特点

为了适应用户的需求，国内外各大开关电源制造商都致力于同步开发新型高智能化的元器件，特别是通过改善二次整流器件的损耗，并在功率铁氧体 (Mn-Zn) 材料上加大科技创新，以提高在高频率和较大磁通密度下获得高的磁性能，同时 SMT 技术的应用使得开关电源取得了长足的进展，在电路板两面布置元器件，以确保开关电源的轻、小、薄。因此直流开关电源的发展趋势是高频、高可靠、低耗、低噪声、抗干扰和模块化。

直流开关电源的缺点是存在较为严重的开关干扰，适应恶劣环境和突发故障的能力较弱。由于国内微电子技术、阻容器件生产技术以及磁性材料技术与一些技术先进国家还有一定的差距，因此直流开关电源的制作技术难度大、维修麻烦和造价成本较高，

3 直流开关电源的保护

基于直流开关电源的特点和实际的电气状况，为使直流开关电源在恶劣环境及突发故障情况下安全可靠地工作，本文根据不同的情况设计了多种保护电路。

3.1 过电流保护电路

在直流开关电源电路中，为了保护调整管在电路短路、电流增大时不被烧毁。其基本方法是，当输出电流超过某一值时，调整管处于反向偏置状态，从而截止，自动切断电路电流。如图 1 所示，过电流保护电路由三极管 BG2 和分压电阻 R4、R5 组成。电路正常工作时，通过 R4 与 R5 的压作用，使得 BG2 的基极电位比发射极电位高，发射结承受反向电压。于是 BG2 处于截止状态（相当于开路），对稳压电路没有影响。当电路短路时，输出电压为零，BG2 的发射极相当于接

地，则 BG2 处于饱和导通状态（相当于短路），从而使调整管 BG1 基极和发射极近于短路，而处于截止状态，切断电路电流，从而达到保护目的。

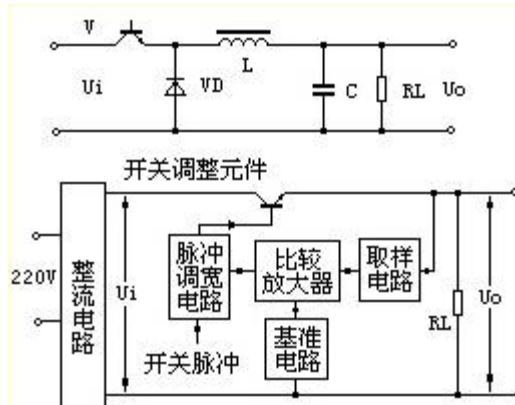


图1 直流开关电源原理

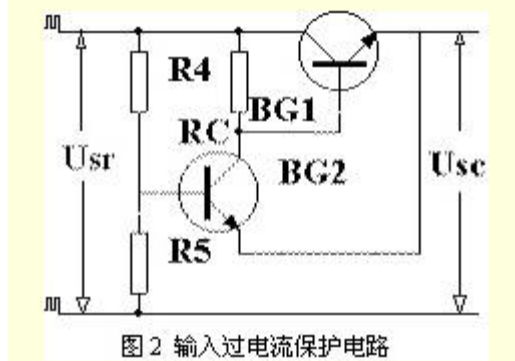


图2 输入过电流保护电路

3.2 过电压保护电路

直流开关电源中开关稳压器的过电压保护包括输入过电压保护和输出过电压保护。如果开关稳压器所使用的未稳压直流电源（诸如蓄电池和整流器）的电压如果过高，将导致开关稳压器不能正常工作，甚至损坏内部器件，因此开关电源中有必要使用输入过电压保护电路。图3为用晶体管和继电器所组成的保护电路，在该电路中，当输入直流电源的电压高于稳压二极管的击穿电压值时，稳压管击穿，有电流流过电阻R，使晶体管T导通，继电器动作，常闭接点断开，切断输入。输入电源的极性保护电路可以跟输入过电压保护结合在一起，构成极性保护鉴别与过电压保护电路。[继续阅读文章](#)

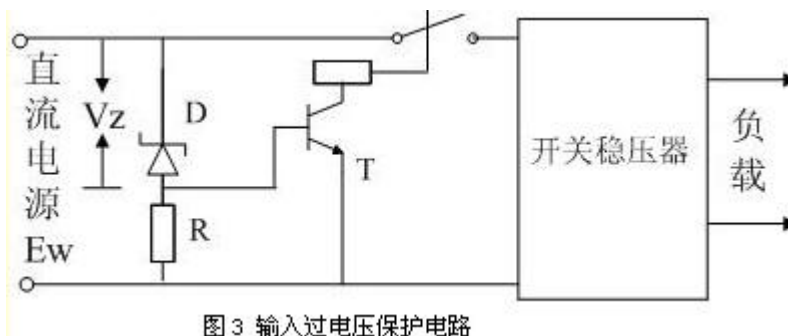


图3 输入过电压保护电路

—多功能开关电源设计

• 引言

随着电源技术的飞速发展，开关电源以其功耗小、体积小、重量轻等优点得到了广泛的应用。目前开关电源也正在朝着集成化与多功能化的方向发展。本文以大学生电子设计竞赛为背景，介绍一种性价比高、功能较强的实用开关电源设计方案。

竞赛内容为设计具有单路恒压输出功能的开关电源，输出电压范围为 0 ~ 15 V，步进 100 mV；输出电流不小于 1 A，纹波 300 mV 以下；调整过程用单片机完成，并提供数字显示功能。扩展要求为：电源具有升压功能；输入为 5 V，测量负载电流为 1 A 时的输出电压；具有延迟输出功能，避免上电冲击；具有掉电记忆功能，存储上次设置的参数。

方案论证及设计

开关电源控制核心模块，包括开关电源控制器和配套的必要外围电路、反馈回路和继电器切换电路。这一模块的作用是完成开关电源最基本的功能，包括降压、升压和恒流等。其中开关电源控制器采用 LM2576-ADJ，这是具有可调电压输出的开关电源控制芯片，内置 PWM 控制电路和驱动管，性价比高。此芯片最大输入电压为 37V，输出通过反馈电阻分压，可在 1.25V~ 35V 范围内调整，输出电流可以达到 3A，满足题目设计要求。反馈回路中进行比较、差分放大的电路采用 CMOS 型集成运放 TLC2262，具有功耗低、精度高、满幅输出范围大、线性度好等特点，适合在本设计电路中应用。

单片机控制模块，包括单片机和相应的 A/D、D/A 转换模块、继电器切换控制模块，以及人机交互接口。这一模块的作用是通过单片机输出的 D/A 转换信号和继电器切换控制信号，对开关电源核心模块进行控制，从而实现程序控制升压、降压和电路切换的功能。模块中的单片机采用 C8051F330D，为增强型 51 内核单片机，集成了 10 位 ADC 和 10 位 DAC，满足设计精度需要。人机交互接口采用 CH452L 集成数码管显示和键盘控制器，完成数据显示和键盘输入的功能。扩展要求中的参数掉电记忆功能，由串行 E2PROM 芯片 AT24C08 完成。

辅助电源模块完成从 220V 到系统所需各路电源的变压、整流、降压等工作。辅助电源模块通过整流提供两路直流输出，一路给开关电源的核心模块提供输出所需的足够能量，另一路由 LM2576 和 LM1117 稳压给单片机和其他控制模块提供控制需要的较低压直流电。

以上描述的总体设计原理见图 1。

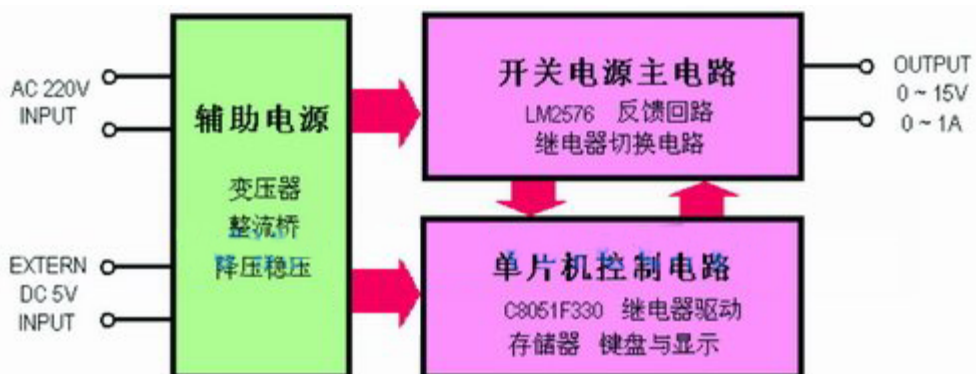


图 1 系统的模块结构和设计原理框图

硬件电路设计

降压型电路原理和设计

采用 LM2576 构成的降压电路如图 2 所示，输出电压经 R1 和 R2 分压取样后送到减法器的正输入端，负端接 VSET。VSET 信号是单片机给出的电压信号，输出的取样电压减去 D/A 转换电压后得到误差信号。再将误差信号加上参考电压（VREF）1.23V，将此结果送到 LM2576 的反馈端。当输出电压因某种原因下降时，取样电阻分压下降，低于单片机 D/A 转换信号给出的参考电压，减法器输出小于 1.23V，此信号送到 LM2576 反馈端后，开关信号的占空比增加，电感储能增加，输出电压上升，最终使输出电压保持稳定。此反馈回路的本质仍然是负反馈，并且符合 LM2576 的使用要求。

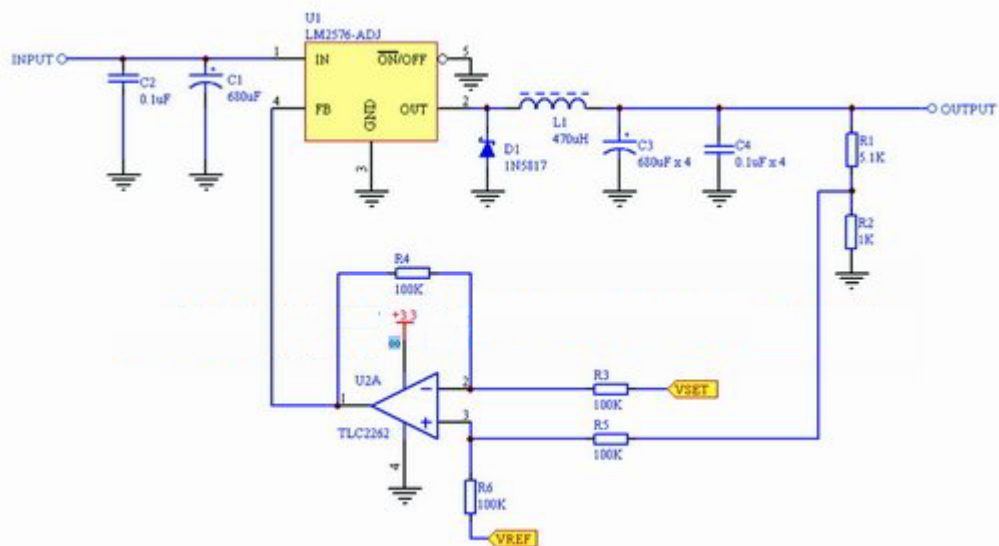


图 2 降压型 (Buck) 基本电路

相比于传统的直接反馈，本设计中的反馈回路复杂度较高，这种设计主要是出于以下考虑：首先是便于单片机控制，只要改变 D/A 转换输出电压，则反馈回路起作用，自动将输出取样电压向 D/A 转换电压靠近，完成电压调整过程；其次，可以满足设计要求中的零伏输出。若单纯用 LM2576 的反馈引脚，则手册中给出的参考电路最低输出只能达到 1.25V，因此需要将反馈电压“平移”一个 VREF 参考电压的电平。最后是因为 LM2576 的反馈端是以 1.23V 为基准进行比较的：当反馈取样电压大于 1.23V 时，减小开关的占空比；大于 1.23V 时，增加占空比。一般的误差电压不会大于 1V，因此需要将减法结果再向上“平移”一个 VREF 的电平。

反馈电阻分压得到的电压还同时送到单片机的 DAC，通过 D/A 转换和尺度换算，得到输出电压值，作为数字量显示输出到数码管上。

- 升压型电路原理和升降压电路的切换
升压型开关电源的原理

图 3 是升压型开关电源的原理图。由于存在电感，因此可以做到输出电压大于输入电压。开关管导通时，电流经电感→开关管→接地，二极管截止；开关管截止时，电流被截断，电感放出能量，这时电流经二极管给电容充电并给负载提供电流，实现了升压型电源。

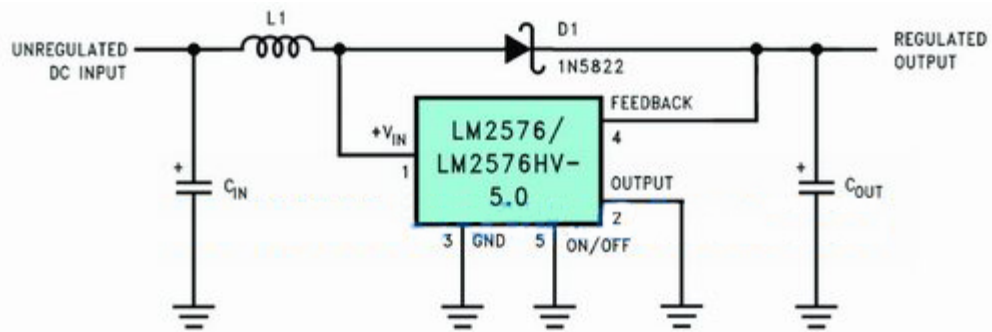


图 3 升压型电路原理图

LM2576 在电路中所起的作用可以看作是 PWM 发生器和开关管的集成，因此，虽然 LM2576 通常用做降压电路，但具有改造成为升压电路的能力。

升降压电路的切换

升压电路和降压电路的连接方式不同，因此无法在同一电路中同时实现升降压。本文采取的办法是用小型继电器切换。通过受信号控制的切换，开关连接到不同的触点，完成电路连接形式的切换。

切换电路如图 4 所示，图中四个开关分属两个不同的继电器（双刀双掷）K4 和 K3，均受单片机控制。通过继电器触点切换，实现升压和降压作用。要说明的是，图 4 中没有画出反馈回路。反馈既可以采用经典的取样电压直接反馈的办法，也可以采用前边说明的加入了减法器的改进反馈回路。在实际的电路设计中采用了带减法器的电路。

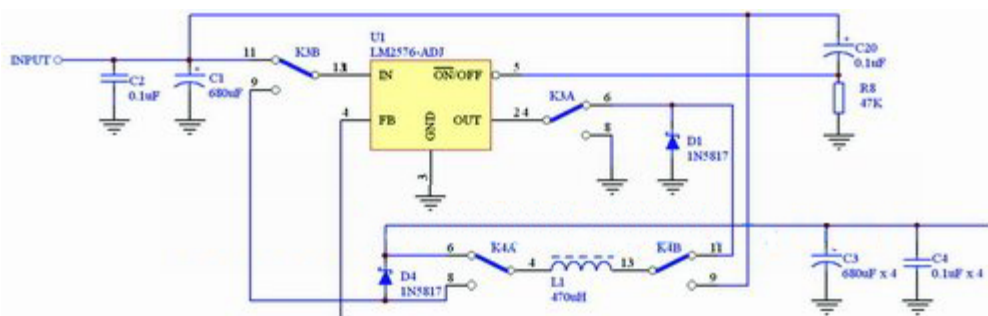


图 4 电路升降压切换图示

恒流输出电路设计

在上述功能基础上，本设计进一步增加了恒流输出功能，如图 5 所示。将输出电流在分流器上的压降取出来，并加以放大，得到适当大小的直流电压信号。此信号一方面送到单片机进行 A/D 转换，一方面送到反馈回路减法器的输入，并与 D/A 转换输出电压比较。当输出电流增加时，放大器电压增加，通过减法器与参考电压比较后得到的反馈电压增加，LM2576 减少开关信号的占空比，电感中储能减少，导致输出电流下降，完成反馈过程。

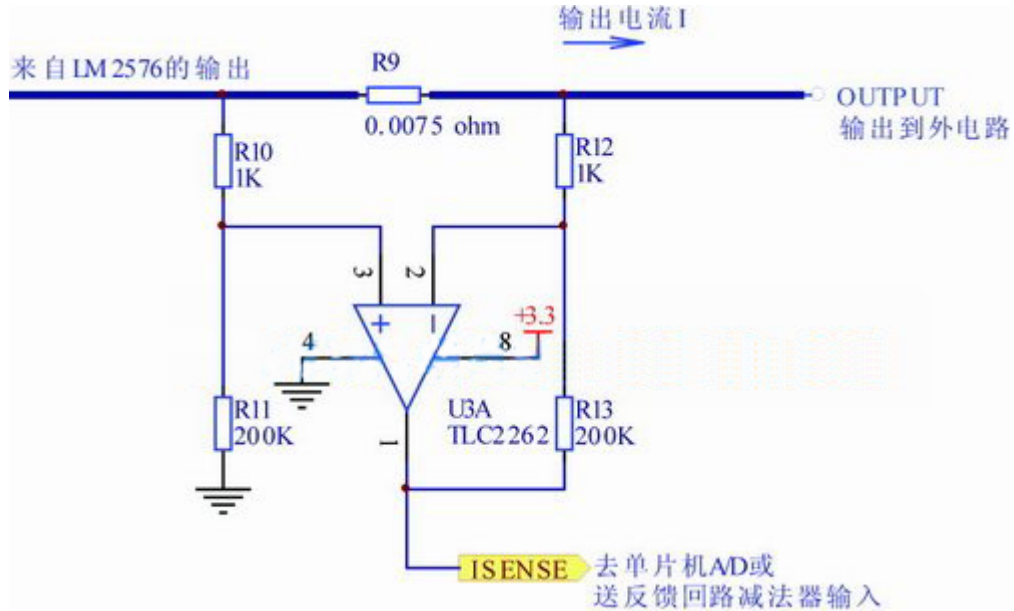


图 5 实现恒流输出的电流-电压转换电路

通过单片机 I/O 引脚对继电器的控制，实现反馈减法器输入的选择，从而实现电路恒压/恒流的切换控制。

性能测试结果及分析

本系统的升、降压性能及恒流输出性能测试数据如表 1、2、3 所示。

DAC 设定值	实际输出电压 (V)	显示输出电压 (V)	电压波纹 (mV)
0xFFC0	14.94	14.99	70
0xCFC0	12.15	12.15	55
0x7FC0	7.51	7.5	38
0x5540	5.11	5.13	22
0x3FC0	3.8	3.29	13
0x1FC0	1.955	1.97	10
DAC 设定值	显示输出电流 (A)	输入电流 (A)	换算效率 (%)
0xFFC0	1.01	0.88	81.17
0xCFC0	0.8	0.56	81.63
0x7FC0	0.4	0.20	71.43
0x5540	0.22	0.06	89.57
0x3FC0	0.10	0.04	39.17
0x1FC0	0.05	0.01	46.90

表 1 降压电路测试数据

输入电压 (V)	输入电流 (A)	最大输出电压 (V)	负载大小 (Ω)	换算输出电流 (mA)	升压倍
5.00	0.01	15.55	空载	0.00	3.11
5.00	0.76	12.9	60.00	215.00	2.58
5.00	2.05	10.63	30.00	354.00	2.13

表 2 升压电路测试数据

DAC 设定值	实际输出电流 (A)	显示输出电流 (A)	电流纹波 (mA)
0xFFC0	1.03	1.00	170.00
0xCFC0	0.78	0.80	95.00
0x7FC0	0.53	0.40	76.00
0x5540	0.31	0.20	52.00

表 3 恒流电路测试数据

由于调试测试时使用的直流稳压电源自带的输出电流测量功能精度较低，在小电流情况下测量显示误差较大，因此低电压输出的效率很有可能是不真实的，有待更精确的测试。

实际输出电压用万用表测量，输入电流采用 HH1710 测试，电压纹波用示波器交流档观察。

$$\text{转换效率} = \frac{\text{显示输出电压} * \text{显示输出电流}}{\text{输入电压} * \text{输入电流}} * 100\%$$

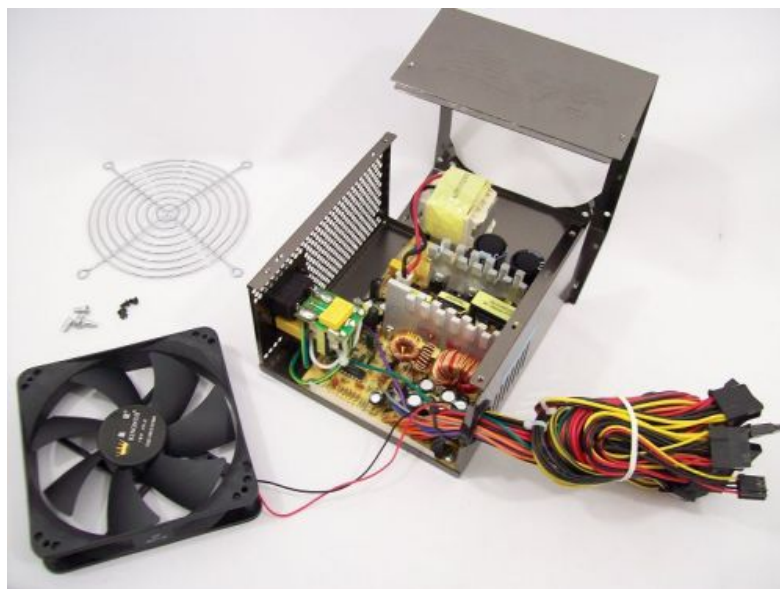
其中输入电压根据变压器次级线圈带负载后实地测量，取 21 VDC。

测试条件：负载 10W，测试数据为负载电阻上电压换算得出。 [继续阅读文章](#)

一、电脑开关电源维修图解[图文]

- 一颗强劲的 CPU 可以带着我们在复杂的数码世界里飞速狂奔，一块超酷的显示卡会带着我们在绚丽的 3D 世界里领略那五光十色的震撼，一块发烧级的声卡更能带领我们进入那美妙的音乐殿堂，一个强劲而稳定工作的电脑电源，则是我们的计算机能出色工作的必要保证。

计算机开关电源工作电压较高，通过的电流较大，又工作在有自感电动势的状态下，因此，使用过程中故障率较高。对于电源产生的故障，不少朋友束手无策，其实，只要有一点电子电路知识，就可以轻松的维修电源。

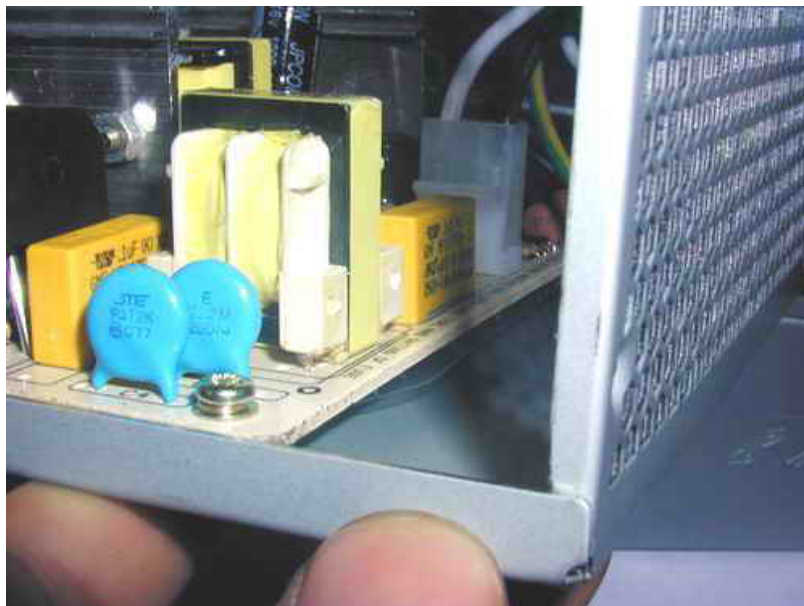


- 首先，我们要知道计算机开关电源的工作原理。电源先将高电压交流电（220V）通过全桥二极管（图 1、2）整流以后成为高电压的脉冲直流电，再经过电容滤波（图 3）以后成为高压直流电。



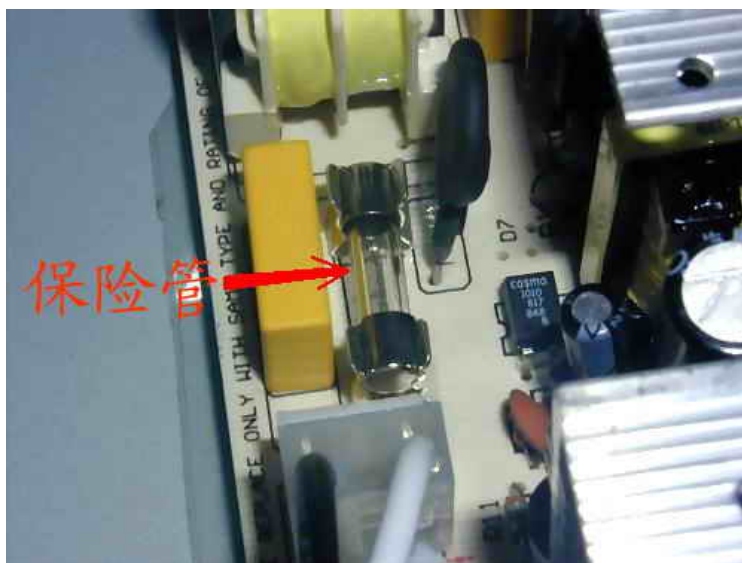


此时，控制电路控制大**功率开关**三极管将高压直流电按照一定的高频频率分批送到高频变压器的初级（图4）。接着，把从次级线圈输出的降压后的高频低压交流电通过整流滤波转换为能使电脑工作的低电压强电流的直流电。其中，控制电路是必不可少的部分。它能有效的监控输出端的电压值，并向功率开关三极管发出信号控制电压上下调整的幅度。在计算机开关电源中，由于电源输入部分工作在高电压、大电流的状态下，故障率最高；其次输出直流部分的整流二极管、保护二极管、大功率开关三极管较易损坏；再就是脉宽调制器 TL494 的 4 脚电压是保护电路的关键**测试点**。通过对多台电源的维修，总结出了对付电源常见故障的方法。



一、在断电情况下，“望、闻、问、切”

由于检修电源要接触到 220V 高压电，人体一旦接触 36V 以上的电压就有生命危险。因此，在有可能的条件下，尽量先检查一下在断电状态下有无明显的短路、元器件损坏故障。首先，打开电源的外壳，检查保险丝（图 5）是否熔断，再观察电源的内部情况，如果发现电源的 PCB 板上元件破裂，则应重点检查此元件，一般来讲这是出现故障的主要原因；闻一下电源内部是否有糊味，检查是否有烧焦的元器件；问一下电源损坏的经过，是否对电源进行违规的操作，这一点对于维修任何设备都是必须的。在初步检查以后，还要对电源进行更深入地检测。



用万用表测量 AC 电源线两端的正反向电阻及电容器充电情况，如果电阻值过低，说明电源内部存在短路，正常时其阻值应能达到 100 千欧以上；电容器应能够充放电，如果损坏，则表现为 AC 电源线两端阻值低，呈短路状态，否则可能是开关三极管 VT1、VT2 击穿。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

然后检查直流输出部分。脱开负载，分别测量各组输出端的对地电阻，正常时，表针应有电容器充放电摆动，最后指示的应为该路的泄放电阻的阻值。否则多数是整流二极管反向击穿所致。

[继续阅读文章](#) →

一绿色开关电源的设计要点

- 早期的开关电源由于技术不太成熟、器件性能的局限性，一些参数做得不太好像 EMC 难过关、待机功耗较大、效率不太高等。比如，早期的 36W 电源适配器的待机功耗有 2W 多，效率约 78%；早期的计算机电源的待机功耗有 3~5W，效率才 72% 左右。然而，减小开关电源的待机功耗、提高开关电源的效率是大有潜力可挖的，是全球电源行业共同关注的问题。

随着现代科学技术的发展，器件的性能提高，特别是节能型电源芯片如雨后春笋般涌现，加上电路设计的成熟，要设计效率高、待机功耗小的节能型开关电源已是不太困难的事情，设计节能型开关电源正是适应了节能减排的需求。近几年来，美国“能源之星”的实施对设计和制造高性能的节能型开关电源起到了推波助澜的作用。

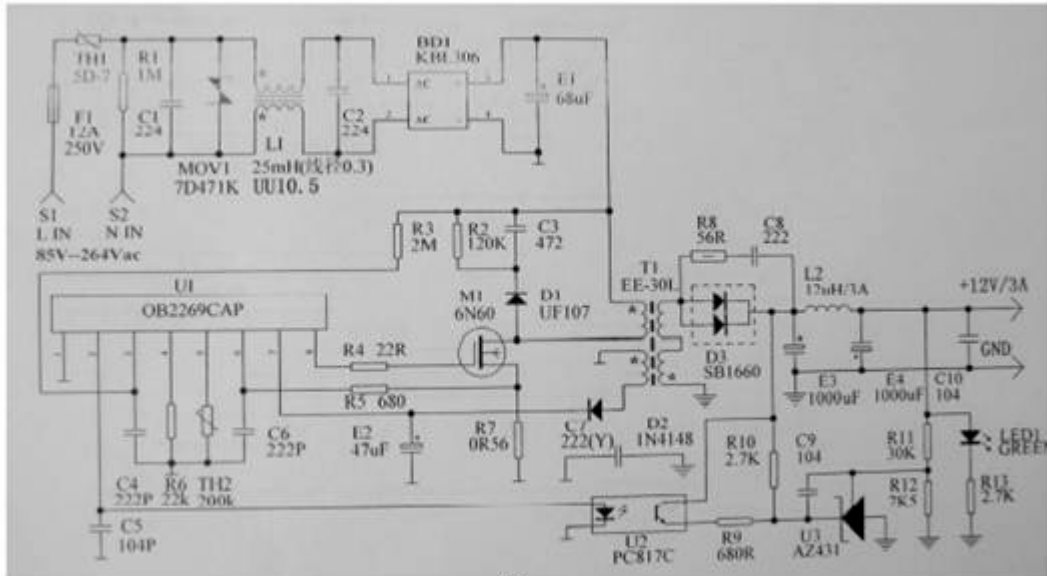
符合“能源之星”的开关电源又叫“绿色开关电源”，针对开关电源的“能源之星”已经有了多个版本，随着版本的升级，开关电源的效率越来越高，待机功耗越来越小，但设计难度也会越来越大。开关电源的效率一般在满载输出功率时测试，但 CEC（美国加州）及“能源之星”规范中对设计的平均效率是在负载的四个测试点进行实际测量，这四个点是：25%，50%，75% 及 100%，设计是有一定难度的。

本人现在以图一的电路图为例，以美国加州能源之星法案（IV 等级）Table U-2（2008 年 1 月执行）为设计依据来阐述设计绿色开关电源的要点。美国加州能源之星法案（IV 等级）Table U-2 的要求如下：

注意 1：表中 P_n 是外置型开关电源的标准输出功率， \ln 是自然对数。

注意 2：美国加州“能源之星”是强制执行的，是美国加州地方法规。进入美国加州的商品开关电源必须遵守这一法规。我国不少厂商是按照美国加州“能源之星”法案来设计和生产绿色开关电源的。

图一所示是输出为 12V3A 的并联型反激式开关电源，作为 14 英寸至 17 英寸的液晶显示器的电源适配器之用。



图一

绿色开关电源的主要内容是效率高，待机功耗小。36W的效率要求大于83%，待机功耗要小于0.5W。现在的电源芯片供应商提供的一般都是绿色电源芯片，待机功耗一般都会很小。但是，效率高除了与芯片有关外，还与其它器件有流+反向漏电流 I_{dss} 反压，用6N60加散热器可满足要求。

二次整流管工作在高频率脉冲状态下，在12V3A输出时，要求工作耐压大于输出电压的4倍，工作电流大于输出电流的3倍，用耐压60V，工作电流为16A的SB1660肖特基二极管可满足要求，但一定要加散热器。

电源芯片的功耗越小越好，因为它除了影响整机效率和待机功耗外，还涉及整机的工作稳定性，其功耗越大，温升越高，工作越不稳定。如昂宝公司的绿色开关电源芯片0B2269AP，其正常工作功耗小于30mW... [继续阅读文章](#)

一一反激式开关电源的零电压开关设计

- 反激式开关电源以电路简单电磁干扰相对小而得到广泛应用，对开关电源的输出电压尖峰和EMI也提出了更高的要求，通常减小EMI的方法主要是采用自激型反激式开关电源，用开关速度相对慢的双极晶体管作为主开关；加大缓冲电路电容来降低关断过程的 dz/dt ， di/dt 产生的EMI用减缓导通过程减小开通EMI，付出的代价是电源效率下降，发热量大，可靠性下降。因而需要一种低EMI，高效的反激式开关电源，软开关反激式开关电源，便是比较理想的解决方案。

1 零电压开关

零电压开关反激式开关电源主电路如图1

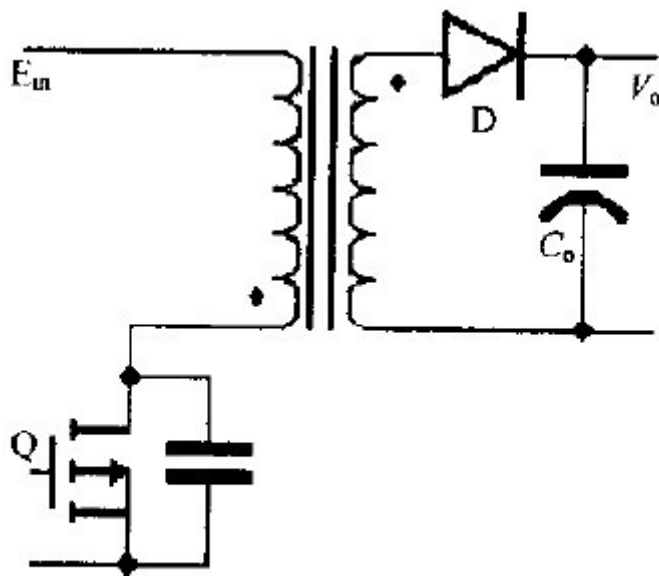


图 1 主电路

主要波形 如图 2，电路工作过程分为四个阶段：开关管关断及缓冲电路作用阶段，变压器释放储能阶段，缓冲电路复位阶段，开关管导通阶段。

1.1 开关管关断及缓冲电路作用阶段

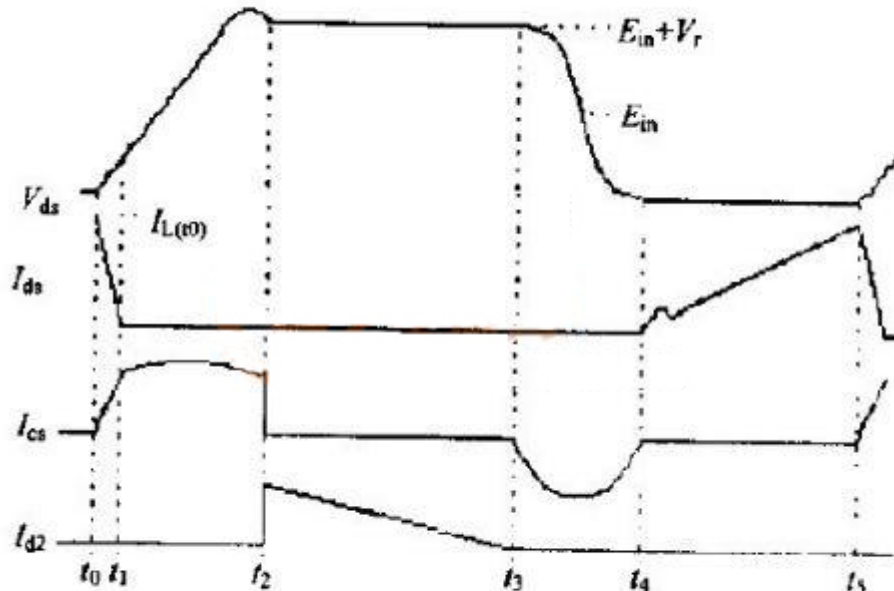


图2 主要波形

图2波形中, $t_0 - t_1$ 期间为开关管关断及缓冲电路作用阶段, 等效电路如图3, 在 t_0 时刻控制电路将开关管关断, 变压器初级电流由开关管向缓冲电容器转移, 开关管电流下降, 缓冲电容器电流上升, 开关管电流下降, 直到零变压器初级电流全部转移到缓冲电容器, 等效电路如图3, 开关管的关断过程结束开关管关断过程的长短取决于开关管自身特性和控制电路, 一般为开关周期的 $1/100 - 1/201$) 或百纳秒左右。由于缓冲电容器上的电压不能跃变, 使开关管关断过程中漏源电压很低接近于零, 实现了“零电压”关断。为确保“零电压”关断, 缓冲电容器应取较大值, 这样开关管在关断过程结束时缓冲电容器电压仍为很小值, 变压器初级电压极性没有改变, 输出整流二极管阳极反向电压不能导通, 变压器初级电流仍需流过缓冲电容器, 直到缓冲过程结束。缓冲过程的持续时间约为开关周期 $1/20$ 左右, 与开关周期相比相对很短, 变压器初级电流变化很小, 为分析方便可以认为变压器初级电流不变, 这样缓冲电容器电压为:

$$V_{CS} = \frac{I_{CS} \cdot t}{C_s} \quad (1)$$

其中 I_{CS} 为 t_1 时刻变压器初级电流值, 可近似为 t_0 时刻值。当缓冲电容器电压上升到 $V_{CS} = E_{in} + V_R$ (V_R 为稳压电源输出电压反射到变压器初级侧电压值) 后, 即 t_2 时刻, 输出整流二极管导通, 变压器储能经输出整流二极管想输出端释放, 变压器初级电流为零。电路进入变压器释放储能阶段。

1.2 变压器释放储能阶段

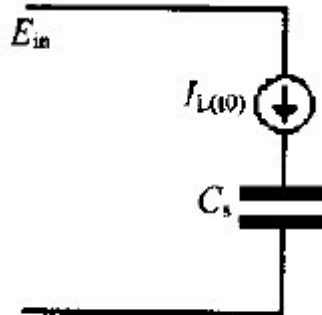


图3 $t_0 - t_1$ 期间等效电路

当 v_{cs} 上升到 $E_{in} + V_R$ 后, 输出整流二极管导通, 电路进入变压器释放储能阶段, 对应 $t_2 - t_3$ 期间, 等效电路如图4。

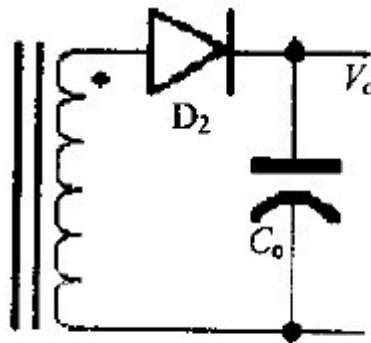


图4 $t_1 - t_3$ 期间等效电路

变压器通过次级绕组、输出整流二极管向输出端释放储能。变压器次级电流为:

$$i_s = i_{s(0)} - \frac{V_o \cdot t}{L_s} \quad (2)$$

其中 $I_{s(0)}$ 为开关管关断时变压器初级电流反射到次级侧电流值, L_s 为变压器次级电感, V_o 为输出电压。

当 $t = t_2$ 时

$$\frac{V_o \cdot T}{L_s} I_{s(0)} \quad (3)$$

变压器次级电流降到零, 变压器储能全部释放, 输出整流二极管自然关断....

[继续阅读文章](#) 

一 基于 DSP 的大功率开关电源设计

- **摘要:** 以 TMs320LF2407A 为控制核心, 介绍了一种基于 [DSP](#) 的 [大功率开关电源](#) 的设计方案。该 [电源](#) 采用半桥式逆变电路拓扑结构, 应用脉宽调制和软件 PID 调节技术实现了电压的稳定输出。最后, 给出了试验结果。试验表明, 该电源具有良好的性能, 完全满足技术规定要求。

0 引言

信息时代离不开电子设备, 随着电子技术的高速发展, 电子设备的种类与日俱增, 与人们的工作、生活的关系也日益密切。任何电子设备又都离不开可靠的供电电源, 它们对电源供电质量的要求也越来越高。

目前, 开关电源以具有小型、轻量化和高效的特点而被广泛应用于电子设备中, 是当今电子信息产业飞速发展不可缺少的一种电源。与之相应, 在 [微电子](#) 技术发展的带动下, [DSP](#) 芯片的发展日新月异, 因此基于 [DSP](#) 芯片的开关电源拥有着广阔的前景, 也是开关电源今后的发展趋势。

1 电源的总体方案

本文所设计的开关电源的基本组成原理框图如图 1 所示, 主要由功率主电路、[DSP](#) 控制回路以及其它辅助电路组成。

开关电源的主要优点在“高频”上。通常滤波 [电感](#)、电容和变压器在电源装置的体积和重量中占很大比例。从“电路”和“电机学”的有关知识可知, 提高 [开关](#) 频率可以减小滤波器的参数, 并使变压器小型化, 从而有效地降低电源装置的体积和重量。以带有铁芯的变压器为例, 分析如下:

《开关电源设计实例指南》为 [OFweek 电子工程网](#) 版权所有

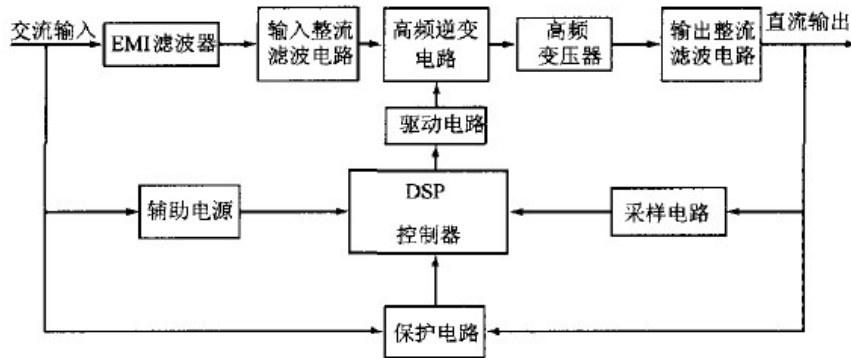


图 1 系统组成框图

设铁芯中的磁通按正弦规律变化，即 $\phi = \phi_M \sin \omega t$ ，则：

$$e_L = -W \frac{d\phi}{dt} = -\omega W \cos \omega t = E_M \cos \omega t \quad (1)$$

式中， $E_M = \omega W \phi_M = 2\pi f W \phi_M$ ，在正弦情况下， $E_M = \sqrt{2} E$ ， $\phi_M = B_M S$ ，故：

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f W \phi_M \approx 4.44 f W B_M S \quad (2)$$

式中， f 为铁芯电路的电源频率； W 为铁芯电路线圈匝数； B_M 为铁芯的磁感应强度； S 为铁芯线圈截面积。

从公式可以看出电源频率越高，铁芯截面积可以设计得越小，如果能把频率从 50 Hz 提高到 50 kHz，即提高了一千倍，则变压器所需截面积可以缩小一千倍，这样可以大大减小电源的体积。

综合电源的体积、开关损耗以及系统抗干扰能力等多方面因素的考虑，本开关电源的开关频率设定为 30 kHz。

2 系统的硬件设计

2.1 功率主电路

本电源功率主回路采用“AC-DC-AC—DC”变换的结构，主要由输入 电网 EMI 滤波器、输入整流滤波电路、高频逆变电路、高频变压器、输出整流滤波电路等几部分组成，如图 2 所示。

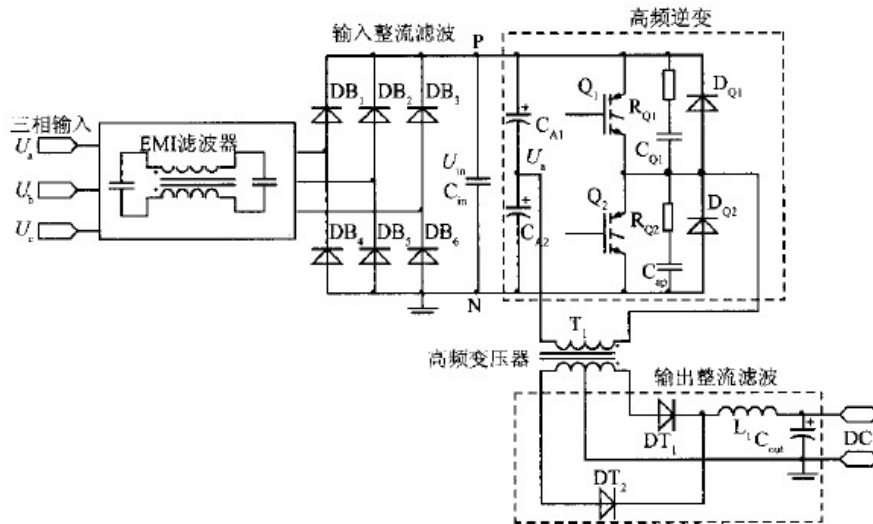


图2 功率主电路原理图

其基本工作原理是：交流输入电压经 EMI 滤波、整流滤波后得到直流电压，通过高频逆变器将直流电压变换成高频交流电压，再经高频变压器隔离变换，输出所需的高频交流电压，最后经过输出整流滤波电路，将高频变压器输出的高频交流电压整流滤波后得到所需要的高质量、高品质的直流电压。如图 3 所示为交流输入电压到最后输出所需直流电压的各环节电压波形变换流程。

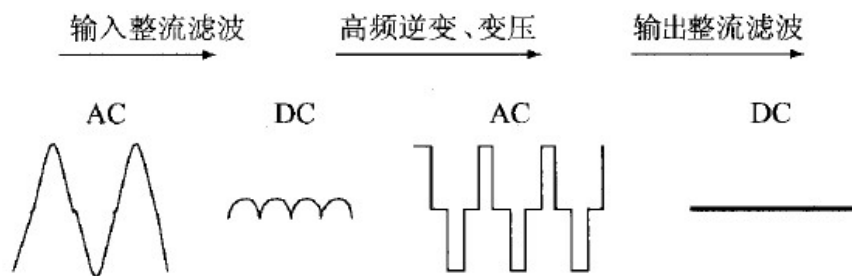


图3 功率主回路的电压波形变化

本开关电源采用半桥式功率逆变电路。如图 2 所示，输入市电经 EMI 滤波器滤波，大大减少了交流电源输入的电磁干扰，并同时防止开关电源产生的谐波串扰到输入电源端。再经过桥式整流电路、滤波电路变成直流电压加在 P、N 两点间。P、N 之间接入一个小容量、高耐压的无感电容，起到高频滤波的作用。半桥式功率变换电路与全桥式功率变换电路类似，只是其中两个功率开关器件改由两个容量相等的电容 CA1 和 CA2 代替。在实际应用中为了提高电容的容量以及耐压程度，CA1 和 CA2 往往采用的是由多个等值电容并联组成的电容组。CA1、CA2 的容量选值应在电源体积和重量允许的条件下尽可能的大，以减小输出电压的纹波系数和低频振荡。CA1 和 CA2 在这里同时起到了静态时分压的作用，使 $U_a = U_{in} / 2$ 。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

在本电源的设计中，采用 IGBT 来作为功率开关器件。它既具有 MOSFET 的通断速度快、输入阻抗高、驱动电路简单及驱动功率小等优点，又具有 GTR 的容量大和阻断电压高的优点。

在 IGBT 的集射极间接 RC 吸收网络，降低开关应力，减小 IGBT 关断产生的尖峰电压；并联二极管 DQ 实现续流的作用。二次整流采用全波整流电路，通过后续的 LC 滤波电路，消除高频纹波，减小输出直流电压的低频振荡。LC 滤波电路中的电容由多个高耐压、大容量的电容并联组成，以提高电源的可靠性，使输出直流电压更加平稳。

• 2.2 控制电路

控制电路部分实际上是一个实时检测和控制系统，包括对开关电源输出端电压、电流和 IGBT 温度的检测，对收集信息的分析和运算处理，对电源工作参数的设置和显示等。其控制过程主要是通过采集开关电源的相关参数，送入 DSP 芯片进行预定的分析和计算，得出相应的控制数据，通过改变输出 PWM 波的占空比，送到逆变桥开关器件的控制端，从而控制输出电压和电流。

控制电路主要包括 DSP 控制器最小系统、驱动电路、辅助电源电路、采样电路和保护电路。

(1) DSP 控制器最小系统

DSP 控制器是其中控制电路的核心采用 TMS320LF2407A DSP 芯片，它是美国 TEXAS INSTRUMENTS (TI) 公司的最新成员。TMS320LF2407A 基于 C2xLP 内核，和以前 C2xx 系列成员相比，该芯片具有处理性能更好 (30MIPS)、外设集成度更高、程序存储器更大、A/D 转换速度更快等特点，是电机数字化控制的升级产品，特别适用于电机以及逆变器的控制。DSP 控制器最小系统包括时钟电路、复位电路以及键盘显示电路。时钟电路通过 15 MHz 的外接晶振提供；复位电路直接通过开关按键复位；由 4x4 的矩阵式键盘和 SPRT12864M LCD 构成了电源系统的人机交换界面。

(2) 驱动放大电路

IGBT 的驱动电路采用脉冲变压器和 TC4422 组成，其电路原理图如图 4 所示：

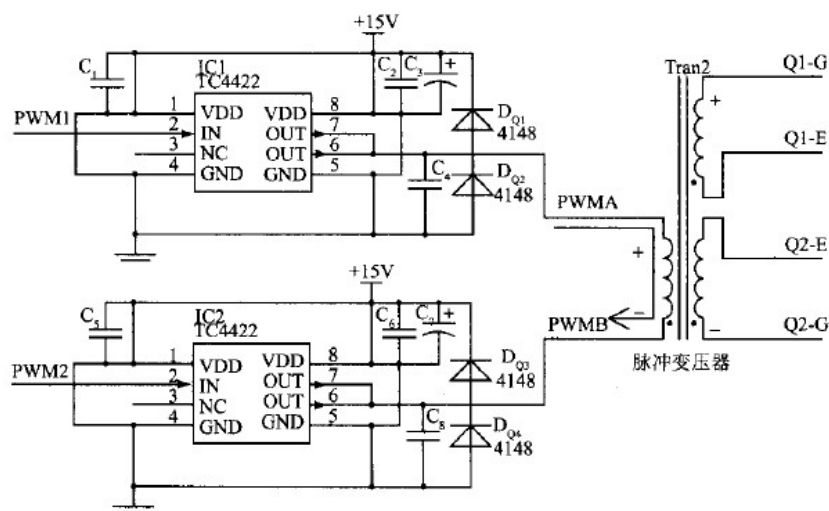


图 4 IGBT 驱动电路原理图

由于 TMS320LF2407A 的驱动功率较小，不能胜任驱动开关管稳定工作的要求，因此需要加上驱动放大电路，以增大驱动电流功率，提高电源系统的可靠性。如图 4 所示，采用两片 TCA422 组成驱动放大电路。

TC4421 / 4422 是 Microchip 公司生产的 9A 高速 MOSFET / IGBT 驱动器，其中 TC4421 是反向输出，TC4422 是同向输出，输出级均为图腾柱结构。

TC4421 / 4422 具有以下特点：

- ① 输出峰值电流大：9 A；
- ② 电源范围宽：4.5 V~18 V；
- ③ 连续输出电流大：最大 2 A；
- ④ 快速的上升时间和下降时间：30 ns（负载 4700pF），180 ns（负载 47000 pF）；
- ⑤ 传输延迟时间短：30 ns（典型）；
- ⑥ 供电电流小：逻辑“1”输入~200 μ A（典型），逻辑“0”输入~55 μ A（典型）；
- ⑦ 输出阻抗低：1.4 Ω （典型）；
- ⑧ 闭锁保护：可承受 1.5 A 的输出反向电流；
- ⑨ 输入端可承受高达 5 V 的反向电压；
- ⑩ 能够由 TTL 或 CMOS 电平（3 V~18 V）直接驱动，并且输入端采用有 300 mV 滞回的施密特触发电路。

当 TMS320LF2407A 输出的 PWM1 为高电平，PWM2 为低电平时，经过 TCA422 驱动放大后输出，在脉冲变压器一次侧所流过的电流从 PWMA 流向 PWMB，如图 4 中箭头所示，电压方向为上正下负。

根据变压器的同名端和接线方式，则开关管 Q1 的栅极电压为正，Q2 的栅极电压为负。因此，此时是驱动 QM1 导通。反之若是 PWM1 为高电平，PWM2 为低电平时，则是驱动 Q2 导通。四只二极管 DQ1 ~DQ2 的作用是消除反电动势对 TCA422 的影响。

（3）辅助电源电路

本开关电源电路设计过程中所需要的几路工作电源如下：

- ① TMS320LF2407 DSP 所需电源：I/O 电源（3.3 V），PLL（PHSAELOCKED LOOP）电源（3.3 V），FIASH 编程电压（5 V），模拟电路电源电压（3.3 V）；
- ② TCA422 芯片所需电源：电源端电压范围 4.5~18 V（选择 15 V）；
- ③ 采样电路中所用运算放大器的工作电源为 15 V。

因此，整个控制电路需要提供 15 V、5 V 和 3.3 V 三种制式的电压。设计中选用深圳安时捷公司的 HAw 5-220524 AC / DC 模块将 220 V、50 Hz 的交流电转换成 24 V 直流电，然后采用三端稳压器 7815 和 7805 获得 15 V 和 5 V 的电压。TMS320LF2407A 所需的 3.3 V 由 5 V 通过 TPS7333QD 电压芯片得到。

（4）采样电路

电压采样电路由三端稳压器 TL431 和光电耦合器 PC817 之间的配合来构成。电路设计如图 5 所示，TL431 与 PC817 一次侧的 LED 串联，TL431 阴极流过的电流就是 LED 的电流。输出电压 U_d 经分压网络后到参考电压 UR 与 TL431 中的 2.5 V 基准电压 U_{ref} 进行比较，在阴极上形成误差电压，使 LED 的工作电流 I_f 发生变化，再通过光耦将变化的电流信号转换为电压信号送入 LF2407A 的 ADCIN00 引脚。

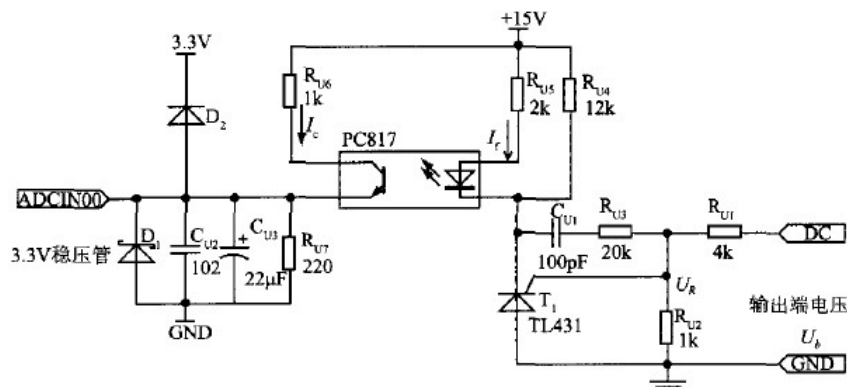


图 5 电压采样电路原理图

由于 TMS320LF2407A 的工作电压为 3.3 V，因此输入 DSP 的模拟信号也不能超过 3.3 V。为防止输入信号电压过高造成 A / D 输入通道的硬件损坏，我们对每一路 A / D 通道设计了保护电路，如图 5 所示， C_{U2} ， C_{U3} 起滤波作用，可以将系统不必要的高频和低频噪声滤除掉，提高系统信号处理的精度和稳定性。

另外，采用稳压管限制输入电压幅值，同时输入电压通过二极管与 3.3 V 电源相连，以吸收瞬间的电压尖峰。

当电压超过 3.3 V 时，二极管导通，电压尖峰的能量被与电源并联的众多滤波电容和去耦电容吸收。并联电阻 R_{U4} 的目的是给 TL431 提供偏置电流，保证 TL431 至少有 1 mA 的电流流过。 C_{U1} 和 R_{U3} 作为反馈网络的补偿元件，用以优化系统的频率特性。

电流采样的原理与电压采样类似，只是在电路中要通过电流传感器将电流信号转换为电压信号，然后再进行采集。

(5) 保护电路

为保证系统中功率转换电路及逆变电路能安全可靠工作，TMS320LF2407A 提供了 $\overline{PDPINTA}$ 输入信号，利用它可以方便的实现逆变系统的各种保护功能，具体实现框图如图 6 所示：

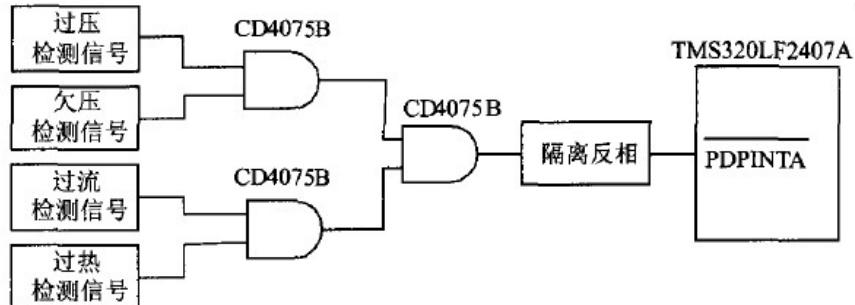


图6 保护电路结构框图

各种故障信号经或门 CD4075B 综合后，经光电隔离、反相及电平转换后输入到 $\overline{\text{PDPINTA}}$ 引脚，有任何故障时，CD4075B 输出高电平， $\overline{\text{PDPINTA}}$ 引脚相应被拉为低电平，此时 DSP 所有 PWM 输出管脚全部呈现高阻状态，即封锁 PWM 输出。整个过程不需要程序干预，由硬件实现。这对实现各种故障信号的快速处理非常有用。在故障发生后，只有在人为干预消除故障，重启系统后才能继续工作。

• **3 系统的软件实现**

为了构建 DSP 控制器软件框架，使程序易于编写、查错、测试、维护、修改、更新和扩充，在软件设计中采用了模块化设计，将整个软件划分为初始化模块、ADC 信号采集模块、PID 运算处理模块、PWM 波生成模块、液晶显示模块以及按键扫描模块。各模块间的流程如图 7 所示。

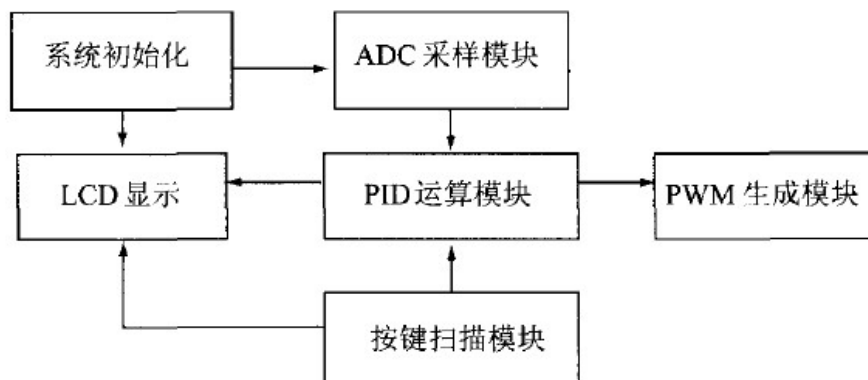


图7 软件模块流程图

3.1 初始化模块

系统初始化子程序是系统上电后首先执行的一段代码，其功能是保证主程序能够按照预定的方式正确执行。系统的初始化包括所有 DSP 的基本输入输出单元的初始设置、LCD 初始化和外扩单元的检测等。

3.2 ADC 采样模块

TMS320LF2407A 芯片内部集成了 10 位精度的带内置采样 / 保持的模数转换模块（ADC）。根据系统的技术要求，10 位 ADC 的精度可以满足电压的分辨率、电流的分辨率的控制要求，因此本设计直接利用 DSP 芯片内部集成的 ADC 就可满足控制精度。另外，该 10 位 ADC 是高速 ADC，最小转换时间可达到 500 ns，也满足控制对采样周期要求。

ADC 采样模块首先对 ADC 进行初始化，确定 ADC 通道的级联方式，采样时间窗口预定标，转换时钟预定标等。然后启动 ADC 采样，定义三个数组依次存放电压、电流和温度的采样结果，对每一个信号采样 8 次，经过移位还原后存储到相应的数组中，共得到 3 组数据。如果预定的 ADC 中断发生，则转入中断服务程序，对采样的数据进行分析、处理和传输。以电压采样为例，其具体的流程图如图 8 所示。

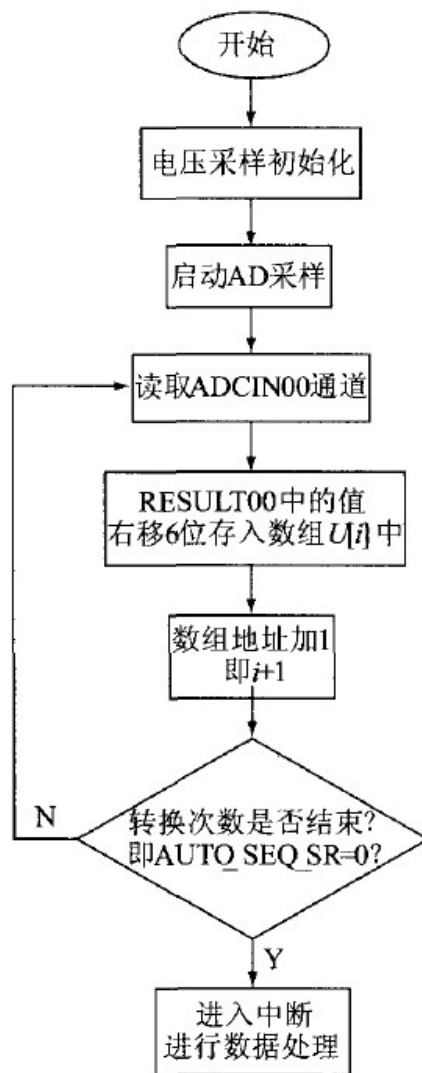


图 8 电压采样程序流程图

3.3 PID 运算模块

本系统借助 DSP 强大的运算功能，通过编程实现了软件 PID 调节。由于本系统软件中采用的是增量式 PID [算法](#)，因此需要得到控制量的增量 Δu_n ，式 (3) 为增量式 PID 算法的离散化形式：

$$\Delta u_n = K_p(e_n - e_{n-1}) + K_i e_n + K_d[e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2}] \quad (3)$$

开关电源在进入稳态后，偏差是很小的。如果偏差 e 在一个很小的范围内波动，控制器对这样微小的偏差计算后，将会输出一个微小的控制量，使输出的控制值在一个很小的范围内，不断改变自己的方向，频繁动作，发生振荡，这既影响输出控制器，也对负载不利。

为了避免控制动作过于频繁，消除由于频繁动作所引起的系统振荡，在 PID 算法的设计中设定了一个输出允许带 e_o 。当采集到的偏差 $|e_n| \leq e_o$ 时，不改变控制量，使充电过程能够稳定地进行；只有当 $|e_n| \gg e_o$ 时才对输出控制量进行调节。PID 控制模块的程序流程如图 9 所示：

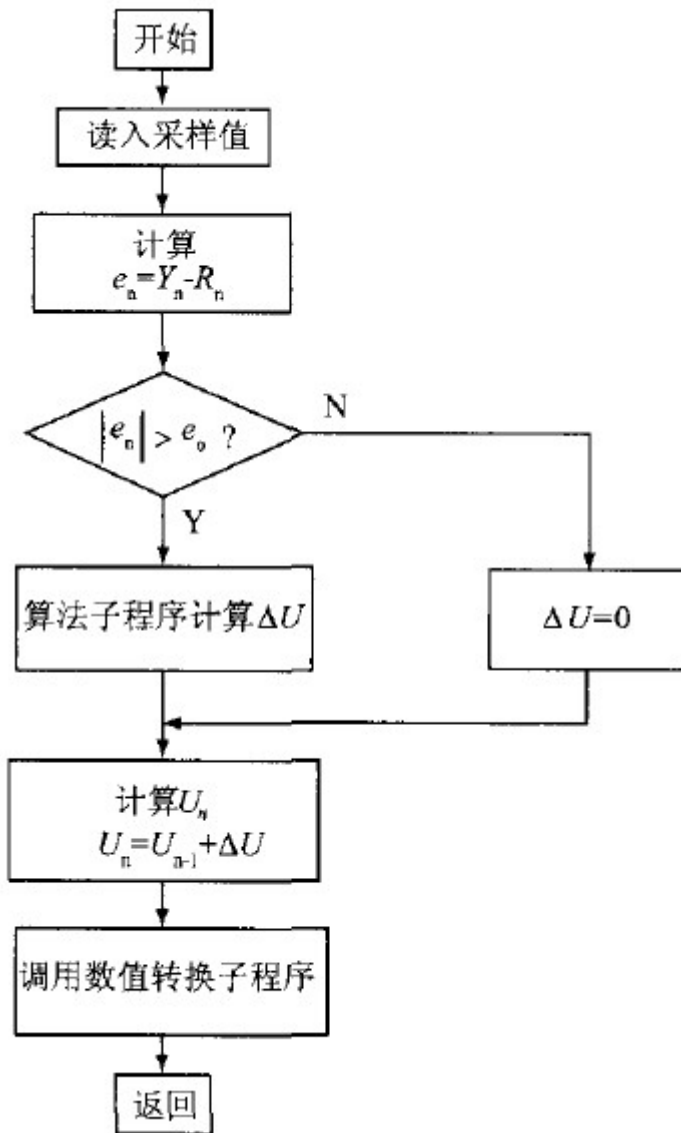


图 9 PID 运算程序流程图

3.4 PWM 生成模块

TMS320LF2407A 内部包括两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个事件管理器模块包括通用定时器 GP、比较单元、捕获单元以及正交编码脉冲电路。通过 TMS320LF2407A 事件管理模块中的比较单元可以产生带死区的 PWM 波，与 PWM 波产生相关的寄存器有：比较寄存器 CMPRx、定时器周期寄存器 Tx—PR、定时器控制寄存器 TxCON、定时器增 / 减计数器 TxCNT、比较控制寄存器 COMCONA / B、死区控制寄存器 DBTCONA / B。

PWM 波的生成需对 TMS320LF2407A 的事件管理模块中的寄存器进行配置。由于选用的是 PWM1 / 2，因此配置事件管理寄存器组 A，根据需要生成带死区 PWM 波的设置步骤为：

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

- (1) 设置并装载比较方式寄存器 ACTRA，即设置 PWM 波的输出方式；
- (2) 设置 T1CON 寄存器，设定定时器 1 工作模式，使能比较操作；
- (3) 设置并装载定时器 1 周期寄存器 T1PR，即规定 PWM 波形的周期；
- (4) 定义 CMPR1 寄存器，它决定了输出 PWM 波的占空比，CMPR1 中的值是通过计算采样值而得到的；
- (5) 设置比较控制寄存器 COMCONA，使能 PD—PINTA 中断；
- (6) 设置并装载死区寄存器 DBTCONA，即设置死区时间。

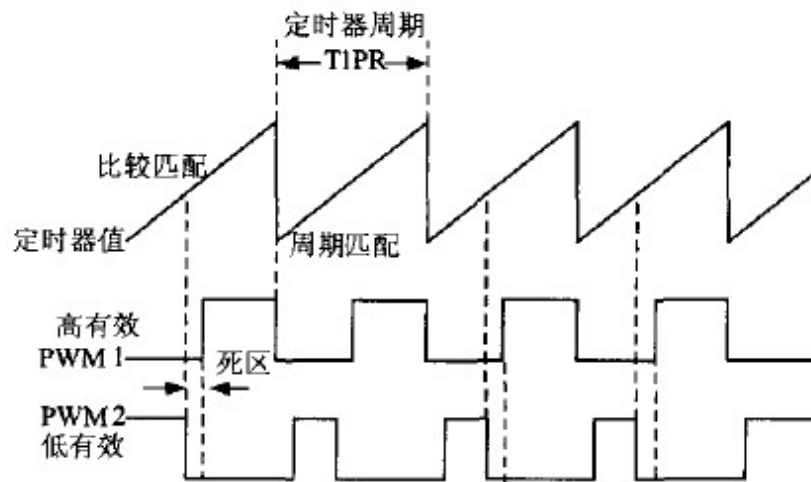


图 10 所示为带死区 PWM 波的生成原理

3.5 键盘扫描及 LCD 显示模块

按键扫描执行模块的作用是判断用户的输入，对不同的输入做出相应的响应。本开关电源设计采用 16 个压电式按键组成的矩阵式键盘构成系统的输入界面。16 个按键的矩阵式键盘需要 DSP 的 8 个 I/O 口，这里选用 IOPA0~IOPA3 作为行线，IOPF0~IOPF3 作为列线。由于 TMS320LF2407A 都是复用的 I/O 口，因此需要对 MCRA 和 MCRC 寄存器进行设置使上述 8 个 I/O 口作为一般 I/O 端口使用。按键扫描执行模块采用的是中断扫描的方式，只有在键盘有键按下时才会通过外部引脚产生中断申请，DSP 相应中断，进入中断服务程序进行键盘扫描并作相应的处理。

LCD 显示模块需要 DSP 提供 11 个 I/O 口进行控制，包括 8 位数据线和 3 位控制线，数据线选用 IOPB0~IOPB7，控制线选用 IOPF0 IOPF2，通过对 PBDATDIR 和 PFDATDIR 寄存器的设置实现 DSP 与 LCD 的数据传输，实时显示开关电源的运行状态。 [继续阅读文章](#)

—单端反激开关电源设计参考

• 0 引言

近年来随着电源技术的飞速发展，开关稳压电源正朝着小型化、高频化、继承化的方向发展，高效率的已经得到越来越广泛的应用。式变换器以其电路简单、可以高效提供直流输出等许多优点，特别适合设计小功率的开关电源。

1 反激式开关电源基本原理

单端反激开关电源采用了稳定性很好的双环路反馈（输出直流电压隔离取样反馈外回路和初级线圈充磁峰值电流取样反馈内回路）控制系统，就可以通过开关电源的 PWM（脉冲宽度调制器）迅速调整脉冲占空比，从而在每一个周期内对前一个周期的输出电压和初级线圈充磁峰值电流进行有效调节，达到稳定输出电压的目的。这种反馈控制电路的最大特点是：在输入电压和负载电流变化较大时，具有更快的动态响应速度，自动限制负载电流，补偿电路简单。反激电路适用于小功率开关电源，其原理图如图 1 所示。

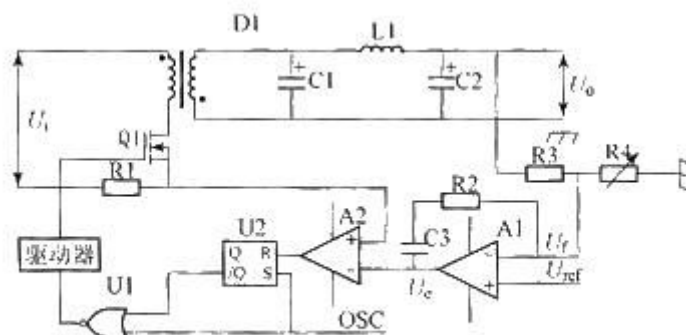


图 1 电流型反激式变换器的基本原理

下面分析在理想空载的情况下电流型 PWM 的工作情况。与电压型的 PWM 比较，电流型 PWM 又增加了一个电感电流反馈环节。

图中：A1 为误差放大器；A2 为电流检测比较器；U2 为 RS 触发器；U_f 为输出电压 U_o 的反馈取样，该反馈取样与基准电压 U_{ref} 通过误差放大器 A1 产生误差信号 U_e（该信号也是 A2 的比较箝位电压）。

设场效应管 Q1 导通，则电感电流 i_L 以斜率 U_i / L 线性增长，L 为 T1 的原边电感，电感电流在无感电阻 R1 上采样 u₁=R1i_L，该采样电压被送入电流检测比较器 A2 与来自误差放大器的 U_e 进行比较，当 u₁>U_e 时，A2 输出高电平，送到

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

RS 触发器 U2 的复位端，则两输入或非门 U1 输出低电平并关断 Q1；当时钟输出高电平时，或非门 U1 始终输出低电平，封锁 PWM，在振荡器输出时钟下降的同时，或非门 U1 的两输入均为低电平，则 Q1 被打开。

因此，从上面的分析可以看出，电流型 PWM 信号的上升沿由振荡器时钟信号的下降沿决定，而 PWM 的下降沿则由电感电流的陷值信号和来自误差放大器的误差信号共同决定，其工作时序如图 2 所示。

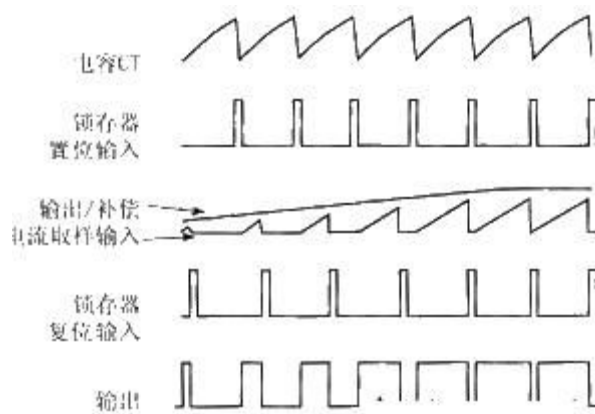


图 2 反激电路的工作波形

单端反激式开关电源以主开关管的周期性导通和关断为主要特征。开关管导通时，变压器一次侧线圈内不断储存能量；而开关管关断时，变压器将一次侧线圈内储存的电感能量通过整流二极管给负载供电，直到下一个脉冲到来，开始新的周期。

开关电源中的脉冲变压器起着非常重要的作用：一是通过它实现电场-磁场-电场能量的转换，为负载提供稳定的直流电压；二是可以实现变压器功能，通过脉冲变压器的初级绕组和多个次级绕组可以输出多路不同的直流电压值，为不同的电路单元提供直流电量；三是可以实现传统电源变压器的电隔离作用，将热地与冷地隔离，避免触电事故，保证用户端的安全。

• 2 反激式开关电源设计

开关电源设计中最重要的一环就是反馈回路的设计，反馈回路设计的好坏直接决定了开关电源的精度和稳定性能。前面已经介绍了单端反激开关电源采用的是双环路反馈。以下将介绍利用电流型 PWM 芯片 UC3842 设计开关电源的两种反馈回路时需要注意的一些问题。

2.1 输出直流电压隔离取样反馈外回路

UC3842 是一种高性能的固定频率电流型脉宽集成控制芯片，是专为离线式直流变换电路设计的。其主要优点是电压调整率可以达到 0.01%，工作频率高达 500 kHz，启动电流小于 1 mA，外围元件少。它适合做 20 W~80 W 的小型开关电源。其工作温度为 0℃~70℃，最高输入电压 30 V，最大输出电流 1 A，能驱动双极型功率管和 MOSFET。UC3842 采用 DIP-8 形式封装。其内部结构框图和各引脚的功能见有关手册。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

UC3842 的典型应用电路如图 3 所示。

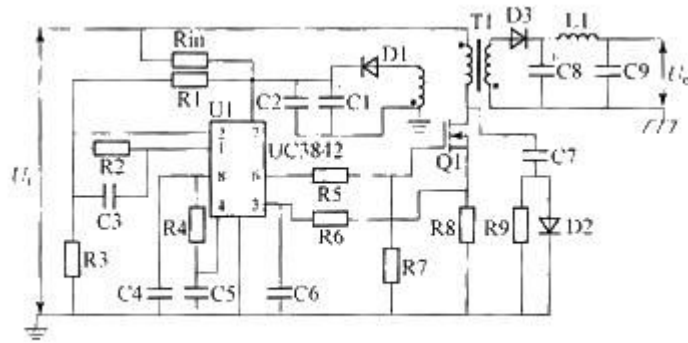


图 3 单端反激开关电源典型电路

本文相关 DataSheet:

该电路的工作原理是：直流电压加在 R_{in} 上，降压后加在的引脚 7 上，为芯片提供大于 16 V 的启动电压，当芯片启动后由反馈绕组提供维持芯片正常工作需要的电压。当输出电压升高时，变压器 T1 的反馈绕组上产生的反馈电压也升高，该电压经 R1 和 R3 组成大分压网络，分压后送入 UC3842 的引脚 2，与基准电压比较后，经误差放大器放大，使 UC3842 引脚 6 的驱动脉冲占空比减小，从而使输出电压降低，达到稳定输出电压的目的。

此电路结构简单，容易布线，成本低。但是，UC3842 的采样电压不是从输出端取到的，输出电压稳压精度不高，只适合于用在负载较小的场合。

为克服上述问题，可以对上述反馈电路进行改进，采用光耦和电压基准进行反馈控制，可以极大地提高的稳定性和精度。采用这种方法进行反馈控制时需要从副边绕组输出端进行取样，电路见图 4。

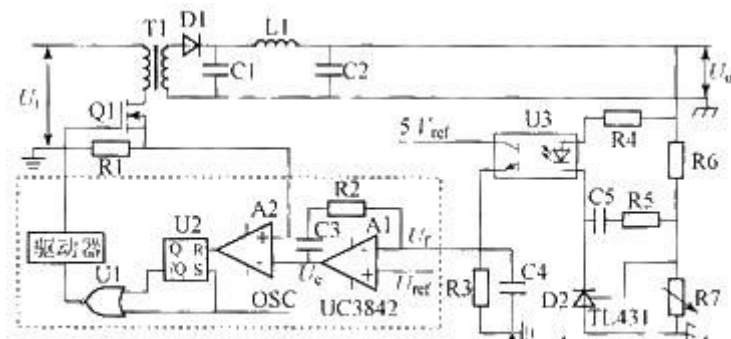


图 4 输出直流电压隔离取样反馈外回路

电压采样及反馈电路由光耦 PS2701、TL431 和阻容网络组成，图中 R5 和 C5 用于 TL431 的频率补偿，不能缺少。通过调节由 R6, R7 组成的分压网络后得到采样电压，该采样电压与三端可调稳压块 TL431 提供的 2.5 V 基准电压进行比较，当输出电压正常时，采样电压与 TL431 提供的 2.5 V 电压基准相等，则 TL431 的 K 极电位保持不变，从而流过光耦 U3 二极管的电流不变，进而流过光耦 CE 的电流也不变，UC3842 引脚 2 的反馈电位 U_f 保持不变，则引脚 6 输出驱动的占空比不变，输出电压稳定在设定值不变。当输出 5 V 电压因为某种原因升高时，分压网络上得到的输出电压采样值会随之升高，从而 TL431 的 K 极电位下降，流过光耦二极管的电流增大，进而流过 CE 的电流增大，从而 UC3842 的引脚 2 的电位升高。由 UC3842 内部示意图可知：误差放大器 A1 的输出电压 U_e 减小，亦即电流检测比较器钳位电压减小，所以由图 2 可知：UC3842 引脚 6 输出驱动的占空比减小，从而使输出电压减小..... [继续阅读文章](#)

一 开关电源的过流保护电路设计方案

1 开关电源常用过流保护电路

1.1 采用电流传感器进行电流检测

过流检测传感器的工作原理如图 1 所示。通过变流器所获得的变流器次级电流经 I/V 转换成电压，该电压直流化后，由电压比较器与设定值相比较，若直流电压大于设定值，则发出辨别信号。但是这种检测传感器一般多用于监视感应电源的负载电流，为此需采取如下措施。由于感应电源启动时，启动电流为额定值的数倍，与启动结束时的电流相比大得多，所以在单纯监视电流电瓶的情况下，感应电源启动时应得到必要的输出信号，必须用定时器设定禁止时间，使感应电源启动结束前不输出不必要的信号，定时结束后，转入预定的监视状态。

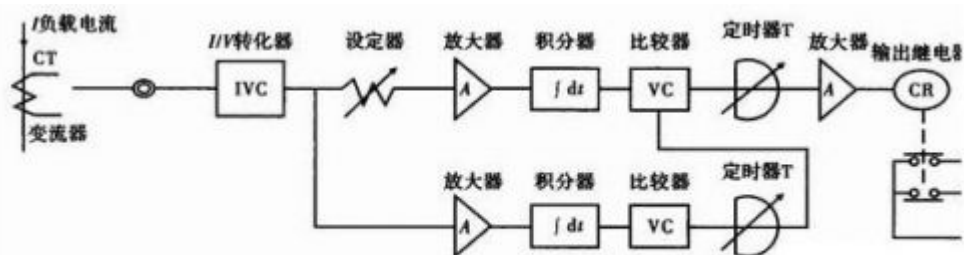


图 1 过流检测原理框图

1.2 启动浪涌电流限制电路

开关电源在加电时，会产生较高的浪涌电流，因此必须在电源的输入端安装防止浪涌电流的软启动装置，才能有效地将浪涌电流减小到允许的范围内。浪涌电流主要是由滤波电容充电引起，在开关管开始导通的瞬间，电容对交流呈现出较低的阻抗。如果不采取任何保护措施，浪涌电流可接近数百 A。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

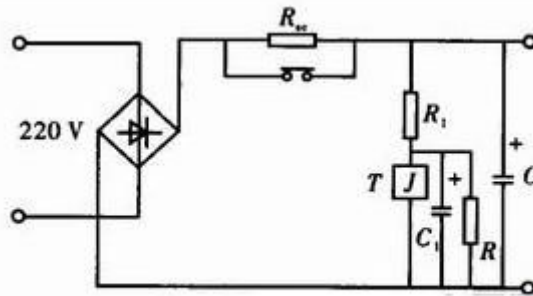


图2 整流滤波电路

开关电源的输入一般采用电容整流滤波电路如图2所示，滤波电容C可选用低频或高频电容器，若用低频电容器则需并联同容量高频电容器来承担充放电电流。图中在整流和滤波之间串入的限流电阻Rsc是为了防止浪涌电流的冲击。合闸时Rsc限制了电容C的充电电流，经过一段时间，C上的电压达到预置值或电容C1上电压达到继电器T动作电压时，Rsc被短路完成了启动。同时还可以采用可控硅等电路来短接Rsc。当合闸时，由于可控硅截止，通过Rsc对电容C进行充电，经一段时间后，触发可控硅导通，从而短接了限流电阻Rsc。

1.3 采用基极驱动电路的限流电路

在一般情况下，利用基极驱动电路将电源的控制电路和开关晶体管隔离开。控制电路与输出电路共地，限流电路可以直接与输出电路连接，工作原理如图3所示，当输出过载或者短路时，V1导通，R3两端电压增大，并与比较器反相端的基准电压比较。控制PWM信号通断。[继续阅读文章](#)

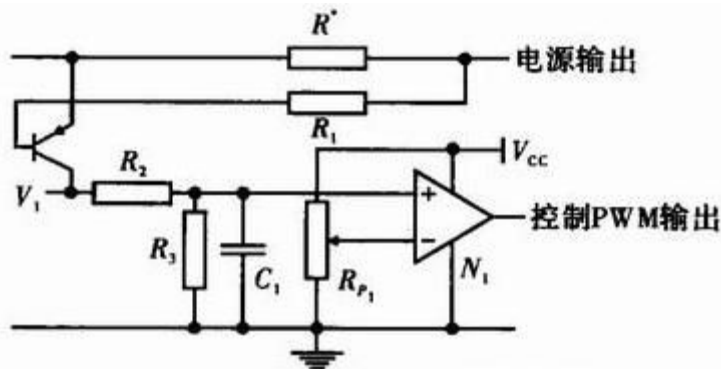


图3 利用基极驱动电路的限流电路

一、基于单片机的数控开关电源设计

- 摘要：基于单片机的数控开关电源是利用单片机实现对开关电源的输出电压设定、输出电压步进调整、输出电压和输出电流显示等数字控制。本文设计的数控开关电源由两部分组成。开关电源部分采用基于 PWM 控制的不对称半桥功率变换器，由模拟控制芯片 KA3525 产生 PWM 信号经驱动电路实现对功率变换电路的输出电压控制，实现电压的稳定输出。数控部分采用凌阳单片机的 D/A 输出对 KA3525 的误差比较器的参考端进行数字给定，实现对输出电压的设定、步进调整和显示等功能。文中给出了系统设计框图，对各部分电路进行了分析，并给出了必要的实验波形，经测试证实设计方法是可行的。将成熟的单片机技术与现有的开关电源技术进行简单结合实现数控，值得借鉴。

1、引言

现实的生活和实验中，常常要用到各种各样的电源，电压要求多样。如何设计一个电压稳定，输出电压精度高，并且调节范围大的电压源，成了电子技术应用的热点。在市面上，各种电源产品各式各样，有可调节的和固定的。但是普遍存在一些问题，如转换效率低，功耗大，输出精度不高，可调节范围过小，不能满足特定电压的要求，输出不够稳定，纹波电流过大，并且普遍采用可调电阻器调节，操作难度大，易磨损老化。

针对以上问题，本文采用基于 KA3525 PWM 控制芯片的不对称半桥式功率变换器，并采用 16 位凌阳单片机作为数控核心，通过其内置的 D/A 输出调制 PWM，提高了电源的输出精度和效率，并且方便使用者操作，实现了基于单片机的数控开关电源。

2、基于单片机的数控开关电源系统组成

本数控开关电源，采用凌阳单片机实现对基于 PWM 控制的不对称半桥式功率变换器的数字控制，实现直流输出电压 0V~40V 设定和步进值为 1 连续调整，最大输出电流为 2A。同时实现了对输出电压和输出电流的显示等功能。系统框图如图 1 所示。系统主要包括：PWM 控制的开关电源模拟电路部分和凌阳单片机组成的数控部分。

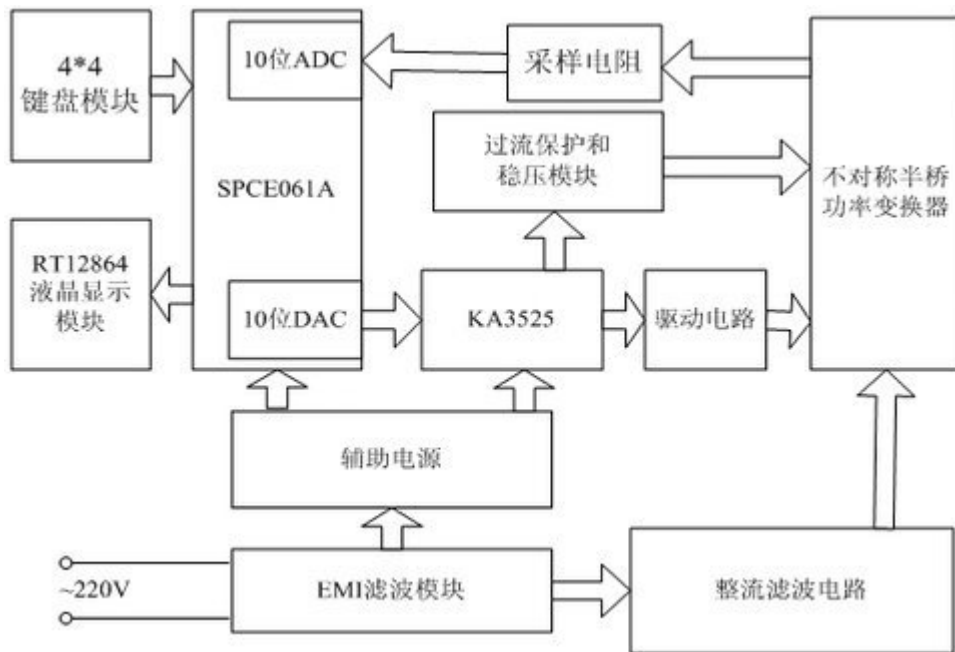
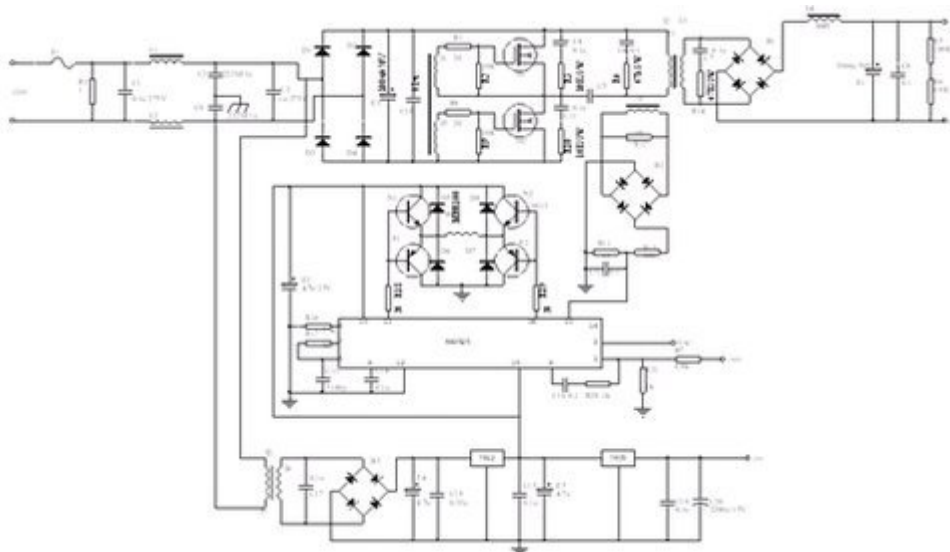


图 1 基于单片机的数控开关电源设计系统框图

3、基于 PWM 控制的开关电源设计

PWM 控制的开关电源电路原理如图 2 所示。主要包括 EMI 滤波电路、整流滤波电路、功率变换电路、驱动电路、输出电路、稳压电路、过流保护电路以及辅助电源电路等。



3.1 EMI 滤波电路

EMI 滤波器如图 3 所示电路。该滤波器有两个输入端、两个输出端和一个接地端。电路包括快速保险丝 F1，泄放电阻 R1，共模电感 L1、L2，滤波电容 C1、C2、C8、C9。泄放电阻 R1 可将 C1 上积累的电荷泄放掉，避免因电荷积累而影响滤波特性；断电后还能使电源的进线端不带电，保证使用的安全性。共模电感 L1-1、L1-2 对差模干扰不起作用，对共模信号呈现很大的感抗。C1、C9 主要用来抑制差模干扰。C2、C8 跨接在输出端，经过分压后接地，能有效的抑制共模干扰。

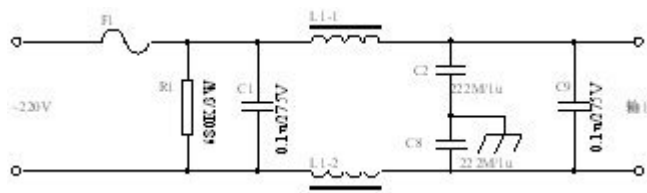


图 3 EMI 滤波电路

3.2 整流滤波电路

常用整流电路有半波、全波、桥式、倍压整流等形式。本文采用桥式整流电路，电路如图 4 所示。图中 C3、C10 两个电容分别用于滤除整流后的高低频成分。

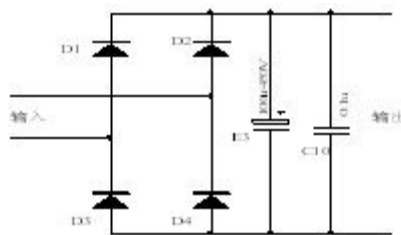


图 4 整流滤波电路

3.3 功率变换电路

功率变换电路采用不对称半桥功率变换器，如图 5 所示。图 5 (a) 所示电路开关管 M1 导通、M2 截止，电容 C4 放电。图 5 (b) 所示电路开关管 M2 导通、M1 截止时，电容 C4 充电。图中 R1、R2、R6、R7 在开关管关断时为泄放电阻，用来泄放开关管结电容电压。C4 为储能电容，电容容量不能低于 2μF，否则会降低系统带载能力。

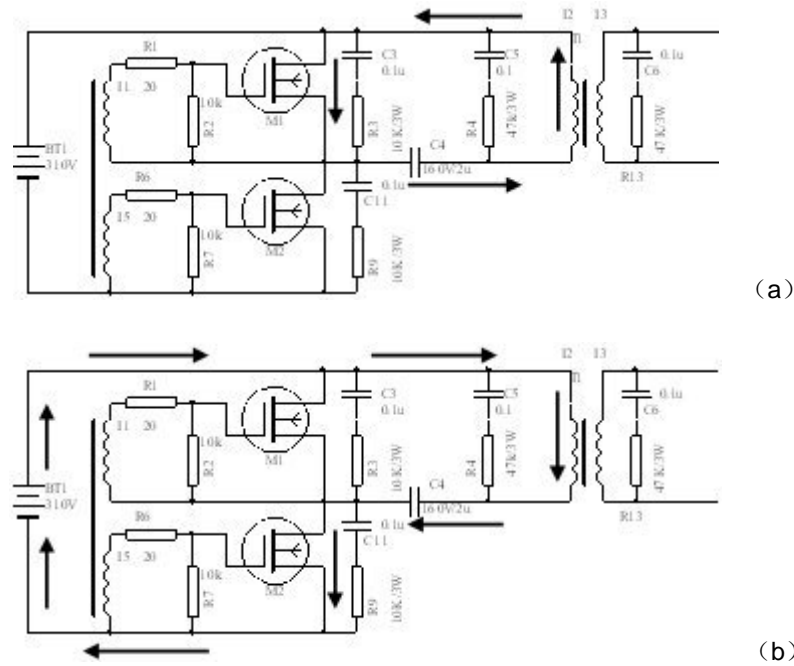


图 5 不对称半桥功率变换器电流流向图

3.4 驱动电路

PWM 信号产生芯片采用 KA3525，它是一个典型的性能优良的开关电源控制芯片。其内部包括误差放大器、比较器、振荡器、触发器、输出逻辑控制电路和输出三极管等环节。KA3525 的 1 和 2 脚是内部运算放大器的输入端，系统中单片机的 D/A 转换接口^[1]的一个引脚与 KA3525 的 2 脚连接，实现 KA3525 的数字控制与步进调整。11 和 14 脚输出交替的两路控制信号，经驱动电路与功率开关管的门极相连接。本文采用的驱动电路如图 6 所示。当 11 脚输出高电平、14 脚输出低电平时，N1、P2 导通，耦合变压器原边电流流向如图 6 (a) 所示。当 14 脚输出高电平、11 脚输出低电平时，N2、P1 导通，耦合变压器原边电流流向如图 6 (b) 所示。图 7 为驱动电路耦合变压器的输出波形。

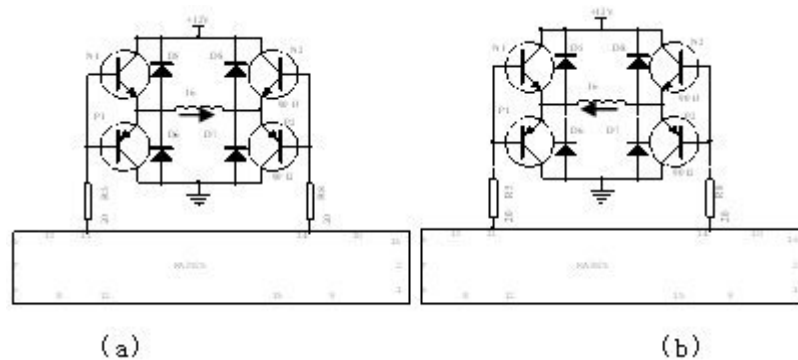


图 6 不对称半桥驱动电路电流流向图



图 7 驱动电路耦合变压器的输出波形

[继续阅读文章](#) →

一、优化开关电源轻载能效的设计方案

- 由于拥有较高的效率和较高的功率密度,开关电源在现代电子系统中的使用越来越普及。特别是随着控制芯片的应用,开关电源的电路设计得到了极大的简化,往往只需要在脉宽调制(PWM)控制芯片的基础上再加一些外围器件即可组成开关电源,这更加促进了开关电源的设计和发展。从种类来看,开关电源主要包括交流-直流(AC-DC)转换器和直流-直流(DC-DC)转换器两大类型。前者是将输入为 50/60Hz 的交流电经过整流、滤波等步骤将其转换为直流电压,后者广泛用于对系统中的直流电源进行转换和分配。

根据拓扑结构的不同,DC-DC 转换器包括降压(Buck)、升压(Boost)、降压-升压(Buck-Boost)、反激(Flyback)、正激(Forward)、推挽(Push-Pull)、半桥(HB)和全桥(FB)等不同类型。不同类型 DC-DC 转换器的特点各不相同,并且往往有着不同的适用领域。例如,降压、升压和降压-升压转换器非常适用于无需电气隔离的低压控制应用,而反激式转换器则非常适合多输出、高电压的电源应用,这些应用中使用的离线式开关电源工作在 110V/220V 主电源,并通过使用变压器来取代滤波电感从而实现电气隔离。

对于离线式开关电源而言,低成本是它的一个重要目标。对于其中所用的 PWM 控制器而言,设计人员可以选择不同的架构,如固定频率(FF)和准谐振(QR)等。对于前者而言,它的开关频率固定,其轻载能效和满载能效都处于正常范围,工作模式方面可以是连续导电模式(CCM)或非连续导电模式(DCM)。对于后者而言,它的开关频率可变,其满载能效最佳,但在轻载时则由于谷底跳变问题(噪声),它的工作模式是边界导电模式(BCM,亦称临界导电模式,CRM)。在变压器尺寸方面,固定开关频率架构属于正常,而准谐振架构则较大;但准谐振架构的电磁干扰较小,而固定开关频率架构则较大。对于这两种架构而言,都面临着相同的问题,就是必须提升在更宽输入负载范围下的能效,并改善待机能效。

除了这两种架构,固定导通时间(FON)架构近年来越来越多地受到业界瞩目。在这种架构下,峰值电流保持恒定,且可由用户选择;而开关频率则会变化(改变关闭时间),以提供所需的输出功率,它在频率最高时提供的输出功率也就最大。FON 的工作原理如图 1 所示。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

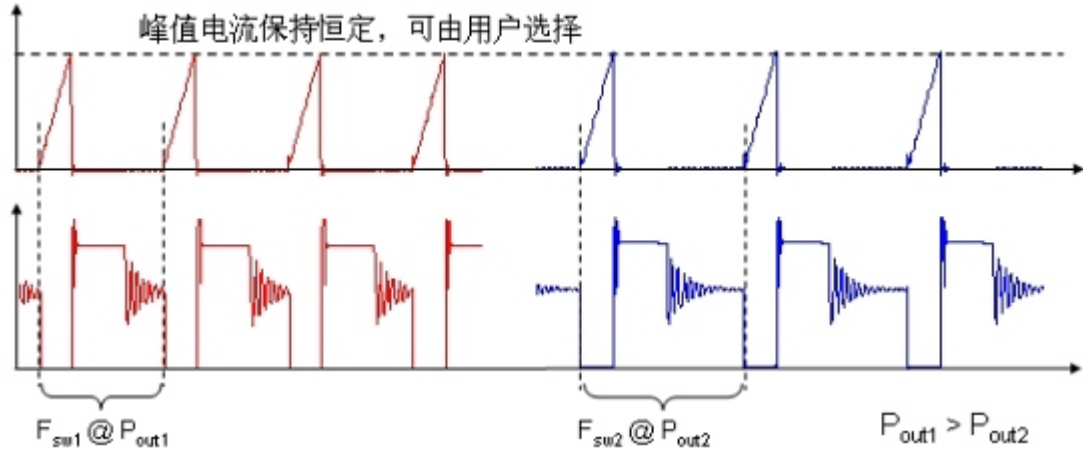


图 1：固定导通时间（FON）架构的工作原理。

与固定开关频率架构一样，固定导通时间架构也支持 CCM 和 DCM 这两种工作模式。它在这两种模式下的输出功率计算公式如下图所示。如上所述，峰值电流 I_{peak} 通过控制器来保持恒定，开关频率 F_{sw} 则由反馈回路进行控制，而要适应不同的输出功率需求，开关频率会发生变化来满足图 2 中的等式。在缺少回路控制（短路，启动）时，开关频率会被钳位。

$$P_{out,DCM} = \frac{1}{2} L_p I_{peak}^2 F_{sw} \eta$$

$$P_{out,CCM} = \frac{1}{2} L_p (I_{peak}^2 - I_{valley}^2) F_{sw} \eta$$

图 2：FON 控制器在不同工作模式下的输出功率计算。

在满载条件下，开关频率则会增加，直至其碰到时序电容 C_t 钳位。而在轻载条件下，峰值电流减小，开关频率下降，这就限制了可听噪声的问题。在轻载时，由于开关频率的下降，与开关频率相关的损耗，如功率 MOSFET 输出电容 C_{oss} 和门电荷损耗以及泄漏感抗损耗也会减少。这样一来，开关电源在轻载条件下的能效也会提高。因此，我们也可以得出结论，固定导通时间（FON）控制器可大幅提高开关电源在轻载条件下的能效。图 3 对不同 PWM 控制器架构进行了比较。

	固定开关频率	准谐振	固定导通时间
频率	固定	可变 (开关频率最低时功率最高)	可变 (开关频率最高时功率最高)
轻载能效	正常 (采用跳周期或频率反走)	谷底跳适问题 (噪声)	最佳
满载能效	正常	最佳	正常
工作模式	连续导电模式/非连续导电模式	边界导电模式	连续导电模式/非连续导电模式
变压器尺寸	正常	较大	正常
电磁干扰	正常	较小	正常

图 3: 反激开关电源中 PWM 控制器所涉及的不同控制器架构比较。

- 瞄准低功率反激开关电源应用的 **NCP1351** 固定导通时间控制器

NCP1351 是安森美半导体近期推出的一款高性能固定峰值电流 (准固定导通时间)、可变关闭时间 PWM 控制器, 瞄准低功率反激式开关电源应用, 典型的终端产品应用包括辅助电源、打印机、游戏机、低成本适配器和离线电池充电器等对成本非常敏感的应用。

NCP1351 在负载降低时会降低开关频率, 使得采用 NCP1351 的电源能够提供卓越的空载能耗, 并在其它负载条件下优化电源能效。当开关频率下降时, 峰值电流会逐渐下降到最大峰值电流的大约 30%, 因此可防止变压器发生机械共振, 从而大幅消除了出现可听噪声的风险, 同时还能维持良好的待机功率性能。

NCP1351 包括 A、B、C 和 D 等四个不同版本。NCP1351 外围可调节的定时器能够持续监测反馈活动, 并在出现短路或过载的条件下保护电源。一旦定时器超时, NCP1351 会停止开关, 其中 A 版本会保持在闩锁状态, 而 B 版本则会尝试重启。C 版本和 D 版本则包含双过流保护极限跳变点 (trippoint), 从而允许在打印机等会出现大瞬态功率现象的应用使用这种控制器。当确认出现故障时, C 版本会进行闩锁而 D 版本则会自动恢复。

NCP1351 的内部结构体现了优化的安排, 它具有非常低的启动电流, 而启动电流在设计低待机功率电源时是一项基础参数。NCP1351 的负电流感测技术可将控制器工作时的开关噪声影响降到最小, 并可供用户选择流经电流感测电阻的最大峰值电压。因此, 它的功率耗散可针对具体应用来优化。此外, 降压输入纹波功能可确保自然的频率拖尾, 使得电磁干扰 (EMI) 信号变得更平滑。

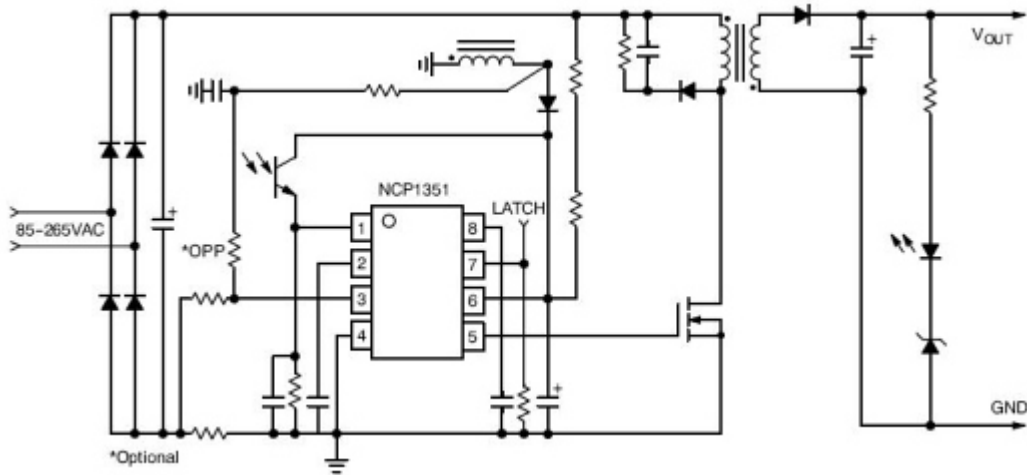


图 4: NCP1351 的典型应用电路图。

图 4 显示的是 NCP1351 的典型应用电路图。NCP1351 包含 8 个引脚，如图所示。其中，1 号引脚是 FB 引脚，在此引脚注入电流，降低频率；2 号引脚是时序电容 Ct 引脚，负责在没有反馈电流时设定最大开关频率；3 号引脚 Cs 负责检测初级端电流；4 号引脚为接地引脚；5 号 DRV 引脚驱动脉冲至功率 MOSFET；6 号引脚是 Vcc 引脚，为控制器提供最高可达 28V 的电压；7 号引脚为门锁引脚，在此引脚高于 5V 的正电压完全门锁控制器；8 号引脚为定时器引脚，设定故障确认前的持续时间。

基于 NCP1351 的 GreenPointTM40W 打印机电源参考设计

如上所述，NCP1351 控制器非常适合打印机电源等应用。安森美半导体针对 NCP1351 提供了丰富的设计资源，包括 <40 瓦打印机电源设计 AND8278>、<50 瓦适配器电源设计 AND8263>、<12 瓦适配器电源设计>、<使用 PWM 开关技术建模>等应用笔记，以及“40 瓦额定/80 瓦峰值功率打印机电路板”和“57 瓦适配器电路板”等评估板。安森美半导体还提供 GreenPointTM40W 打印机电源参考设计。此外，安森美半导体还提供一些设计和开发工具，如 NCP1351 电感计算数据表，以及 Spice 模型（PSPICE 和 ISPICE）等仿真工具。

本文接下来具体就 NCP1351 在 40W 打印机电源中的应用设计展开探讨，分析打印机电源当今所面临的要求，以及 NCP1351 如何满足这些要求。

众所周知，随着全球变暖成为一项日常话题以及石油价格的窜升，全世界都开始明白当前的能源使用方式不利于可持续发展。世界各地围绕着不同领域（如外部电源、家用电器等）涌现了许多倡议行动。由于应用面非常广泛且消耗的电量巨大，打印机自然而然地成为政府机构想要涉足的一个领域，以此提高电源的能效。这些倡议项目及组织非常之多，分布在日本、韩国、德国、欧洲和美国等地。在所在的标准倡议机构中，“能源之星（EnergyStar）”是其中一个相当活跃的机构，该机构已经就影印设备规范展开工作。符合能源之星要求的打印机应可在一段时间的不工作状态后自动进入低功率的“休眠”模式。根据独立打印机处理纸张尺寸和色彩能力的不同，还有着不同的“能源之星”规范要求。将打印机很大一部分时

间保持在低功率的休眠模式不仅能够节省电能，更可使打印设备工作时的温度更低，且耐用时间更长。“能源之星”针对打印机等相关设备的 1.0 版规范已于 2007 年 4 月 1 日实施，第二阶段的规范则将在 2009 年 4 月 1 日实施。

但问题在于，现有的打印机电源适配器很少能够满足当前这些轻载条件下的能效要求和空载条件下的待机能耗要求，这还不说更的严格要求正在涌现。此外，打印机电源适配器的总成本也必须极低，因为这是一个高度竞争的市场。因此，满足这些能效和能耗要求，同时还维持打印机电源适配器的可靠性和性能水准就成为一项挑战。

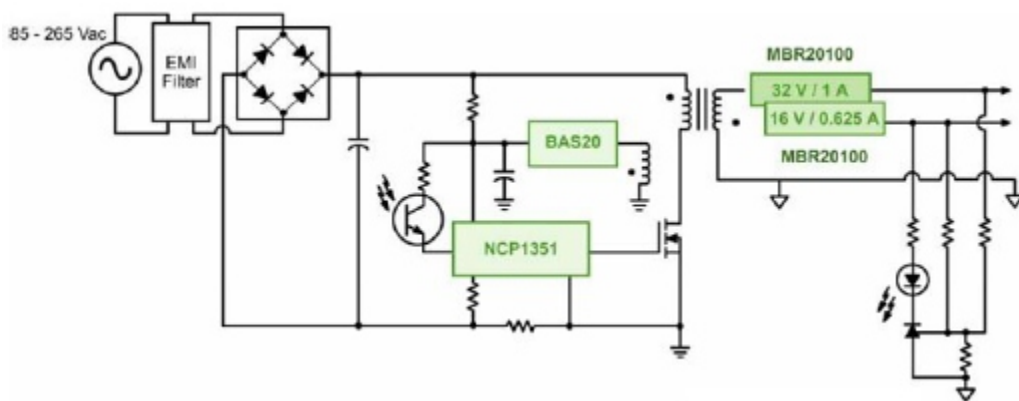


图 5: 基于 NCP1351C 的安森美半导体 40WGreenPoint™ 打印机电源参考设计。

[继续阅读文章 →](#)

一、智能数字化开关电源设计方案

• 引言

与线性电源相比，开关电源具有诸多优点：由于主功率晶体管工作在开关状态，其损耗小，整机效率大大提高；采用铁氧体高频变压器，使电源的体积和重量大为减少，成本更低等。一些专用电源芯片如 TL494、UC3842 的出现，也使开关电源的设计更为简单，同时性能可靠。但只使用专用芯片制作的开关电源输出通常为单一状态，若要改变输出状态要对硬件电路进行修改。笔者设计实现了一种单片机控制的数字化开关电源，有效的改善了上述问题。

1 数字化开关电源的设计原理

笔者设计的数字化开关电源额定功率 120W。系统以开关电源作为基本电路，采用高性能单片机作为控制系统，在控制算法的支持下，通过对输出电压和电流进行实时采样，并与软件给定值相比较，控制和调整开关电源的工作状态，得到期望值。主要包括输入的整流滤波校正、功率变换、辅助电源部分、驱动电路、单片机控制系统 5 部分。功率变换部分采用单端反激变换电路，辅助电源为驱动电路提供电能，驱动电路将来自单片机的 PWM 信号放大后驱动主功率晶体管，单

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

片机系统是整个电路的控制核心，通过采样值的变化实时控制输出 PWM 的占空比。整个设计力求做到了性能最优，成本最低。其结构如图 1 所示。

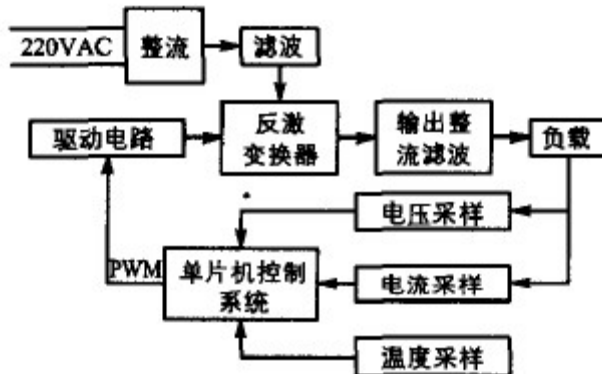


图 1 数字化开关电源结构图

1.1 主电路分析

功率转换部分采用单端反激电路，结构如图 2。当加到原边主功率开关管 Q1 的激励脉冲为高电平使 Q1 导通时，直流输入电压加在原边绕组两端，由于此时副边绕组相位是上负下正，整流管 D1 反向偏置截止，原边电感储存能量；当激励脉冲为低电平使 Q1 截止时，原边绕组两端电压极性反向，副边绕组相位变为上正下负，整流管正向偏置导通，变压器储存的能量向副边释放。在此开关过程中，高频变压器既起变压隔离作用，又起电感储能作用。

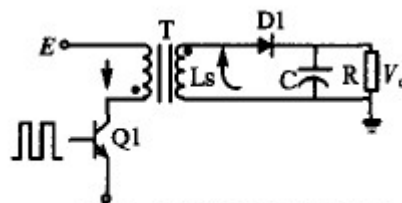


图 2 单端反激变换器简图

1.2 单片机控制系统

单片机控制系统是整个数字化电源的核心部分。

单片机采用 Freescale 公司的 68HC908SR12，其内部资源丰富，集成了 12k 的程序存储器，2 路定时 / 计数器，14 通道 10 位 A / D 转换器，PWM 输出，内部温度传感器等。单片机控制系统框图如图 3。

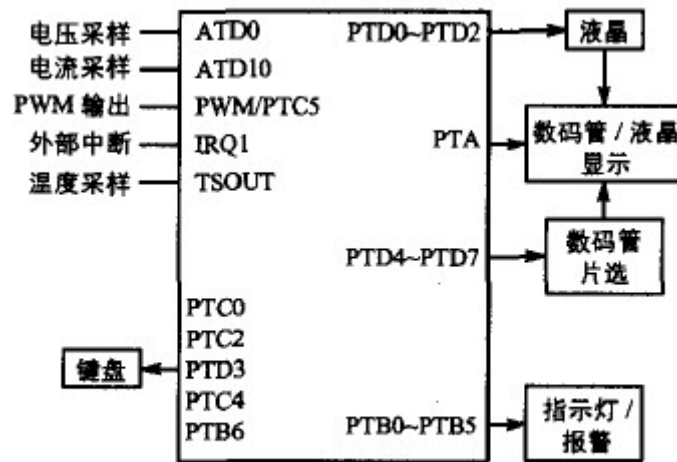


图3 单片机控制系统框图

ATD0、ATD10 分别是电压电流采样引脚，将采到的模拟量转化为数字量送至 CPU。CPU 每隔 1ms 进行一次控制调整，从而输出占空比合适的 PWM 信号。PWM 信号经过驱动电路隔离放大后直接控制主电路的开关管。由于 908SR12 内自带脉冲宽度调制模块，PWM 最大频率达到 125kHz，完全可以用在高频开关电源中，8 位的分辨率，可以保证输出电压电流的精度。键盘部分采用触点式按键开关，使用者可以根据自己需要在额定功率下任意调整输出电压电流值。

整个回路采用双闭环的控制系统，正常情况下电压环的反馈使输出电压恒定，一旦输出电流超出最大值，电流环使输出电压降低，输出电流维持在最大电流值。显示部分可以由数码管或液晶组成，本系统中通过按键选择分别显示电压、电流、功率、温度、电能计量等，并通过指示灯指示不同状态。在运行过程中若出现开路或短路现象，指示灯显示报警状态，CPU 会立刻启动保护程序关闭主电路。同时不断检测电源内部温度，防止整机温升过高。

[继续阅读文章](#) →

一、机载高频开关电源设计方案

- 机载高频开关电源产品专门用于输入交流 400Hz 的场合，这是特意为了满足军用雷达、航空航天、舰船、机车以及导弹发射等专门用途所设计的。应用户要求，研制出机载高频开关电源产品对电子武器装备系统的国产化，打破国际封锁，提高我军装备的机动性，高性能都有重要的意义。

机上可供选择的供电电源有两种输入方式：115V/400Hz 中频交流电源和 28V 直流电源。两种输入方式各有优缺点，115V/400Hz 电源波动小，需要器件的耐压相对较高；而 28V 直流电源却相反，一般不能直接提供给设备部件使用，必须将供电电源进行隔离并稳压成为需要的直流电源才能使用。机载电源的使用环境比较恶劣，必须适应宽范围温度正常工作，并能经受冲击、震动、潮湿等应力筛选试验，因此设计机载电源的可靠性给我们提出了更高的要求。下面主要介绍 115V/400Hz 中频交流输入方式所研制的开关电源，它的输出电压 270~380Vdc 可以调节，输出功率不小于 3000W，环境温度可宽至 -40℃~+55℃，完全适应军品级电源的需要。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

系统构成及主回路设计

图 1 所示为整机电路原理框图。它的设计主要通过升压功率因数校正电路及 DC/DC 变换电路两部分完成。115Vac/400Hz 中频交流电源经输入滤波，通过升压功率因数校正 (PFC) 电路完成功率因数校正及升压预稳、能量存储，再通过 DC/DC 半桥变换、高频整流滤波器、输出滤波电路以及反馈控制回路实现 270~380Vdc 可调节输出稳压的性能要求。

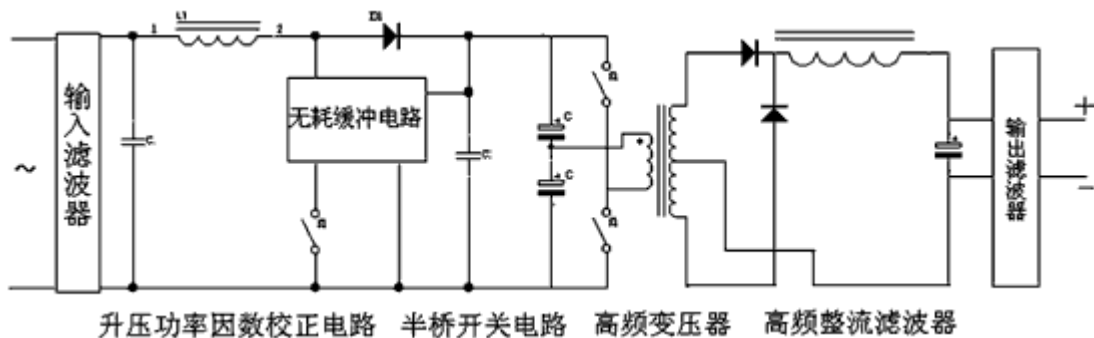


图 1 整机电路原理框图

升压功率因数校正电路主要使输入功率因数满足指标要求，同时实现升压预稳功能。本部分设计兼顾功率因数电路达到 0.92 的要求，又使 DC/DC 输入电压适当，不致使功率因数校正电路工作负担过重，因此设定在 330~350Vdc。

隔离式 DC/DC 变换器电路拓扑结构形式主要有以下几种：正激、反激、全桥、半桥和推挽。反激和正激拓扑主要应用在中小功率电源中，不适合本电源的 3000W 输出功率要求。全桥拓扑虽然能输出较大的功率，但结构相对较为复杂。推挽电路结构中的开关管电压应力很高，并且在推挽和全桥拓扑中都可能出现单向偏磁饱和，使开关管损坏。而半桥电路因为具有自动抗不平衡能力，而且相对较为简单，开关管数量较少且电压电流应力都比较适中，故不失为一种合理的选择。

DC/DC 变换电路主要为功率变压器设计，采用 IGBT/MOSFET 并联组合开关技术和半桥电路平衡控制技术。经过分析计算，采用双 E65 磁芯，初级线圈 12 匝，次级绕组圈 15 匝。

关键技术设计

1 功率因数校正技术和无源无耗缓冲电路

具有正弦波输入电流的单相输入功率因数校正电路在开关电源中的使用越来越广泛，图 2 所示为升压功率因数校正和无源无耗缓冲电路。

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

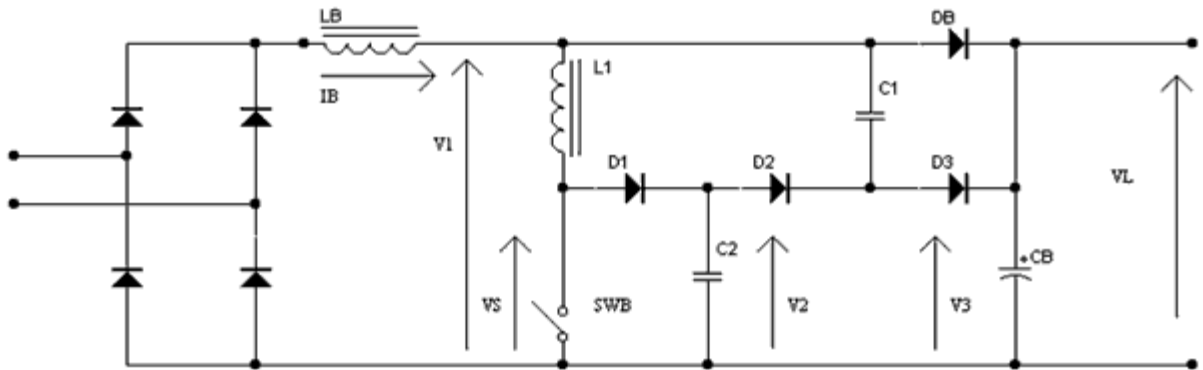


图 2 功率因数校正和新型的无源无耗缓冲电路

采用无源无耗缓冲电路，元件全部采用 L、C、D 等无源器件，既有零电流导通特性，又有零电压关断特性，比传统的有损耗的缓冲电路元件少 30%。缓冲电路元件包括 L1、C1、C2、D1、D2 和 D3。

可用 UC2854A 控制主开关 SWB，其缓冲电路是不需控制的，并且具有电路简单的特点。其原理是将二极管 DB 反向恢复的能量和 SWB 关断时储存在 C2 中的能量在 SWB 导通时转移到 C1 中。在 SWB 关断时，L1 中的储能向 C2 充电，并通过 D1、D2、D3 转移到 CB 中，同时也向 CB 放电，用这种电路实现了零电压关断和零电流导通，有效地减少损耗，提高了电路的效率和可靠性。

该电路的主要特点是：

- 开关 SWB 上最大电压为输出电压 VL。
 - Boost 二极管 DB 上最大反向电压为 VL+VE，VE 值由 IR、L1、C1 及 C2 的相关值决定。
 - 开关 SWB 上最大电流上升率由 L1 和 V1 决定，并且导通损耗和应力很小。
 - 开关 SWB 上最大电压率由 C2 决定，并且关断功耗和应力很小。
 - 在开关周期中，为获得电流和电压上升率的控制而储存在 L1 和 C2 中的能量最终又回到输出电源中，这样确保电路真正的无损耗工作。
- **2 IGBT/MOSFET 并联组合开关技术**

图 3 所示为 IGBT/MOSFET 并联组合开关电路及工作波形图。与 MOSFET 相比，IGBT 通态电压很低，电流在关断时很快下降到初始值的 5%，但减少到零的时间较长，约 1~1.5μs，在硬开关模式下会导致很大的开关损耗。在组合开关中，并联 MOSFET 在 IGBT 关断 1.5μs 后，拖尾电流已减少到接近零时才关断。

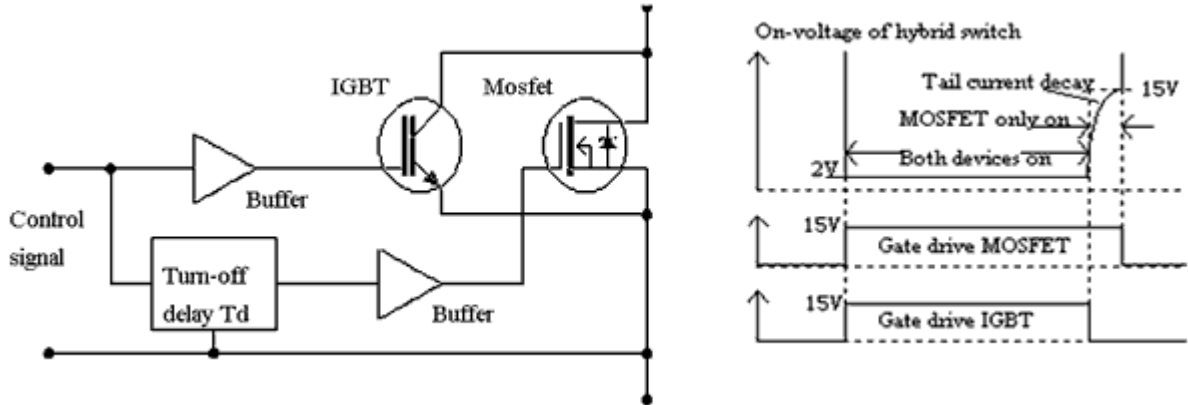


图3 IGBT/MOSFET 并联组合开关电路及工作波形图

这种技术因通态损耗很低而使得 DC/DC 变换器的效率很高。但需工作频率相对较低，一般选取 20~40kHz。由于半桥组合开关只需两个开关，总的开关器件的数目少，使可靠性显著提高。

3 半桥电路平衡控制技术

通过控制和调整 IGBT/MOSFET 栅驱动延迟时间可使半桥平衡，避免变压器偏磁饱和和过流，烧毁开关管。这在脉冲较宽大时，很容易实现。但当轻载或无载时，脉宽很窄（例如小于 $0.3\mu\text{s}$ ），此时的 IGBT/MOSFET 延迟已取消。因此在窄脉宽时，为保持其平衡，我们采用了一个低频振荡器。当脉宽小于 $0.3\mu\text{s}$ 时，振荡器起振使 PWM 发生器间歇工作，保持脉宽不小于 $0.3\mu\text{s}$ ，以维持半桥平衡，使其在无载时能正常工作。

由于工作频率较低，组合开关的开关损耗很小，通态损耗也很小。

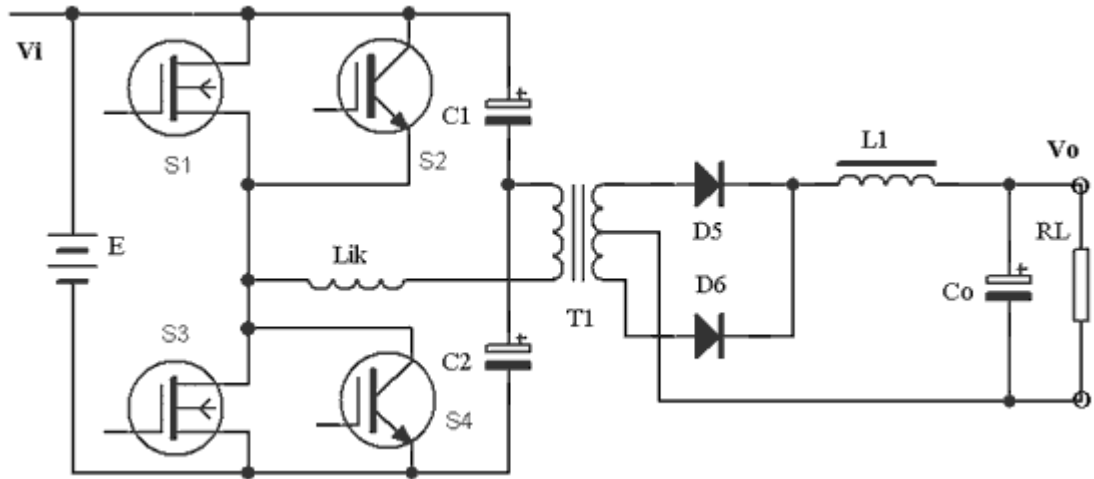


图4 半桥电路平衡控制电路

4 多重环路控制电路

平均电流模式控制系统采用PI调节器，需要确定比例系数和零点两个参数。调节器比例系数 K_P 的计算原则是保证电流调节器输出信号的上升阶段斜率比锯齿波斜率小，这样电流环才会稳定。零点选择在较低的频率范围内，在开关频率所对应的角频率的 $1/10 \sim 1/20$ 处，以获得在开环截止频率处较充足的相位裕量。

另外，在PI调节器中增加一个位于开关频率附近的极点，用来消除开关过程中产生的噪声对控制电路的干扰，这样的PI调节器的结构如图5所示。

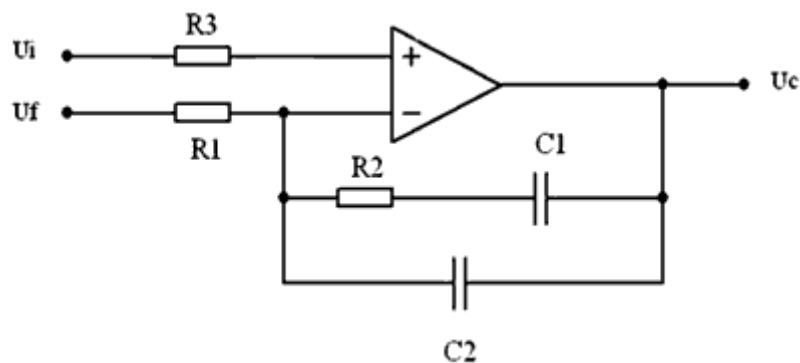


图5 具有滤波功能的PI调节器

控制电路的核心是电压、电流反馈控制信号的设计。为了保证在系统稳定性的前提下提高反应速度，设计了以电压环为主的多重环路控制技术。电流环响应负载电流变化，并且有限流功能。设计电路增加了对输出电感电流采样后的差分放

《开关电源设计实例指南》为OFweek电子工程网版权所有

大，隔直后加入到反馈环中参与控制，调节器增益可通过后级带电位器的放大环节进行调节。这样电源工作在高精度恒压状态下，输出动态响应，使电源在负载突变的情况下，没有大的输出电压过冲。

[继续阅读文章](#) →

电子工程：

功率设计

可编程逻辑

IC 设计

MCU/控制技术

缓冲/存储技术

放大/调整/转换

封装/测试

嵌入式设计

数字信号处理

传感技术

RF/无线

光电/显示

网络/协议

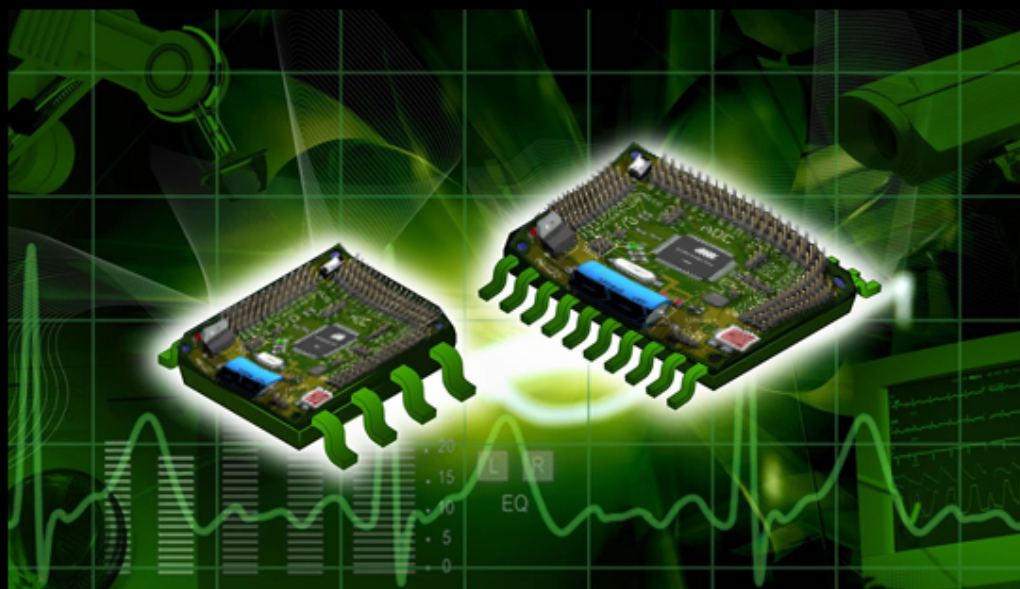
EMC/EMI/ESD 设计

-----推荐热门电子书-----

单片机应用系统开发典型实例系列

单片机开发实例大全

——OFweek电子工程网编辑团队出品



OFweek电子工程网 创新设计系列电子书

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

电子工程师创新设计宝典

电源技术创新专辑

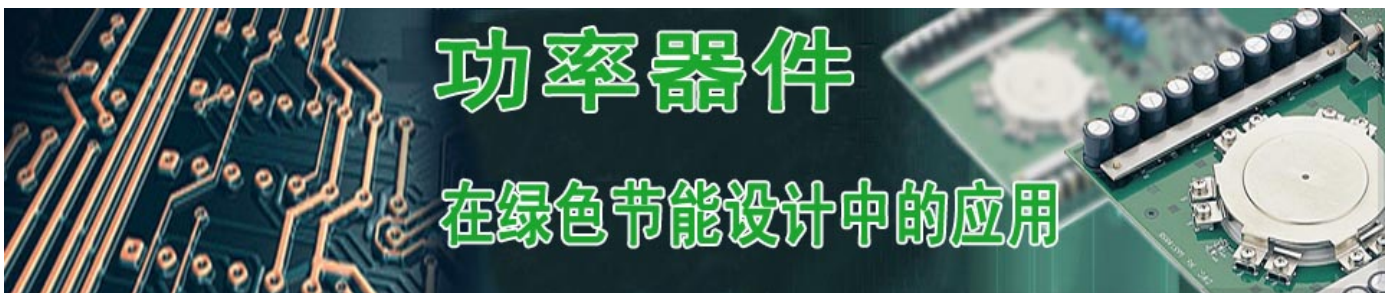
OFweek电子工程网编辑团队出品

创新节能设计
产品新知
反激电源
LED驱动电源
开关电源
便携设备电源
逆变电源
市场趋势

OFweek电子工程网 创新设计系列电子书

《开关电源设计实例指南》为 OFweek 电子工程网版权所有

-----推荐热门专题-----





iPhone 5, 将创意进行到底

创意倒计时  揭开神秘面纱





日本强震 日本海 宫城县 北纬 38.1度

冲击全球电子产业链



