### 前言

"中国电子开发网"是目前国内公认人气最好、每天实时讨论量最大、不需要注册登录积分就能共享所有资料、完全没有广告的网站。

在物欲横流、利益挂帅、诚信缺失的社会,互联网的环境越来恶劣。大家可能已经经历过: 花了好大的功夫在搜索引擎上找到好像有用的资料,点击进去花花绿绿的界面好多地方提示下载,但一不小心就会点击到木马或病毒。找对地方了提示要注册才能下载。填写大量资料注册好后,再提示需要回复才能下载。回复后又提示积分不够不能下载。等你想办法搞到积分(发贴或付款),发现资料根本不存在,是骗你点击的。电子技术网站的收入来源通常是依靠广告投放,为了生存电子网站不得不在网页界面插入大量广告,除了广告影响网友们阅读外,更加影响网站专业定位。尤其是当利益与良心发生冲突时,网站不得不向广告商妥协。

有一个人向这种情况说"不"!这就是中国电子开发网(www.ourdev.cn)的创办人阿莫(莫进明,网名 armok)。凭着经营出色的"阿莫电子"邮购网站(www.mailshop.cn),及实业性的投资(比如雕刻机、空气净化器等),阿莫将经营得到的利润投入到公益性的"中国电子开发网"(www.ourdev.cn)。

进入 http://www.ourdev.cn/bbs 中国电子开发网的讨论区,你看不到一条广告。100%是纯技术性的帖子。你不需要注册、不需要登录、就能阅读、搜索、下载网站的所有资源。如果你要发帖求助,只需要填写两项信息就能成功注册:用户名、密码。

"中国电子开发网"目前的在线实时人数超过 3000 人。每天的主题、回复数目更多达 1-2 万条。遥遥领先的排在国内综合性电子网站的第一位。

"中国电子开发网"汇集了国内项尖的电子高手。网站以倡导无私交流共享、开源技术项目作为特色。开源项目是所有的技术资料 100%开放给网友参考。目前"中国电子开发网"正在进行的开源项目为:雕刻机的制作、四轴飞行器、可编程数控电源、三文鱼 HIFI 播放器、空气质量分析与净化、逻辑分析仪的制作、很酷的数字怀表、开源 PLC、磁悬浮、双踪数字示波器、数控快速充电器、RF 通信、触摸屏的技术实施.....等等。这些开源项目,大部分是国内最高水平,部分是国际上最高水平。阿莫以身作则,影响越来越多的人加入技术开源共享、共同提高的行列。

网站的宣传语: 友好交流气氛, 乐于开源共享, "这里远比混乱的现实世界美好"。

为了表示对网站的支持,本人将这一篇原创技术资料首发在www.ourdev.cn,并要求任何转载和引用必须说明出处。

中国电子开发网网友 白沙 2011年4月14日星期四于北京 单端反激开关电源挺好做的,对不?

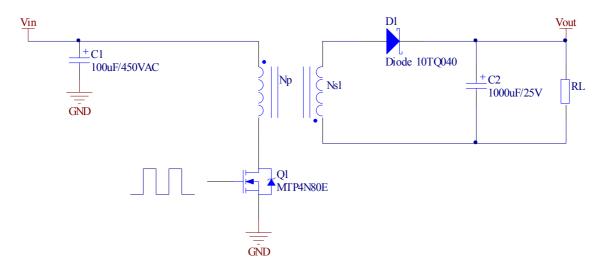
单位的项目需要一个开关电源,而产品空间的设计又导致无法使用市售的成品电源,于是我就领到了这个设计开关电源的任务。

这个任务的内容是设计一款 220VAC 网电源输入,带有 5V500mA, 12V6A 输出的隔离式 开关电源,对效率、纹波等其他的要求不高。

#### 1、 电源的主回路

#### 1.1 什么样的电路是单端反激

如图一所示的电路构成的电源电路就是常说的单端反激开关电源。



### 基本工作原理

简单说就是当 Q1 开通时,输入的直流电压通过初级绕组向变压器灌入能量; Q1 关断时变压器内灌注的能量通过次级绕组释放,经 D1 整流、C2 滤波后供负载使用。

(插基本原理示意图)

## 1.2 单端反激电源的优点

首先这个结构是与网电隔离的(国外的资料一般叫离线式)安全性好;

这种结构相对简单,比较好做;

通过改变开关脉冲占空比和变压器的变比可以很容易的实现大范围的电压调整:

## 1.3 单端反激电源的限制

最大的限制就是输出功率咯,一般就是几十瓦或者百来瓦。有这个限制的原因是这种电路结构的输出功率取决于通过变压器原边的电流峰值,而这个峰值跟原边的电感量(还有开关频率、占空比等其他因素),如果想把电源的功率做的很大,那么变压器的电感量会小到跟分布参数接近,最后没办法成功的绕出一个合适的变压器来。

所以在设计电源一开始的时候,应该对要设计的电源功率有一个规划,资料上的说法是如果设计功率在 100W 以内那么可以采用单端反激的结构,否则应该考虑单端正激的结构。这一次我要设计电源大概是 80 瓦的,所以我选择了单端反激的结构。

另一个限制是占空比,单端反激的结构中,开关信号的占空比一般不超过 45%。这是因

为在单端反激的结构中,由于变压器绕组的反电动势存在,作为开关管在关断时需要承受的 电压为:

$$U_{DS} = \frac{Uin}{1 - q}$$

其中q表示占空比。

从公式中可以看出随着占空比的提高开关管的耐压要求会变得很高。在晶体管时代(BJT) 找到耐压超过 800V 的大功率管子是很困难的事,而网电的 220 在考虑 20%的波动再整流滤 波后会达到接近 400V,在 50%占空比的时候开关管的耐压要求已经达到 800V,因此几乎所 以的资料中对单端反激结构的占空比的设计都是 45%。

虽然现在功率 MOSFET 已经有 1000V 的,而 IGBT 的耐压则有上万伏的,但是那样的管子仍然比较贵,不应该是 100 来瓦的小电源应该考虑的,从这个角度上,仍然遵从这个占空比小于 45%的概念(这里一个重要概念就是,单端反激结构限制占空比的是开关管的耐压,而不是像单端正激是变压器的磁复位。所以在低压的单端反激系统中,完全可以提高占空比到更高的数值。)

## 2、PWM 控制芯片

开关电源的控制核心是 PWM 控制芯片,这个芯片有很多选择,这一次选择的是 UC3844B 芯片 8 脚 DIP 封装的,这样外围只需要很少的元件就可以构建一个简单的开关电源。

为了后面的方便先对这款芯片来个介绍。

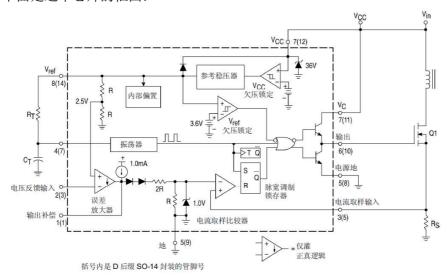
首先说说这个系列:

大概有 uc184x/284x/384x 三个大系列,分辨对应不同的工作温度范围, uc184x 是军用的, uc284x 是工业级的, uc384x 是商品级的。

在同一级别里,分别有 2、3、4、5 四个型号,比如 uc384x

型号	工作电压	最大占空比
uc3842	10∼16V	95%
uc3843	7.6~8.5	95%
uc3844	10∼16V	50%
uc3845	7.6~8.5	50%

下面是这个芯片的框图:



## 芯片的功能

芯片根据外部的定时电阻、电容所确定的频率,输出一个占空比不大于 50%的方波用于驱动开关管工作。输出的驱动波形的占空比受反馈电压引脚和电流取样引脚的双重控制。

芯片的功能很好很强大,这短短的几句话又如何真正涵盖所以的内容,所以我要结合上面面的框图和引脚功能的简单介绍,慢慢白话。

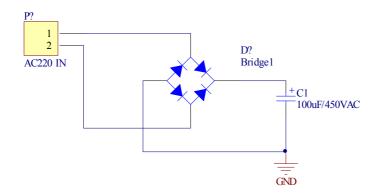
	Г.,
引脚	功能
1	误差放大器的输出,被引出来用来做电压反馈信号的补偿,通过采用合适的补偿电
	路可以获得更稳定的工作状态,如果没有合理的进行补偿,那么电路很可能会发生
	振荡,并且发出刺耳的尖叫声。此外这个引脚还可以被用于做软启动,以保护整个
	电路。
2	电压反馈输入,这个引脚在内部被连接到误差放大器的反相输入端,而误差放大器
	的同相输入端连到内部的 2.5V 的一个基准电压。而误差放大器的输出则在跟开关
	管的电流信号进行比较后用来确定是否关闭开关管。
3	开关管的电流取样信号,简单说,这个脚电压高于 1.0V 时会导致输出的开关信号
	变为低从而关断开关管。
4	定时电阻、电容的连接引脚。连接到这个引脚的定时电阻 RT、CT 决定了芯片内部
	振荡器的振荡频率。在 3844/3845 这两款芯片中,振荡器的输出被一个 T 触发器黑
	了一道,每2个脉冲才能输出1个,所以芯片输出的开关频率变成了振荡器频率的
	一半(在 3842/3843 这两款芯片中则没有这个情况,输出频率会等于振荡器的频
	率)。
5	GND,这个没啥说的。
6	开关信号输出,用于驱动外部的开关管。
7	芯片的电源。在 3844 芯片里,只有当这个引脚的电压上升到 16V 以上时,芯片才
	会开始工作。一旦芯片进入工作状态,只要这个引脚的电压不低于 10V,芯片就可
	以工作。如果低于 10V,则芯片会进入欠压锁定状态,停止工作,直到电压再次提
	高到 16V 以上。(像不像老板雇职员,许以高薪好待遇请来,请来以后就可以克扣
	一点,只要不太过分一般职员也就讲究干下去了,克扣的太狠了,职员就辞职走人
	啦)。这个引脚内部有个 36V 的稳压管,所以这个引脚的电压最高可以加到 36V。
	在超过 36V 以后,稳压管可以承受 25mA 的电流,再大就烧啦。
8	芯片输出的 5V 参考电压,主要用来给定时电容充电。

## 3、原理图设计

在选择好控制芯片和主回路拓扑结构以后开始进入原理图设计阶段。

### 3.1 电源输入部分

首先是电源输入部分,一个最基本的概念就是开关电源本质上是将直流变换到直流的,所以网电的 220AC 并不能直接用于变换,必须加上整流和滤波,这里用了简单的桥式整流和一个 220uF/450V 的铝电解电容。



整流桥的选择主要是电流和耐压,很容易可以选择到合适的型号。

这里要多提一句的是电解电容的容量,多数情况下我身边的同事会取一个"肯定够"的容量,继续追问如何判断"肯定够"时往往得不到准确的答案,所以我稍微简单地对这个电容的取值进行计算,以期说明如何选择合适的电容量。

首先,这个计算的原理是这样的,由于输入电压是波动的,桥式整流后输出的是连续正半周的正弦波,我们假设前一个正弦波下降到某个值,例如 250V,反激电源即便以限定的最大占空比也无法保证输出电压的稳定时,作为电压的极限值,而直到下一个正弦波上升到这个值以上时,才会由整流桥的输出供电,而这期间,要依靠电容的放电来保证电路的正常工作,电容量必须要满足这一要求。

但是如果真的进行计算就会发现要用到三角函数等等,计算会很麻烦,为了简化,做以下简化模型:

电容上的电压在输入电压峰值到来的瞬间被充到峰值电压,此后后面电路消耗的电能全部由电容供给。

现在具体计算:

我这个电源要求满足 AC220±22V 的电压波动,那么在整流后,最小的输入电压(峰值)就是:

#### (220-22) \*1.414=280V

那么在电路部分的实际设计中我还要为这个值留一个波动的裕量,所以我要设计的电源在输入 250V 时仍能正常工作;那么电容上电压的波动就是 280-250=30V;

接下来我要确定电容充电间隔时间,根据上面的模型可以知道这个值是 10ms:

然后计算后面电路消耗的电流。

关于开关电源的第一个重要公式:

$$I_{pk} = \frac{2 \times P}{q \times V}$$

lpk:原边电流峰值(A)

P: 电源功率 (W)

q: 占空比最大值

V: 输入电压最小值(V)

按这个公式计算出原边电流的峰值,其中电源功率算 100W(我觉得 80%的效率挺好的), 占空比 0.45,电压 250V,那么电流峰值就是 1.78A。

这里再次简化模型以避免积分运算,以峰值电流的一半代替平均电流计算,再考虑占空比只有 45%,那么电流就还要再小一倍,得出放电电流大约是: 1.78/4=0.445A。在 10ms 内以 0.445A 放电,可以放掉的电荷量:

0.445\*0.01=4.45\*10<sup>-3</sup> (C) [这个 C 不是要版权的意思,是电量单位库仑] 那么:

$$C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{4.45 \times 10^{-3}}{30} \approx 148 \mu F$$

不过考虑到铝电解电容 20%的容量误差和容量会随着时间推移逐渐减少,这里我选择 220uF 的电容。

在大功率的电源里,这个电容的存在会影响电源的功率因数,所以有的电源设计里在电容前会加上一个电感来修正功率因数,称为 PFC (Power Factor Correction, 功率因数校正),这个概念相当于用电感和电容构成一个串联谐振电路,使这个回路对 50Hz 的频率谐振,从而对外呈现纯电阻性质的负载,而不影响功率因数。不过我这个小电源里就不管这一套了。

再说一说电源滤波的问题,在多数电源里会加一组由安规电容及共轭滤波电感构成的滤波系统,此外再加上一些自恢复保险、压敏电阻等组成保护电路,但这里暂时也不管。

## 3.2PWM 芯片的供电回路

首先要解决的就是 PWM 芯片的供电问题,对于 UC3844 这款芯片来说,常用的供电电路是这个样子的:

首先是整流后的输入电压通过一个大阻值的电阻向芯片供电,当电源开始工作以后,由 馈电绕组 **T2** 接替向芯片供电的任务。

为了使芯片正常工作,第一就是要选择一个合适的大阻值的电阻向芯片供电。这里首先要看一下一些已知条件:

- 芯片的工作电压是 10~16V,要使芯片开始工作必须使芯片的供电电压达到 16V 以上;
- 芯片的一般工作电流是10mA, 待机电流是0.5mA(0.5mA 是最大值, 标准值是0.3mA);
- 芯片的最大工作电压是 36V:
- 芯片内部有一个 36V 的稳压二极管, 齐纳电流是 20mA:

先考虑最坏情况下,芯片不能损坏的电阻值:也就是输入电压最高、馈电绕组没有正常进入工作,此时输入电压加到芯片上和稳压二极管上,在 30mA 的电流下不能超过 36V。假设电源电压是 220+10%,则整流滤波后的直流电压是 342V,则电阻值 R 的取值就是:

$$R = \frac{342 - 36}{30 * 10^{-3}} = 10206 = 10K$$

也就是说电阻的取值最小不能小于 10K;

接下来考虑这个电阻取值的最大值,这个最大值要保证芯片供电引脚上的电压在输入电压最小值时能满足启动要求的 16V,也就是说供电电流大于 0.5mA 时芯片仍能得到 16V 的电压。假设电源电压是 220-10%,则整流滤波后的直流电压是 198V,则电阻值 R 的取值就是:

$$R = \frac{198-16}{0.5*10^{-3}} = 364*10^{-3} = 364K$$

即电阻的取值应该在 10K~364K 之间。

上面是极限值的计算,接下来计算比较一般的情况,假设馈电绕组正常,为了让电路在馈电支持下能够正常工作,芯片的功耗又不致过大,那么应该为芯片选择个较为理想的工作电压,假设是 12V。即馈电绕组的输出是 12V。

那么这个电阻的选择应该使芯片在正常工作电流时出现在芯片引脚上的电压低于 **12V**,则电阻值为:

$$\frac{342 - 12}{10 * 10^{-3}} = 33000$$

即理想的电阻阻值应大于 33K。

那么这个电阻的阻值选的过大会发生什么情况呢?当芯片没有开始工作时,输入电压通过这个电阻向芯片电源上的滤波电容 C2 充电,直到电压达到 16V 以后芯片才会开始工作。如果这个电阻设置的过大,则在这个滤波电容 C2 有一定容量的条件下,这个充电过程会比较长,甚至你会看到这样一个情况,在为电源接通输入后,电源似乎会沉默一会儿然后才"啪"的一声开始工作。我觉得你不会喜欢发生这种状况,所以这个电阻不宜取得过大。

在我做的这个电源中,我决定把这个电阻选为 39K。在这个取值上,电阻的功率并不是很大的问题,假设 342 伏的电压全部加在电阻上,电阻的功耗是 3 瓦,但因为它基本上是在芯片启动的那一段时间工作,所以用个 1~2 瓦的电阻都可以。但是必须注意到这是一个有耐压要求的电阻,原因当然不用我做过多的说明,基本上这应该是一个耐压 300V 的电阻,留出余量以后选用 400V 的耐压档位是比较理想的。

选定了这个电阻,其他的部分就相对简单一点了。

首先是滤波用的电容,这里电容的取值是这样确定的,当电容充电到 16V 的时候,电路 开始工作,除了电路本身逻辑要消耗 10mA 的电流,驱动开关管还需要额外消耗 40mA 电流, 那么总的电流消耗大致算 50mA;而由于软启动(后面再详细说)、电源的逐渐稳定等等因 素存在,可能在 10ms 内无法由馈电回路提供电源,此时芯片就要消耗电容存储的能量。这 个存储的能量必须在 10ms 内维持不能跌落到 10V 以下,否则芯片会再次进入欠压锁定。

那么在 10ms 内维持 50mA 的电流,需要的电量就是:

$$50 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^{-3} = 0.5 \times 10^{-3}$$
 (C)

则电容量要满足:

$$C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{0.5 \times 10^{-3}}{6} \approx 83 \mu F$$

实际选择 100uF, 耐压 36V 的型号,再并联一个 0.1uF 的无极性的电容减少铝电解电容的 ESR 较大的影响。

这个电容如果太大,会像前面说的,电路的启动过程太慢,注意这可不是通常说的对电路有保护作用的软启动。所以电容值适当就好。

馈电绕组的整流二极管选用肖特基的,耐压超过 36V(超过芯片内的稳压二极管,这样在芯片没有正常工作时不致被反向击穿),电流超过 100mA 即可(几乎所有的二极管都能满足)。

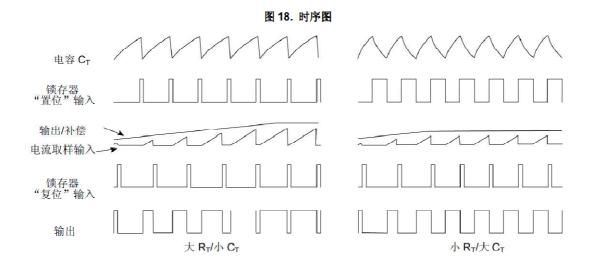
## 3.3 定时电阻和电容

决定芯片输出频率的是定时电阻和电容,但在开始的时候必须先介绍一下芯片的电压基准。在芯片内部有一个 5V 的电压基准(对于军品和工业品级的芯片这个基准的精度是 1%,而商用级的是 2%),这个电压基准是很有用的,首先它被用来给定时电路充电,其次可以用于电压反馈电路的供电,最后可以用来在调试初期判断芯片是否正常工作。

在芯片的数据手册里,说明了在定时部分,这个 5V 电压首先通过定时电阻  $R_T$  向定时电容  $C_T$  充电,当  $C_T$  充电到 2.8V 时,会触发一个 8.3mA 的电流源对电容放电,放电到 1.2V 时停止放电,电容再次开始充电。这个充电-放电的过程周而复始,从而确定了芯片的振荡频率。在 3842/3843 芯片中,这个振荡频率就是输出的开关频率,而在 3844/3845 芯片中,还有一个额外的逻辑在振荡器输出波形中每 2 个"偷吃"掉一个,进而形成最大 50%的占空比。

另一方面,这一对定时电阻和电容不光决定了芯片输出的开关频率,同时也决定着芯片

输出波形的最大占空比。这个机制是这样的:不管反馈电压和反馈电流的值是多少,芯片输出的开关波形仅在定时电路的充电期内输出高电平。芯片数据手册的时序图就体现了这个情况。在图的左侧定时电路的电阻较大而电容较小,则充电的过程较长而放电的过程较短,那么输出波形的占空比就可以很大;右侧定时电路的电阻较小而电容较大,那么放电过程就会占整个振荡周期的相当时间,那么输出波形的占空比就会被限制在一个有限的范围内。



在开关电源最初问世的时候,受晶体管工作速度的影响,工作频率只有 10~20KHz,而如今已经有工作在数兆赫兹的开关电源。一般来说随着开关电源工作频率的提高,开关电源的体积就可以做的更小,但是更高的工作频率也带来更高的损耗和对电路更高的要求。在一个正常的设计中不应该追求过高的工作频率,在这次设计的电源里,计划的开关频率大约是100KHz,也是就芯片的振荡频率在 200KHz 上下。因为具体的振荡频率要结合开关变压器的设计进行,所以在原理设计阶段,大体上工作频率有一个预期就可以了,随着工作的深入这个值会被确定下来。

在这个部分要注意因为定时电阻、电容决定芯片的工作频率,而这个频率是整个电源工作的灵魂,所以这两个元件应选择精度较、稳定性都比较好的型号。随便决定这两个元件可能会对你的产品造成灾难,比如一般的金属膜电阻精度是±5%,电容的精度是±20%,芯片电压基准的±2%,再算上温度漂移以及阻值、容量随寿命的变化,很可能会出现电源一生产出来就有的能用有的则不能,冷机能用而热机不能,然后发货到全国各地 1~2 年以后开始出现故障等等悲催的事情。所以要提醒负责采购的人员,这里的电阻要±0.5%~±1%的金属膜电阻(这个档次的电阻一般温度系数也不错),而电容应选择±5%的聚丙烯(CBB)电容或聚硫化苯(PPS)电容。

## 3.4 开关管驱动部分

开关管的选择需要做一些计算,所以除了这个是个有一定耐压要求的功率 MOS 管,先画在原理图上,其他的留待后面解决。

在芯片内部有一组推挽式的驱动电路对外部的开关管进行驱动,驱动速度一般讲是足够的(50ns@1nF),这里说一下其他的一些部分。

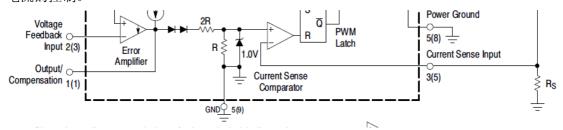
首先是栅极电阻,这个电阻的存在可以抑制由于 MOS 管的结间电容、引线电感等引起的高频振荡,这种振荡可能具有上百兆赫的频率从而很难被察觉但却带来严重的损耗和噪声辐射。通常这个电阻为 20 欧左右。

此外,通常 MOS 管的栅极具有一个极限的电压,这个电压一般是 25V,即便是高耐压的管子这个电压也就 30V,在芯片内部驱动电路的上臂是连接到芯片的 VCC 引脚的,而在电路

的结构上这个引脚是有可能出现 36V 的电压的(尽管可能性极小,只出现在馈电绕组的电压异常升高时,例如反馈系统故障),这样就会带来 MOS 管门极被击穿的后果,所以通常这里需要加一个保护用的稳压二极管,我个人更倾向于加一个电压为 25V 的高速 TVS 管,这种 TVS 管具有比较小的结间电容,从而对 MOS 管驱动的影响更小一点。

#### 3.5 电流采样部分

这款芯片之所以被称为电流控制型的,就是因为它所输出的 PWM 波形的占空比不光受到反馈电压的控制,还受到通过变压器原边的电流的控制。这里注意和电压控制型芯片的区别,在电压控制芯片中也许有过流保护的引脚,但输出的 PWM 波形的占空比并不受到原边电流的控制。



在电流采样部分,通过一个采样电阻,将通过原边的电流值转换为电压值,然后跟电压 反馈的误差放大器的输出进行比较,当这个电流值达到误差放大器的输出所限定的电压时, 输出驱动 MOS 管关断。

由于电压反馈的误差放大器的输出送到和电流采样值进行比较的比较器时,这个电压会受到一个 1.0V 的稳压管的箝位,也就是说,电流采样值最大值应该是 1.0V,即变压器原边电流峰值和采样电阻的阻值应该有以下关系:

$$I_{nk} \times R_s = 1.0V$$

由于变压器的原边电流跟变压器的设计相关,所以采样电阻先画在这里,具体的阻值留待后面设计变压器时集中计算;

在芯片的数据手册中,还提到这个采样值在送到芯片之前,需要经过一个 RC 滤波,没问题,也画在电路上,具体的值要等到调试的时候才确定。

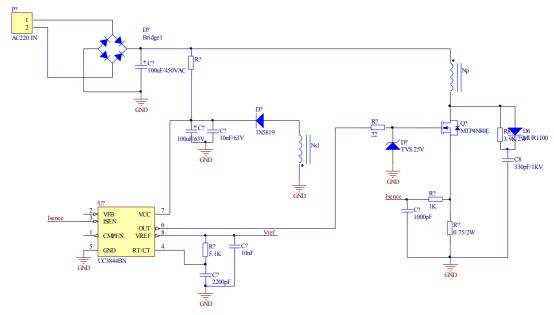
## 3.6 保护 MOS 管的缓冲电路

由于 MOS 管的耐压实际上足够,这个缓冲电路并不是必须的,但是通常还是要画一套这个电路在上面,会觉得对得起 MOS 管一些——实际上这个缓冲电路的存在为电源的整体可靠性又争得了一些裕量。

这个电路的基本原理是:当开关管断开的瞬间,会在原边绕组上激起一个反电动势,这个电动势的值前面讲过大概是输入电压的 2 倍。此时如果电路中存在上面的缓冲电路,这个反电动势会通过二极管加在电容上对电容充电,而后电容上的电能再慢慢地通过电阻释放掉。

因为关系到原边变压器的电感量,这些元件的值留待变压器设计完成后再确定。

回顾一下,我这个电路设计到现在,已经有了不少内容了,看看电路图:



### 3.7 输出侧

输出按要求一共有 2 组,一组是 5V1A,一组是 12V6A,基本的输出回路都是一样的,即变压器次级绕组反向端经肖特基二极管整流后输出,整流端直接接个滤波的电容。这部分电路非常简单易于理解。

但是要注意到,因为次级输出电流比较大,匝数比较少,这两组输出很难保持同时调整 到合适的数值,所以一般只取其中一组输出的电压作为稳定值,另一组输出用其他方式再调 整到合适的值。

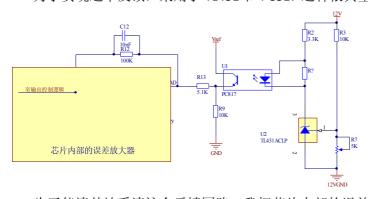
我要做的这个产品关心的是 12V 的电压输出,因此我选择由 12V 输出反馈电压给 PWM 芯片。5V 这边先输出个 7.5V 再通过 7805 进行稳压给系统使用。

再每组输出上增加一个 LED 指示电压是否输出。这是设计电路的一个好习惯,可以很直观地对电源的输出有个概念。只要有可能我总是给电路增加个 LED 指示电压的存在。

### 3.8 电压反馈电路的设计

电压反馈电路是这个电源设计的一个关键环节,在 UC3844 的数据手册中给出的典型应用是通过馈电绕组向芯片提供电压的反馈的,但是我还是希望能够直接从 12V 电压的输出给芯片提供反馈电压,这样电压的输出就能比较直接地跟踪 12V 了。

为了实现这个反馈,采用了TL431和 PC817这种很典型的设计,具体的电路是这样的:



为了能清楚地看清这个反馈回路,我把芯片内部的误差放大器也画出来。

首先定性地说明这个电路工作的原理,由 R3 和 R7 组成电阻分压网络,使 TL431 的 1 脚电压与电源输出的电压相关。当由于负载消耗电能造成输出电压下降,使 TL431 的 1 脚上的

电压低于 2.5V 时,TL431 开始起作用并在 3 脚吸入电流,这样光耦 PC817 的发光管就会亮起来,使得 PC817 的光敏管一端开始导通流过电流,并在 R9 上形成反馈电压送到误差放大器的输入端。而误差放大器的输出又管着芯片开关输出的关断(RS 触发器的 R 端),这样直到:

- 输出电压达到 12V 或
- 开关管电流达到限制 或
- 芯片本身限定的占空比的极限

在此之前输出的开关波形都不会关断, MOS 管都会处于开通状态。至此完成电压反馈的过程, 并实现当输出电压降低时加大开关波形占空比的目的。

下面是元器件参数的选择:

R3 和 R7,一般都是 R7 用精密可调电位器。R3 选 10K,这个很简单,不要太大也不要太小,而 R7 的值应该满足这个条件:

$$V_{\text{out}} = V_{\text{ref}} \times \left(1 + \frac{R3}{R7}\right)$$

用 Vout=12V, Vref=2.5V (TL431 的参考电压), R3=10K 代入计算 R7=2.63K; 为了便于调节,选择 5K 的精密可调电位器。

下面是 R2 的值:

TL431 正常工作时, 3 脚的电压总是 2.5V, PC817 的发光管的导通电压为 1.2V, 为了让 PC817 良好工作,应该在正常输出时让 PC817 的发光端有 3mA 的电流,这样就可以开始计算:

$$R2 = \frac{V_{out} - V_{ref} - V_f}{I_f} = \frac{12 - 2.5 - 1.2}{3 \times 10^{-3}} = 2.77 \text{K}\,\Omega$$

按 E24 系列有 2.7K 的电阻值。

在图上我还画了一个 R?电阻,这是因为 TL431 有两种,一种必须有 1mA 的偏置电流,而另一种则只需要 1uA。如果是用 1mA 的类型,在输出电压比较低(例如 3V)时,可能通过 PC817 的电流无法满足 1mA 的偏置电流的要求,此时需要一个额外的电阻为 TL431 提供基本的偏置电流。这个电阻的选择很简单,按 1mA 的电流去算就可以了。我这个电源是 12V,所以实际的电路中不用这个电阻也没有问题。

在 PC817 的输出端,由芯片的参考电压输出提供电源。这里注意要采用射极电压输出的形式,以便保持反馈电压的相位的正确。

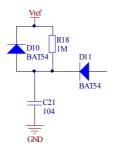
关键的是由误差放大器输出到反相输入端的反馈,在这里加一个电阻适当降低电路的增益,再用一个电容对信号进行相位补偿。这个部分对单端反激电源很重要,因为反激的结构使得电路很容易发生振荡,必须对反馈环路进行相位补偿以避免发生振荡。

通过数学运算或者电路仿真获得电路的传递函数是非常困难的,我不认为我能够完成这个任务。可行的方法是用网络分析仪进行开环、闭环的实际测量,例如安捷伦就出这种仪器。不过我不会为了做个百来瓦的小电源去跟老板提买台近 10 万元的设备的。我的方式是电源出来以后,通过更换不同值的电容直到电路在各种条件下都不振荡……穷苦人啊。

除了这种补偿形式,还有其他的两种补偿方式,可以在各种开关电源的书籍上找到,但 是我这里用这种补偿就挺好的了。

### 3.9 软启动

最后,我要给电源加上一个绝对必要的保护手段:软启动。将下图连接到芯片的 1 脚将使电源获得软启动的功能。



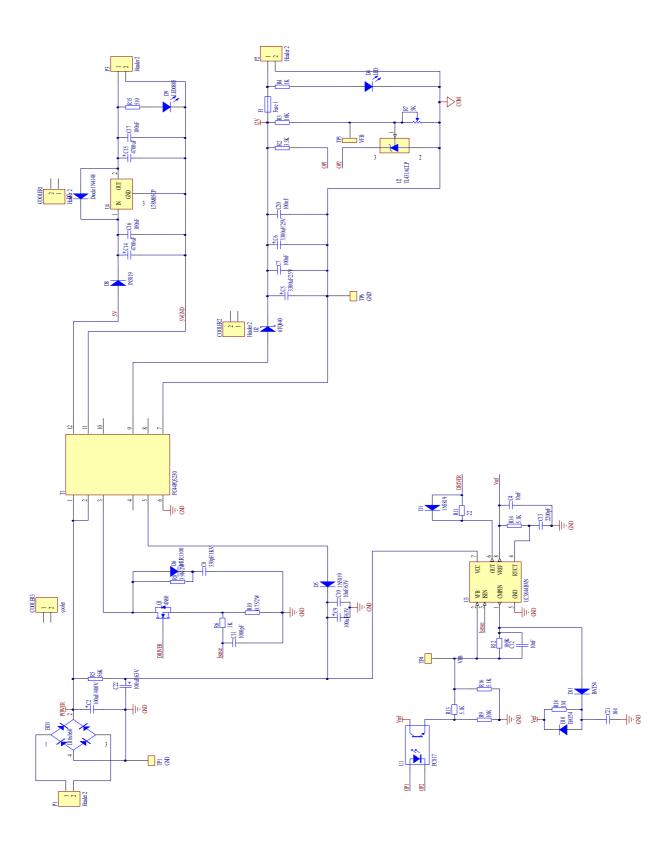
芯片输出的开关波形受到芯片 1 脚上电压的限制,将这个电路连接到 1 脚后, 1 脚上的电压就被 C21 上的电压所箝位。C21 是在芯片开始工作,有了参考电压输出以后再通过一个 1MΩ的电阻充电,这样直到 C21 上的电压达到 4.1V 之前,都会对芯片的开关波形有影响。

例如上面电路 C21 充电到 4.1V 用时大约是 80ms,也就是说电源的输出是在 80ms 内平稳上升的,这样可以避免在电源刚开始工作时,由于没有电压反馈,而造成芯片以大占空比工作而导致的输出过冲;此外如果负载短路使得芯片保护而 Vref 消失,此时 C21 通过电容 D10 迅速放电,并在 Vref 恢复后再次开始软启动的过程。这样在负载短路时电路就会处于所谓的"打嗝"状态而受到保护。

至此电源的原理设计就基本完成了,注意我没有对 12V 输出的电流进行检测和保护,这是不应该忽略的,尽管负载短路会使得输出电压为零并使得芯片处于打嗝状态,但是如果正好使输出电流较大但又不至于使芯片保护呢?电源会一直工作在最大占空比的状态,最终烧毁变压器、次级整流二极管等,一旦这些部件烧毁,那芯片开关管也会随它们一起去的……

标准的保护方法是对输出电流进行采样,并把采样值放大后通过光耦反馈到芯片的 1 脚上去,一旦电流超过限定值就把 1 脚的电压拉倒到地上,从而关掉开关波形的输出。

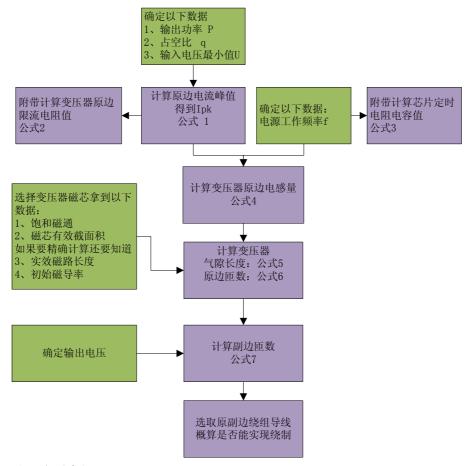
不过我打算用个偷懒的办法看看,在输出回路加个自恢复保险丝看看先。 那么电路就是这样了,接下来要进入开关变压器的设计计算环节。



#### 4、变压器设计

变压器设计永远是开关电源设计的门槛,能独立设计变压器,才算进了开关电源设计的门啊。这里我不打算详细地介绍原理,只用直接的方式给出变压器设计工作的流程和相关的公式。

首先是流程:



以下分别介绍:

步骤 1:确定输出功率,最小输入电压,和占空比。输出功率要适当考虑电源的效率,如果最为试验当然可以追求很高的效率,但是作为量产的电源把效率设置在 75%~80%还是比较合理的;最小输入电压要为输入电压的波动留足够的空间,占空比前面讲过,选 45%。

据此,可以由公式1计算出原边的峰值电流。

公式 1:

$$I_{pk} = \frac{2 \times P}{q \times U}$$

当峰值电流决定后,限流电阻也就可以确定,芯片限流的比较值是 1V:公式 2:

$$R = \frac{1.0V}{I_{\rm pk}}$$

步骤 2: 确定电源的工作频率,公式由 UC3844 的数据手册查到,注意对于 UC3844,开 关的频率是振荡器频率的一半。

公式 3:

$$Freq = \frac{1}{\left(Ct\frac{Vosc}{I_{Rt}}\right) + \left(Ct\frac{Vosc}{Idis-I_{Rt}}\right)} \qquad \begin{array}{c} \text{Where: Vosc = 1.7 V} \\ I_{Rt} = Vref/Rt \\ Idis = 8.3 \text{ mA} \end{array}$$

这里实际是个循环的过程,先选定电容值(电阻值的规格较多,比较好配);然后按照目标频率计算电阻值,在根据计算出来的电阻值选择接近的能买到的电阻,然后再反算能够实现的频率值,最为实际数值进行应用。

步骤 3: 计算原边电感量

有了原边峰值电流 lpk、最小电压 U、占空比 q 和工作频率 f,就可以计算出变压器的原边电感量:

公式 4:

$$L = \frac{U \times q}{I_{pk} \times f}$$

步骤 4 选定磁芯, 计算原边匝数和气隙。气隙是必须的, 否则变压器很容易就会饱和, 一旦变压器饱和, 那么接下来就是焰火秀了。

因为国产磁芯基本没有数据可以查,所以我不得不查询 TDK 的磁芯数据。经过很多设计、计算后,大概地对多大功率的电源需要多大的磁芯会有个概念,例如采用 EI 型磁芯,100W 的电源一般要 40mm 左右的磁芯,可以以此为开始选择的参考。如果对电源磁芯要多大没有概念,那么就要多算几遍,由于可以用电脑帮助计算,这个过程也不是很郁闷。

这里我用 40mm 的 EI 磁芯作为例子说明如何查找计算所需的数据。

首先在 TDK 的网站上找到这个文档:

# 开关电源用铁氧体

E磁心

### EI/EE/EF/EER/ETD 系列

查找 EI40 磁芯的数据,得到:

品名	参数				电气特性			
	磁心常数 C <sub>1</sub> (mm <sup>-1</sup> )	实效 截面面积 Ae(mm²)	实效 磁路长度 g e(mm)	实效体积 Ve(mm³)	AL 值 (nH/N2)+		磁心损耗最大 (W)	质量
					无空障	带空隙	100kHz, 200mT, 100°C	(g)
PC40EI40-Z	0.520	148	77.0	11400	4860±25%	200±5% 400±7%	4.8	60

## 开关电源用铁氧体

再找到这个文档

,在这个概要文档里查到 PC40 材质的说明:

## 材质标准特性表

材质					PC40
初始磁导率	μi				2300±25%
振幅磁导率	μa			7 - 2 - 31 - 10 -	3000 min.
单位体积磁心损耗 (磁心损耗)* [B=200mT]				25°C	120
	Pcv	kW/m <sup>3</sup>	25kHz 正弦波	60°C	80
				100°C	70
				120°C	85
			100	25°C	600
			100kHz	60°C	450
			正弦波	100°C	410
				120°C	500
饱和磁通密度* [H=1194A/m]	Bs			25°C	510
		T		60°C	450
		mT		100°C	390
				120°C	350
剩余磁通密度*	Br			25°C	95
		mT		60°C	65
		IIII		100°C	55
				120°C	50
矫磁力*	Hc			25°C	14.3
		* ***		60°C	10.3
		A/m		100°C	8.8
				120°C	8
居里温度	Tc	°C			>215
容积密度*	db	kg/m <sup>3</sup>			4.8×10 <sup>3</sup>
体积电阻率*	ρV	Ω • m			6.5

接下来计算气隙长度:

公式5(这是一个近似公式):

$$l_{gap} = \frac{0.4\pi L I_{pk}^2}{B_{max}^2 A_e}$$

在这个公式中:

L是前面计算出来的原边电感量;

lpk 是原边电流峰值;

Bmax 是设计最大磁通量,一般取饱和磁通的 30%, 在 PC40 材质表里可以查到 60℃时这个值是 450mT, 所以这里用 150mT 计算;

Ae 就是 EI40 磁芯数据中的有效截面积;

这样计算得到的气隙长度 Igap 实际上是个近似值,要精确的话可以用加以计算。

$$l_{gap} = l_m - \frac{l_e}{u}$$

在上面的公式中,Im 是公式 5 计算得到的气隙值,Ie 是 EI40 数据里的实效磁路长度,Ie 是 Ie PC40 材质表里查到的初始磁导率。

这样就可以计算出气隙的长度。这个长度计算出来后,要考虑它的合理性,第一不能太小,小于 0.2mm 的话就很难实现;也不能太大,太大的话漏感的问题很严重。我一般会控制这个气隙在 0.8mm 以内。另外稍微想一下就会明白,由于磁芯的结构,把磁芯垫起一处,会得到双倍的气隙长度,实际绕制变压器的时候不要忘了这个问题。

在算好了气隙长度后,就可以计算变压器原边的匝数: 公式 6:

$$N_p = \frac{B_{max} \times 10^6 \times l_{gap}}{0.4 \times \pi \times I_{pk}}$$

步骤五:决定副边电压 Uout 并计算副边匝数,这里假设整流二极管的压降是 1V,电源输入电压最小值是 Uin。

公式 7:

$$N_{S} = \frac{N_{p} \times (U_{out} + 1) \times (1 - q)}{q \times U_{in}}$$

步骤六: 选择原副边的导线规格并试算绕制可行性。

首先是导线规格,第一规则是太细的导线不好绕,太粗的也一样;其次应该按照每 1mm2 导线可以导通 2.5A~3A 的原则选取导线,如果按照这个规则选的导线太细,那么可以直接用粗一点的,如果选出的导线太粗,则应该多股并绕。

也许有人说每 1mm2 的导线可以通过 5A 的电流,也许把导线抻直放在通风良好的环境 里可以,但绕成变压器再用绝缘材料层层包裹后,还是用小点的数为妙。

选好导线,就可以算一算骨架上是否能绕下这些线,绕的话会绕成什么样,比如要避免 初级线圈绕到骨架的半中腰就够数了,然后不得不直接折回来这样的情况。由于次级一般匝 数比较少,所以好办些,可以初级绕成这样就太失败了。

此外初级和次级的线径不要相差太多,要不线和线会卡在一起越绕越难看。这种问题很多,如果通过简单的重新选取线径无法解决,甚至要考虑重新选择磁芯和电源的工作频率以改变原边匝数来配合解决。

#### 利用电脑来解决问题:

随同本文一起我会发布一个 EXCEL 表格,其中集成了上面的全部运算步骤。只要按照需要填写表格中绿色的部分,就可以轻松的完成所有的运算工作,从而可以详细地进行重复的计算,最后为变压器的设计选定最理想的方案。如果你充分了解了上面的计算过程,也许能够把这个 EXCEL 表格编成应用程序,得到更好的使用感受。

#### PCB 设计

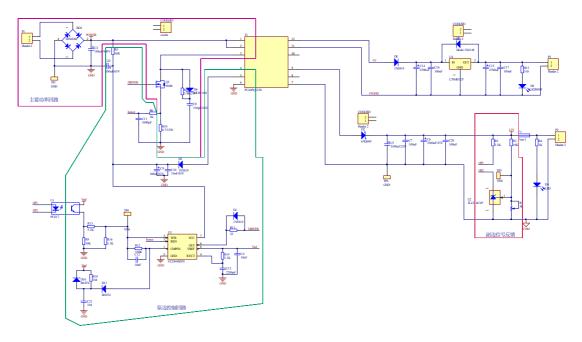
完成变压器的设计,终于可以送一口气,回到熟悉的电子的世界。下面做 PCB 设计。

设计 PCB 首先建议有条件的情况下采用双显示器的电脑。这样可以在进行元件布局的时候很方便的参考原理图,提高效率很多。(下图左边是在 PCB 编辑,而右边的显示器显示原理图)



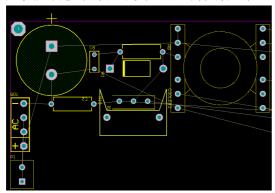
在布局时参考原理图的设计,使元件的布局符合原理图的设计要求。

为了良好布局,首先观察原理图,将原理图所描述的电路按照功率、功能划分成块,分 别进行考虑。

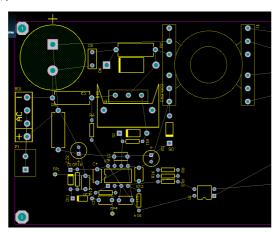


在确定了像上面那样的分块后,在元件布局时也体现这个规律。

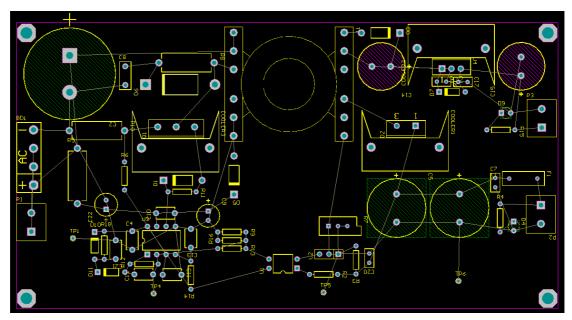
首先放下输入插头和整流、滤波元件。把整理桥,电容靠近 PCB 边缘放置,以便更好的散热。然后再按顺序摆下变压器、开关管、限流电阻和缓冲电路。



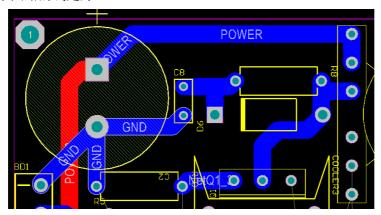
这样主功率回路的元件就基本就位了,电流流向关系也很顺畅。接下来是信号部分。首 先光耦可以和变压器并排排好,留下原、副边隔离的距离,然后让芯片尽量靠近开关管和光 耦放置。在光耦和芯片基本就位以后,再按照原理图摆下其他的元件。完成时基本是这个样 子的:



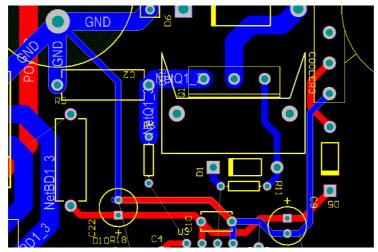
副边元件的摆放更简单,很快就完成了。



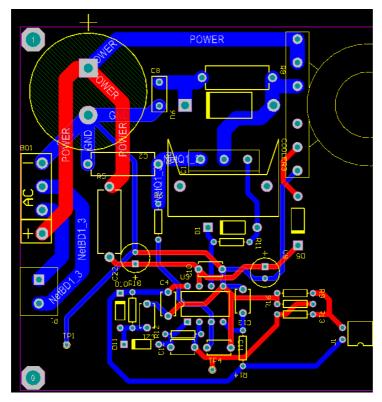
接下来开始布线,布线的基本原则是将信号部分和大电流部分清晰的分割开来。首先将 功率回路的线走好。



功率回路线路很清晰,没有跟别的相纠结,然后给芯片供电的走线。

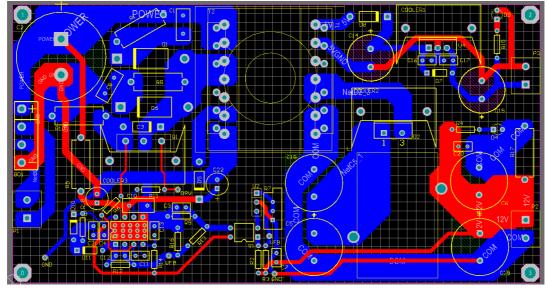


在这里芯片的起始供电是从滤波电容的引脚上单独引出,与馈电绕组的输出在电容 C10 的两端汇合,再供给芯片。这样首先将芯片的信号地与主回路的功率地在输入滤波电容处进行单点共地,而在后面的布线中,芯片的信号地将全部以芯片的地引脚为准。



由于元件布局比较理想,类似上面的布线可以在数分钟内完成。

这只是介绍布线的原则和思维方式,最后根据实际需要还要做一些布线的修饰工作。最后完成的 PCB 是类似这个样子的:



首先在功率回路里用填充块的方式代替了固定宽度的走线,其次是通过调整走线,在芯片的下方完整的铺设了 2 层铜皮,并用 12 个过孔将上下两层铜皮连接起来。这样在过完波峰焊所有过孔被封堵后,就形成了一小块平坦的地平面,但愿这样可以让芯片工作的更稳定,散热更好。

OK,在调整完成后,下板咯。

电源的调试

在将焊好的电源板通上 AC220 前,还有一些简单的调试。

在输出端接入设计的电压,将 TL431 的 1 脚的电压调整到 2.5V;

为芯片的电源脚接入 16V 的电压,观察芯片第 8 脚有 5V 输出,第 4 脚有符合设计要求 频率的波形。

除此以外,如果你的变压器设计和缠绕没有问题,其他各部分也都检查过了,那么就可以通电了。虽说不会有什么问题,这个电路应该是通电即好的。不过,小心无大错,我每次通电时会用一个透明的整理箱的盖子挡在脸前面。

如果你的电路开始工作,表示输出的 LED 灯也亮了起来,嗯嗯,恭喜。虽然可能还有一点振荡的声音,变压器或者开关管在尖叫,这可以通过调整补偿电容来改善,适当的增大一些补偿电容的值。

到这里,开关电源的世界向你展开了一个小的角落,剩下的提高效率,减少噪声,提高可靠性,制造更大功率的电源等等很多问题还有待解决,不过,至少你已经有了一个可以实验、测试的平台。