

# 双电流模式 DC/DC 控制器 TH101 集成电路的应用

郑凌波 [zhenglingbo@263.net](mailto:zhenglingbo@263.net)

**【摘要】**本文详细介绍了 TH101 双通道电流模式控制电路的特点、应用范围、功能；并以一个 PC 电源为范例，详细说明了与之相配套的变压器、功率管、整流管等器件的设计、选用与计算方法，列举了一些相关的计算公式。

## 一、引言：

正激方式应用的开关式 DC-DC 转换电源因为具有简单高效的特点，而在中低功率开关电源中得到广泛的使用。适用于这种结构的控制芯片很多，但大多都是功能比较单一、集成程度较低，而且相对不易于使用、外围器件偏多。比如，UC384X 系列的芯片即是广泛使用的一种。看起来很简单的结构，使用中却总是问题多多，究其原因，不得不归咎于其诸多的功能缺失，于是使用中，我们不得不为了避免分谐波振荡而加入额外的斜坡补偿电路，不得不为了误差放大器的稳定工作而加入繁杂的补偿电路……，如此以来，正激电路结构简单的特点丧失殆尽。

现在，TH101 的出现，问题可以得到解决了。

## 二、概述

TH101 是高性能、固定频率、电流模式的 PWM 控制器，专为离线和 DCDC 变换器设计，内含两个独立的 PWM 控制器，为设计人员提供只需最少外部元器件就能获得高成本效益的解决方案。其内部的待机电源控制器可用于构成一个简洁的反激式变换器，利用其独特的电流吸入方式，可利用三极管的放大作用完成启动功能，这大大降低了启动电阻的功率损耗；在功率管截止期间，内部电路将功率管基极反向偏置，可大幅提高双极型三极管的耐电压能力，因此可使用 MJE1300X 系列三极管作为待机功率管，进一步降低了系统成本。主电源控制器可工作于典型的正激拓扑中，IC 内部提供了完善的防过载防饱和功能，具有独立的上限电流检测电路，可实时防范过载、变压器饱和、输出短路等异常状况，提高了电源的可靠性；主电源控制器采用了正向的控制方式，有反馈信号时自动开启电路，反馈信号同时也是控制信号，这样使用一颗光藕即可完成主电源的启动与稳压反馈功能。IC 内部还集成了+5V 的基准电压源。振荡频率则可由外部器件进行设定。

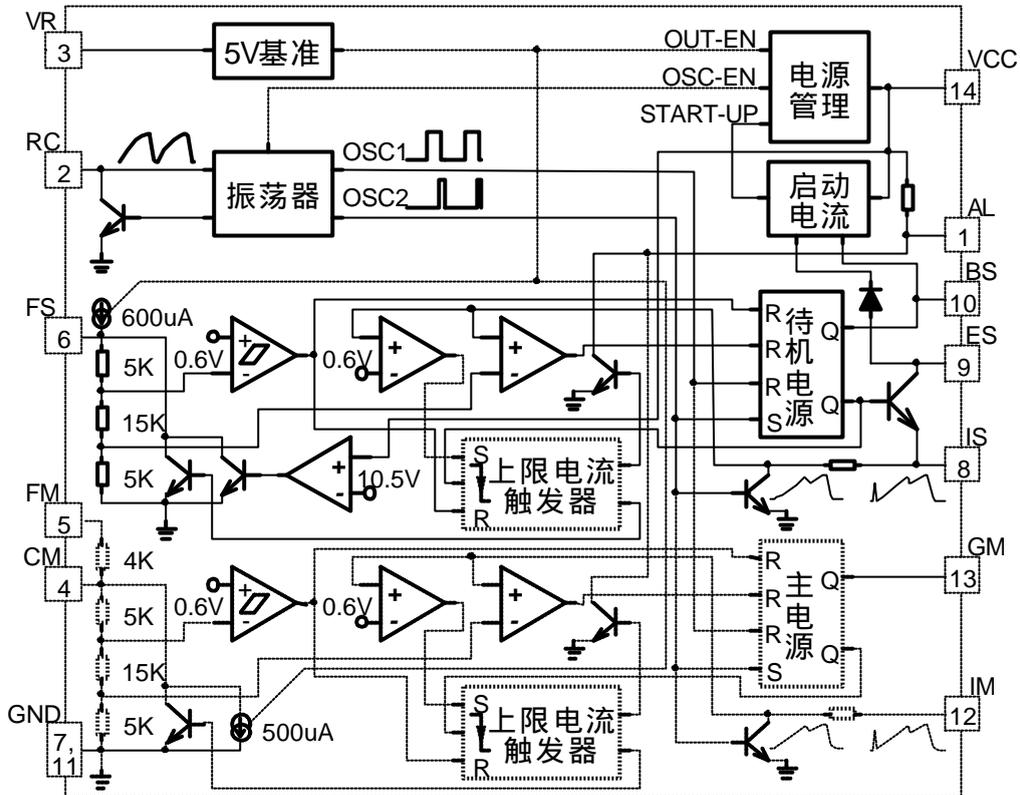
## 三、特点：

- 集成了两颗电流型 PWM 控制器
- 锁存脉宽调制，逐脉冲限流
- 内建斜坡补偿与电流脉冲检测去尖峰功能
- 任意时刻，只要锁定有效，输出就下拉到地，使得下拉电阻也不再需要
- 内建独立的双通道上限电流检测控制器，可实时独立处理两路控制器的过流、过载
- 利用三极管的放大作用完成启动，可 10 倍减少启动电阻的功耗
- 待机电路关断周期反偏处理，可用 1300X 系列经济型三极管作开关管
- 正向控制方式设计，主电源开关、稳压控制只需一只光藕
- 极少的外部元件
- 14PIN 封装，易于布线

#### 四、应用领域

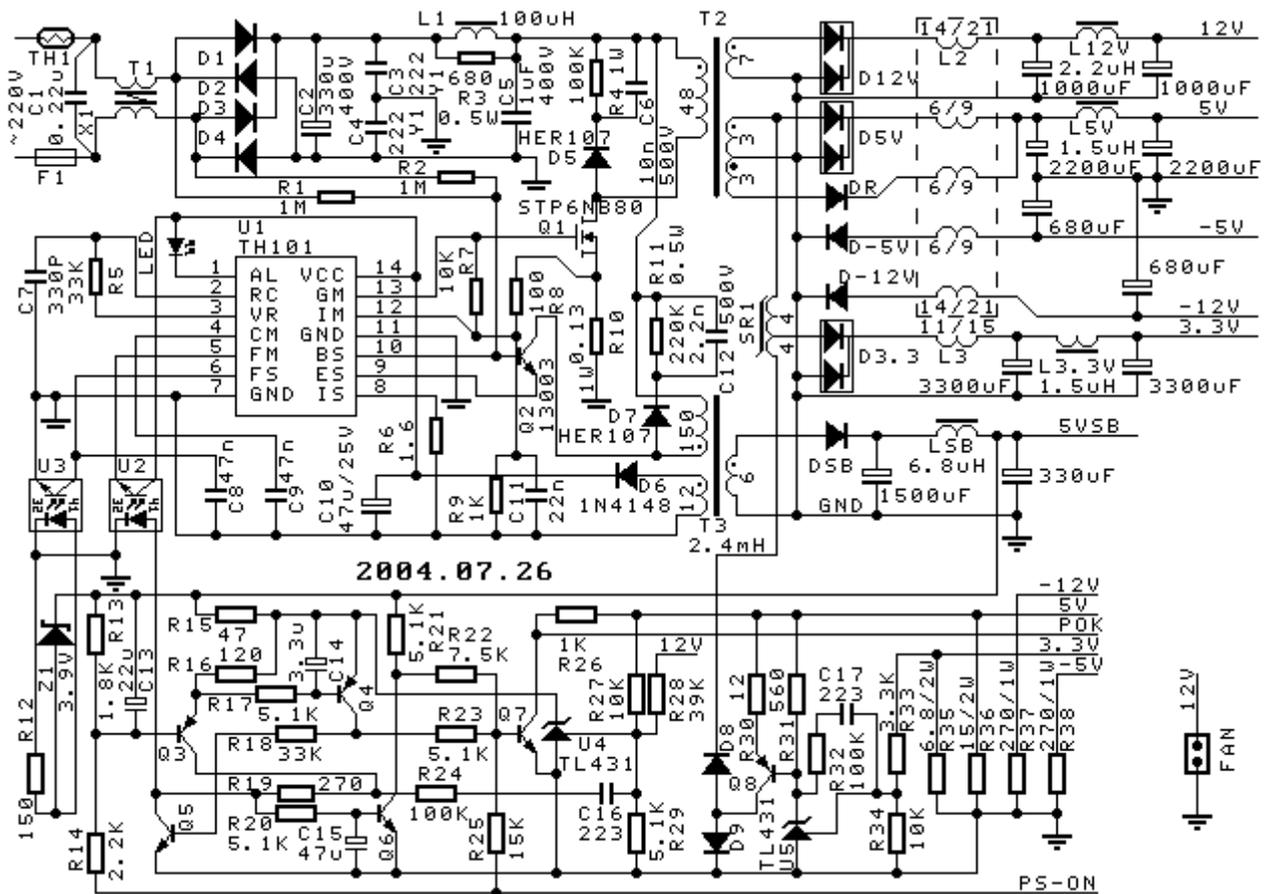
- PC 电源供应器 , ATX,CFX,SFX,TFX,NLX 系列
- 电视机
- 监视器
- 其他需独立待机电源和独立主电源的设备

#### 五、内部框图与引脚功能



管脚	符号	管脚描述
1	AL	待机电源功率管和/或主电源功率管超上限电流报警 LED 阴极输出端，驱动 LED 发光；LED 阳极接 VCC
2	RC	R、C 振荡器输入
3	VR	5V 基准输出
4	CM	主电源反馈电容输入
5	FM	主电源反馈输入
6	FS	待机电源反馈输入
7、11	GND	接地
8	IS	待机电源功率管电流取样输入
9	ES	待机电源功率管发射极驱动输出端，和启动电流输入
10	BS	待机电源功率管基极驱动输出端，和启动电流控制
12	IM	主电源功率管电流取样输入
13	GM	主电源功率管驱动输出
14	VCC	电源

## 六、典型应用电路



## 七、一步一步完成设计

这里，我们以一个 PC 电源作为例子，来一步一步完成变压器的计算、功率管的选择、整流管的选择、滤波电容的选择，以下的计算均以采用辅助绕组复位的方式进行。

电源参数：

额定输入电压：220VAC

输入电压范围：(180V-260V)

电网频率：50Hz

输出：

输出通道	电压范围	额定输出电流	输出纹波	其它
+5V	4.75-5.25	16A	50mV	
+12V	11.5-12.5	8A	120mV	
+3.3V	3.14-3.47	10A	50mV	
-12V	10.8-13.2	0.3A	120mV	
-5V	4.5-5.5	0.3A	100mV	
+5VSB	4.75-5.25	1.8A	50mV	

额定输出功率：223W

## 1、第一步：计算基本的参数

输入功率:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta}$$

本例中，设效率为 70%， $P_{out}$  的值考虑到输出电压的变化范围，应以输出电压的上限进行计算，因此， $P_{out1}=5.25*16+12.5*8+3.47*10+5.5*0.3+13.2*0.3=224.31W$

于是： $P_{in1}=224.31/0.7=320.44W$

最小直流电压：

$$V_{dc\_min} = \sqrt{2} * V_{in\_min} - V_{dc}$$

$V_{in\_min}$  是最小交流输入电压， $V_{dc}$  为整流滤波后的直流电压波动范围，它主要受到滤波电容容量的影响，考虑到成本因素， $V_{dc}$  可取为 50V 左右（接近 1uF/W），本例中取电容量为 235uF（即是两颗 470uF/200V 串连）， $V_{dc}$  可由下式得到：

$$V_{dc} = \frac{P_{in} * 0.8}{\sqrt{2} * V_{in\_min} * 2 * F_{in} * C_{dc}}$$

于是， $V_{dc} = 320.44 * 0.8 / (1.41 * 180 * 2 * 50 * 235) * 1000000 = 43V$

于是， $V_{dc\_min} = 1.41 * 180 - 43 = 210.8V$

最大直流电压：

$$V_{dc\_max} = \sqrt{2} * V_{in\_max}$$

$V_{in\_max}$  是最大交流输入电压，于是，

$V_{dc\_max} = 1.41 * 260 = 366.6V$

## 2.第二步：确定最大占空比并计算开关管的峰值电压电流

综合考虑功率管与整流二极管的电压应力，这里设定最大占空比为 0.45，且复位绕组  $N_r = N_p$ ，考虑输出电感的体积、成本及输出的瞬态响应，这里设定输出的电流因数(Kf)为输出电流的 15%。于是

开关管的最大电压：

$$V_{ds\_max} = V_{dc\_max} * (1 + \frac{N_p}{N_r})$$

开关管最大开关电流：

$$I_{ds\_max} = \frac{P_{in}}{V_{dc\_min} * D_{max}} * (1 + K_f)$$

开关电流有效值：

$$I_{ds\_rms} = \frac{P_{in}}{V_{dc\_min} * D_{max}} * \frac{1}{(3 + K_f^2)} * \frac{D_{max}}{3}$$

电流检测电阻：

$$R_s = \frac{V_s}{I_{ds\_max}}$$

其中， $K_f$  为输出电感的电流因数， $V_s$  为 TH101 电流检测的门限电压，为 0.6V

于是,  $V_{ds\_max}=366.6*(1+1)=733.2V$

$I_{ds\_max}=320.44/(210.8*0.45) *(1+0.15)=3.88A$

$I_{ds\_rms}=320.44/(210.8*0.45) *\sqrt{(3+0.15^2)*0.45}/3=2.27A$

$R_s=0.6/3.88=0.15\Omega$  额定功率最小为  $R_p=I^2*R_s=3.88^2*0.15=2.3W$  选 3W

考虑到杂散信号的影响及门限电压的误差,限制电流应在最大开关电流的基础上再增加 15%即  $I_{limit}=1.15*I_{ds\_max}=1.15*3.88=4.46A$

因此,  $R_s=0.6/4.46=0.13\Omega$ , 功率仍为 3W

为了更可靠的工作并考虑到电感量变化时电流可能出现的一定程度的浪涌,实际选择的开关管电流应至少是  $I_{ds\_max}$  的 1.5-2 倍大小,同时由于漏电感的作用,可能会在开关管上产生一定的电压尖峰,因此开关管的耐压应在  $V_{ds\_max}$  的基础上再增加 10%的余量,所以,这里我们选用 7A800V 的功率 MOS 作为开关管。

### 3.第三步:选择合适的磁心并计算初级绕组所需的最少匝数

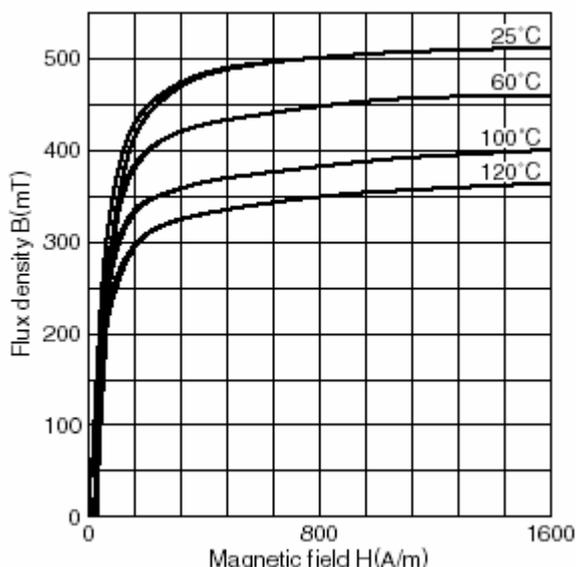
磁心的参数计算是很繁杂的一项工作,因为它涉及到的变量是在太多,这里仅就 AP 法进行一些计算,并据此选择合适的磁心。

采用如下公式:

$$AP=Aw * Ae$$
$$= \left( \frac{11.1 * Pin}{K * B * Fs} \right)^{1.143}$$

其中,  $Aw$  为窗口面积,  $Ae$  为磁心的有效截面积,  $K$  为系数,对于正激变换器  $K=0.14$ ,  $Fs$  为开关频率,本例确定开关频率为 75KHz,  $B$  为正常状态下的最大磁通密度增量,这里按 TDK PC40 材质进行计算,查表

Material: PC40



可知, 100°C 时的最佳磁通密度应在 0.32T 以下,考虑到正激变换器只能使用到单一象限的 BH 范围,为了避免饱和,并且由于剩余磁通的缘故,应留有一定的安全余量,这里我们选择 80% (即 0.256T) 的最大磁通密度进行,以获得较大的使用效率。

于是,  $AP=(11.1*320.44/(0.14*0.256*75000))^{1.143}=1.3773CM^2$

根据 AP 值,初步选定 EE35 的磁心,其  $Aw=1.46 CM^2$   $Ae=1.07 CM^2$   $AP=1.56$ 。

确定了磁心之后,即可计算出避免饱和时变压器初级所需的最少匝数,由:

$$Np\_min = \frac{Vdc\_min * Dmax}{Ae * Fs * B} 10^4$$

于是,  $Np\_min = 210.8 * 0.45 / (1.07 * 75000 * 0.256) * 10^4 = 46.17$  T

#### 4.第四步：计算变压器每个绕组的匝数

首先，计算初次级的匝比，由如下公式：

$$n = \frac{Np}{Ns1} = \frac{Vdc\_min * Dmax}{Vo1 + Vf1 + VI1}$$

其中,  $Np$  为初级的匝数,  $Ns1$  为次级 (通常为主输出, 作为电压反馈的基准) 匝数,  $Vo1$  为次级输出电压上限值 (这里是 5.25V),  $Vf1$  为整流二极管的正向压降 (使用肖特基, 0.5V),  $VI1$  为输出电感的直流压降, 本例中取 0.2V, 于是,

$$n = 210.8 * 0.45 / (5.25 + 0.5 + 0.2) = 15.943$$

计算次级第一个输出的匝数：

$$N5 = Np / n = 46.17 / 15.943 = 2.896$$
 T 上浮取整, 选用  $N5 = 3$  T

于是,  $Np = Ns * n = 3 * 15.943 = 47.829$  T 取整数 48 T

复位绕组  $Nr = Np = 48$  T

分别根据下式计算出其它绕组的匝数：

$$Ns2 = Ns1 \frac{Vo2 + Vf2}{Vo1 + Vf1}$$

$$N12 = 3 * ((12.5 + 0.95) / (5.25 + 0.5)) = 7.017$$
 T 取整数 7 T

为了改善交叉负载时 12V 与 5V 的电压升高与跌落幅度, 这里使用绕组叠加的方法进行变压器的绕制, 因此 12V 绕组变为 7-3 等于 4 T

为了使 3.3 的电压更稳定并最大程度改善其交叉负载能力, 这里使用一个单独的磁放大电路完成 3.3 的稳压工作, 因此变压器中不再使用 3.3 绕组。

$$N-12 = N12 = 7$$
 T

-5V 可采用 -12V 经 7905 进行稳压得到, 因此变压器不再使用 -5V 绕组。

#### 5.第五步：计算变压器每个绕组所需的铜线规格

首先，计算每个绕组的电流有效值，根据下式得到：

$$Io\_rms = Io \sqrt{(3 + Kf^2) \frac{Dmax}{3}}$$

又因为 +12V 与 +3.3V 现在均使用 +5V 绕组输出, 因此换算 +5V 电流为 31A

于是,  $I5\_rms = 20.87$  A

$$I12\_rms = 5.39$$
 A

$$I-12\_rms = 0.4$$
 A

复位绕组的有效值电流, 根据下式得到：

$$Ir\_rms = \frac{Vdc\_min * Dmax}{Lp * Fs} \sqrt{\frac{Dmax}{3}}$$

其中,  $Lp$  为初级绕组的电感量, 根据下式得到：

$$Lp = Al * Np^2 * 10^{-6}$$

其中，Al 为磁心无气隙的 AL 值（单位：nH/N<sup>2</sup>），这里 AL=3170（TDK PC40）

于是，Lp=3170\*48<sup>2</sup>\*10<sup>-6</sup>=7.3mH=7.3\*10<sup>-3</sup>H

于是，I<sub>rms</sub>=210.8\*0.45/(7.3\*10<sup>-3</sup>\*75\*10<sup>3</sup>)\*0.387=0.067A

因为初级匝数较多，铜线较长，电流密度不宜太大，这里我们按 5A/mm<sup>2</sup>，而次级匝数较少，铜线较短，按 10A/mm<sup>2</sup>，同时考虑到尽量减小导线的集肤效应，更易于绕制，均应以多股线并联进行绕制，导线电流密度按下式计算：

$$j = \frac{I_{rms}}{Ply * \left(\frac{D^2}{4}\right)}$$

其中，Ply 为股数，D 为铜线线径

于是，选用铜线规格如下，

绕组	线径	股数	电流密度	说明
Np	f 0.80mm	1P	j=4.52A/mm <sup>2</sup>	
Nr	f 0.30mm	1P	j=0.95A/mm <sup>2</sup>	
N5	f 0.80mm	5P	j=8.31A/mm <sup>2</sup>	
N12	f 0.65mm	2P	j=8.13A/mm <sup>2</sup>	
N-12	f 0.50mm	1P	j=2.04A/mm <sup>2</sup>	

下面，需要验证一下，能否绕完，首先计算总的铜线截面积  
每个绕组的铜线总截面积：

$$Ac_{(n)} = \frac{D_{(n)}^2}{4} * 3.14 * Ply * N$$

其中，D 是第 n 个绕组的铜线直径，Ply 为股数，N 为匝数  
全部绕组的截面积之和即是总的铜线占用的面积大小，于是，  
总的铜线截面积：

$$Ac = 0.8^2/4 * 3.14 * 48 + 0.3^2/4 * 3.14 * 48 + 0.8^2/4 * 3.14 * 5 * 3 + 0.65^2/4 * 3.14 * 2 * 4 + 0.5^2/4 * 3.14 * 7 = 39\text{mm}^2$$

所需的窗口面积为：

$$Aw = \frac{Ac}{K}$$

其中，K 为填充系数，使用骨架时，通常取 0.25 左右，于是，

$$Aw = 39/0.25 = 156\text{mm}^2 > 146\text{mm}^2 \quad (\text{EE35 的 } Aw)$$

无法绕完，看来需要修改一下铜线规格，将 Np 绕组改为 0.75 铜线，重新计算一下

绕组	线径	股数	电流密度	说明
Np	f 0.75mm	1P	j=5.14A/mm <sup>2</sup>	

电流密度略大于 5A/mm<sup>2</sup>，主动散热的情况下，可以接受。

这时，Ac=36 mm<sup>2</sup> Aw=144 mm<sup>2</sup> <146mm<sup>2</sup> 铜线设计通过

#### 6. 第六步：选择合适的输出电感磁心并计算各个绕组所需的匝数

为了改善交叉负载时的电压调节性能，应使用具有耦合作用的电感，通常我们采取将各个输出的电感绕组绕于同一个磁心上的办法来实现。而各个绕组的匝比则与变压器的对应输出绕组的匝比是相同的，所需电感量则为：

$$L_{p1} = \frac{V_{o1}(V_{o1} + V_{f1})}{2K_f * P_{out} * F_s} (1 - D_{min}) * 10^6$$

其中， $L_{p1}$  为第一个输出电感的电感量， $D_{min}$  为最小占空比，其大小等于：

$$D_{min} = D_{max} * \frac{V_{dc\_min}}{V_{dc\_max}}$$

于是，第一个输出的电感量为：

$$L_{p1} = 5.25 * (5.25 + 0.5) * (1 - 0.45 * 210.8 / 366.6) / (2 * 0.15 * 224.31 * 75000) * 10^6 = 4.43 \mu H$$

而不使磁心饱和，则所需的最少的匝数为：

$$L_{ts} = \frac{L_{p1} * P_{out} (1 + K_f)}{V_{o1} * B_s * A_e l}$$

其中， $B_s$  为输出电感磁心的饱和磁通密度， $A_e l$  为磁心的有效截面积，这里我们选用 T90 的磁心，其  $B_s = 0.41 T$ ， $A_e = 47 mm^2$ ，因此：最少匝数为：

$$L_{ts} = 4.43 * 224.31 * (1 + 0.15) / (5.25 * 0.41 * 47) = 11.3 T \text{ 取 } 11.5 T$$

+12V 电感匝数：

$$L_{ts12} = 7/3 * 11.5 = 26.8 T \text{ 取 } 27.5 TS$$

-12V 电感匝数：

$$L_{ts-12} = L_{ts12} = 27.5 TS$$

计算电感因数，根据公式：

$$L = A_l * N^2 * 10^{-6} \text{ mH}$$

$$\text{于是，} A_l = 4.43 * 10^{-6} / (11.5^2 * 10^{-6}) = 33 \text{ nH/N}^2$$

这里选用 T90-8/90 的磁心 ( $A_w = 143 mm^2$ ， $A_e = 47 mm^2$ )，其  $A_l = 30 \text{ nH/N}^2 < 33 \text{ nH/N}^2$ ，因此需适当增加匝数，以免饱和，这里将其增加到 12.5TS，同样+12 与-12 也分别增加至 29.5TS

下面计算各个绕组所需的铜线规格，首先计算各个绕组的电流有效值，根据下式进行：

$$I_{o\_rms} = I_o \sqrt{\frac{3 + K_f^2}{3}}$$

于是：

$$I_{o\_rms\_5} = 16 * 1.0037 = 16.1 A$$

$$I_{o\_rms\_12} = 8 * 1.0037 = 8 A$$

$$I_{o\_rms\_12} = 0.6 * 1.0037 = 0.6 A$$

这里选定电流密度  $8 A/mm^2$ ，为易于绕制，应避免使用  $f 1.2$  以上的铜线，大于此的应增加股数，同时也能减小导线的集肤效应，导线电流密度按下式计算：

$$j = \frac{I_{rms}}{Ply * \left(\frac{D^2}{4}\right)}$$

其中， $Ply$  为股数， $D$  为铜线线径

于是，选用铜线规格如下，

绕组	线径	股数	电流密度	说明
N5	f 1.20mm	2P	$j = 7.12 A/mm^2$	
N12	f 1.20mm	1P	$j = 7.08 A/mm^2$	

N-12	f 0.50mm	1P	j=3.06A/mm <sup>2</sup>	
------	----------	----	-------------------------	--

下面，需要验证一下，能否绕完，首先计算总的铜线截面积  
每个绕组的铜线截面积和：

$$A_{c(n)} = \frac{D_{(n)}^2}{4} 3.14 * Ply * N$$

其中，D 是第 n 个绕组的铜线直径，Ply 为股数，N 为匝数  
全部绕组的截面积之和即是总的铜线占用的面积大小，于是，  
总的铜线截面积：

$$A_c = 1.2^2/4 * 3.14 * 2 * 11.5 + 1.2^2/4 * 3.14 * 29.5 + 0.5^2/4 * 3.14 * 29.5$$

$$= 65\text{mm}^2$$

所需的窗口面积为：

$$A_w = \frac{A_c}{K}$$

其中，K 为填充系数，对于磁环，通常取 0.5 左右，于是，

$$A_w = 65/0.5 = 130\text{mm}^2 < 143\text{mm}^2 \text{ (T90-8/90 的 } A_w) \text{ 设计通过}$$

#### 7.第七步：计算次级所需的整流二极管与复位二极管的规格

分别根据下面的公式计算每路输出的整流二极管的最大电压和有效电流：

最大电压：

$$V_d = V_{dc\_max} \frac{N_s}{N_p}$$

其中，V<sub>d</sub> 为二极管上的最大反向电压，N<sub>s</sub> 为该路输出的变压器匝数

有效电流：

$$I_d = I_o \sqrt{(3 + Kf^2) \frac{D_{max}}{3}}$$

于是，

输出通道	反向电压	有效电流	说明
+5V	22.9V	10.77A	
+12V	53.5V	5.39A	
-12V	53.5V	0.4A	
+3.3V	22.9V	6.73A	电压峰值同+5V

考虑到负载加电瞬间的较大的起始电流以及其它可能出现的大电流输出情况，实际选择整流管时应按有效电流的 1.5-2 倍大小，同时反向电压也应再增加计算值的 1.5 倍为好，但考虑成本因素，这里选择如下参数的整流二极管：

+5V: STPS2045CT 45V/20A

+12V: STPR1020CT 200V/10A

-12V: HER203 200V/2A

+3.3V: STPS1640CT 40V/16A

分别根据下面的公式计算复位二极管的最大反向电压与有效电流：

最大反向电压：

$$V_{dr} = V_{dc\_max} \left( 1 + \frac{N_r}{N_p} \right)$$

有效电流：

$$I_{dr} = \frac{V_{dc\_min} * D_{max}}{L_p * F_s} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}$$

其中， $L_p$  为初级电感量， $F_s$  为开关频率

于是，

反向电压	733.2V	说明
有效电流	0.067A	

保留一定的安全余量，这里选择如下二极管：

HER108 1000V/1A 75nS

#### 8.第八步：计算并选择合适的滤波电容

首先，根据下面的公式计算每路输出的纹波电流，并据此选择合适的滤波电容

$$I_{cl} = \frac{K_f * I_o}{\sqrt{3}}$$

于是，

$$I_{cl5} = 0.15 * 16 / 1.732 = 1.39A$$

$$I_{cl12} = 0.15 * 8 / 1.732 = 0.69A$$

$$I_{cl-12} = 0.15 * 0.6 / 1.732 = 0.05A$$

$$I_{cl3.3} = 0.15 * 10 / 1.732 = 0.87A$$

根据纹波电流的大小，考虑到温度的影响，应以 1.5-2 倍的电容量来选用电容，查电容的参数表（这里以威杰电子 YL Series 小型化高频低 ESR 电解电容为例），

电容纹波电流表 ( mA,Rms,120Hz,105°C )

$\mu F$	6.3(8)	10(13)	16(20)	25(32)	35(44)	50(63)	63(79)
10	-	-	37	56	70	100	105
22	-	56	70	120	130	135	150
33	-	58	130	150	175	230	265
47	-	120	190	230	250	285	351
100	185	225	260	300	390	475	630
220	300	390	470	550	740	810	870
330	390	445	555	740	935	990	1100
470	435	555	745	1040	1050	1490	1430
1000	625	1040	1180	1430	1650	1880	2110
2200	1300	1690	1950	2390	2550	2620	-
3300	1425	1870	2110	2550	-	-	-
4700	1880	2100	2550	2620	-	-	-

可知，使用两颗电解的情况下，最低规格应选用：

+5V: 1000uF/10V\*2

+12V: 470uF/16V\*2  
 +3.3V: 1000uF/10V\*2  
 -12V: 22uF/16V\*2

根据所选用的电容规格，查表得到对应的直流内阻，然后根据下式计算各路输出的电压纹波，并验证是否满足我们的要求：

$$\Delta V_o = \frac{I_o * K_f}{4C_o * F_s} + 2K_f * I_o * R_c$$

其中，Co 为滤波电容的总电容量，Rc 为滤波电容的总直流内阻  
 电容直流阻抗表 ( Ohm,100KHz,20°C )

Wv(sv) μF	6.3 (8)	10 (13)	16 (20)	25 (32)	35 (44)	50 (63)	63 (79)
0.47	-	-	-	-	-	6.30	6.30
1	-	-	-	-	-	4.00	4.00
2.2	-	-	-	-	-	2.80	2.80
3.3	-	-	-	-	-	2.40	2.40
4.7	-	-	-	-	-	2.40	2.40
10	-	-	5.20	2.90	2.80	2.00	1.90
22	-	2.90	2.80	2.00	1.50	1.30	0.80
33	-	2.80	2.00	1.56	1.30	0.80	0.61
47	-	1.44	1.36	1.30	0.80	0.70	0.56
100	1.10	0.60	0.50	0.35	0.25	0.17	0.14
220	0.70	0.35	0.25	0.156	0.114	0.076	0.070
330	0.35	0.25	0.156	0.114	0.076	0.065	0.055
470	0.25	0.156	0.114	0.076	0.065	0.055	0.050
1000	0.20	0.076	0.065	0.041	0.038	0.036	0.032
2200	0.13	0.041	0.038	0.036	0.034	0.032	-
3300	0.06	0.029	0.03	0.03	-	-	-
4700	0.036	0.034	0.026	0.024	-	-	-

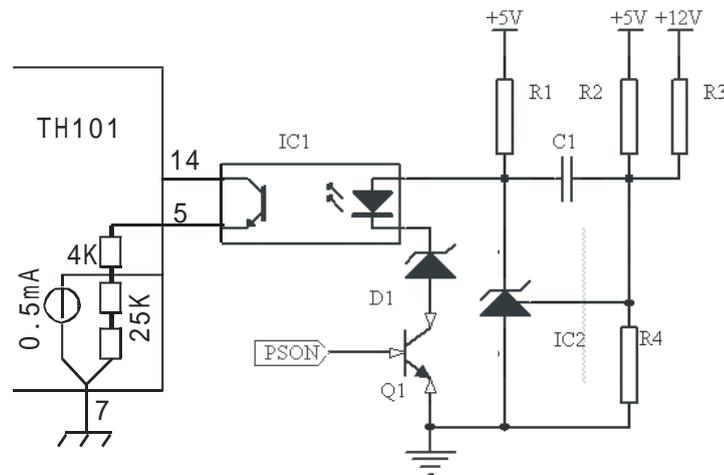
于是，可以得到每路输出的纹波电压的大小为：

输出通道	纹波电压 ( 计算值 )	纹波电压 ( 要求值 )	说明
+5V	0.186V	0.05V	
+12V	0.141V	0.12V	
-12V	0.129V	0.12V	
+3.3V	0.117V	0.05V	

由此可见，这时的纹波电压值和设计要求相差较大。从上面的纹波电压公式中可以看到，纹波电压的大小主要受到电容内阻的影响，因此必须设法进一步减小电容的内阻，从电容阻抗表可知，容量再增加，内阻降低的不明显，使用更多的电容并联将更有效，但这将占用大量的 PCB 空间。这时我们可以在输出端使用附加的 LC 滤波器。但等效串连的 LC 会在其转折频率点上出现特性翻转的现象，出现低频谐振，从而使电路变得不稳定或使控制带宽变窄，因此必须控制 LC 滤波器的转折频率不致过低，通常应将转折频率设定为开关频率的 10%-20%之间，在满足纹波电压要求的情况下尽量减小电感的感量。

### 9.第九步：反馈与控制电路的设计

TH101 的主通道开通门限电压是 2.87V,开启电流为 0.53mA (内部有一个 0.5mA 的下拉恒流源,参见 IC 内部框图),总阻抗是 29kO,控制电路图如下:



光藕这里选用常见的 PC817B,其 CTR (电流传输比)为 200% (130%-260%),电路开通时,对应光藕的 IF 最小为 0.53/1.3 = 0.4mA;在多数应用中,TL431 的最小阴极电压和电流应分别设定在 2.5V 和 1mA 以上,首先计算 D1 的取值,它必须满足以下条件:

$$V_{op} + V_{d1} + V_{q1sat} > 2.5V$$

其中,  $V_{op}$  为光藕二极管的正向电压,约为 1V,  $V_{d1}$  为上图中稳压管 D1 的额定击穿电压,  $V_{q1sat}$  为三极管 Q1 的 CE 饱和电压,约 0.1V

于是有,  $V_{d1} > 1.4V$  这里选用 2V, 1/2W 稳压二极管

因为 TH101 的控制方式为正向的,反馈电压越高占空比越大,所以 R1 必须满足整个调节范围的需要,TH101 的最大控制电压约为 8V,即光藕  $I_{ce}$  电流需至少在  $8/29 + 0.5 = 0.78mA$  以上,对应光藕的 IF 最小为  $0.78/1.3 = 0.6mA$ ,因此 R1 需满足以下条件:

$$\left( \frac{I_{ce}}{CTR} + 1 \right) * R1 < V_{o\_min} - V_{op} - V_{d1} - V_{q1sat}$$

其中,  $I_{ce}$  为最大控制电压时的光藕 CE 电流, CTR 为光藕的最小电流传输比,  $V_{o\_min}$  为最低输出电压值

于是有,  $R1 < 1kO$  考虑器件的误差与余量,这里取 750O

对于 R2, R3, R4 构成的电压反馈网络,我们作如下定义,

- 将环路电流  $I_f$  设定为 2mA,以尽可能减少 TL431 输入阻抗及频率补偿网络对取样电压的影响。
- 先设定 +5V, +12V 的取样比重各位 50%,再根据标称电阻进行小范围适当调整。

于是,

$R4 = V_{ref}/I_f = 2.495/2 = 1.2475kO$  这里选用 1.2 kO 的标称电阻, 1% 精度

$R2 = (V_{o5} - V_{ref}) / (V_{ref}/R4/2) = (5 - 2.495) / (2.495/1.2/2) = 2.4kO$ , 选 1% 精度

$R3 = (V_{o12} - V_{ref}) / (V_{ref}/R4 - (V_{o5} - V_{ref})/R2) = 11.5 kO$ , 选 1% 精度

### 以下进行+5VSB 电路的计算

#### 10.第十步：计算 SB 变压器初级电感量

首先，确定最大占空比

SB 电路采用反激式变换电路。为了减小双极型晶体管的电流存储时间的影响，这里选电路的工作模式为 DCM 不连续方式，为配合使用 E1300X 系列的开关管，应适当降低开关管的电压应力，这可以通过将低最大占空比 Dmax 来实现，但过多降低 Dmax 将使次级整流二极管的电压应力增大，这里选取最大占空比为 0.35，设计效率选为 75%。首先计算输入功率，根据下式：

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta}$$

于是， $P_{in} = 5.25 \times 1.8 / 0.75 = 12.6W$

这时，初级的电感量即可根据下式获得：

$$L_p = \frac{(V_{dc\_min} \cdot D_{max})^2}{2 \cdot P_{in} \cdot F_s}$$

其中， $F_s$  为开关频率，这里是 75KHz

于是， $L_p = (210.8 \times 0.35)^2 / (2 \times 12.6 \times 75000) \times 10^3 = 2.88mH$

#### 11.第十一步：选择合适的 SB 变压器磁心并计算初级的最少匝数

仍然使用 AP 法进行计算。对于反激式变换器，通过下式得到：

$$AP = \frac{P_{in}}{B_s \cdot \eta \cdot F_s \cdot K} \cdot 10^6$$

其中， $B_s$  为磁心饱和磁通密度，取 0.35-0.4T， $\eta$  为变压器的效率，取 0.8-0.9， $d$  为初级导线的电流密度，可先取一个较小的值，这里取  $2A/mm^2$ ， $K$  变压器的填充系数，取 0.2，于是，可以得到：

$$AP = 12.6 / (0.35 \times 0.8 \times 2 \times 75000 \times 0.2) \times 10^6 = 1500 \text{ mm}^2$$

查表，选用常见的 EEL19 磁心，其  $A_w = 110mm^2$   $A_e = 22.5mm^2$   $A_p = 2475mm^4$   
 $B_s = 0.40T$  无气隙的  $Al = 1250 \text{ nH/N}^2$

确定磁心后，即可根据初级的电感量与最大开关限制电流计算初级不饱和所必须的最少匝数。首先计算峰值开关电流  $I_{d\_max}$  和有效值开关电流  $I_{d\_rms}$ ，通过下式得到：

$$I_{d\_max} = \frac{P_{in}}{V_{dc\_min} \cdot D_{max}} + \frac{V_{dc\_min} \cdot D_{max}}{2 \cdot L_p \cdot F_s}$$

$$I_{d\_rms} = \sqrt{\left[ 3 \cdot \left( \frac{P_{in}}{V_{dc\_min} \cdot D_{max}} \right)^2 + \left( \frac{V_{dc\_min} \cdot D_{max}}{2 \cdot L_p \cdot F_s} \right)^2 \right] \cdot \frac{D_{max}}{3}}$$

于是， $I_{d\_max} = 0.34A$   $I_{d\_rms} = 0.12A$

考虑 10% 的电流误差，这里设定限制电流为

$I_{d\_limit} = 0.34 / 0.9 = 0.38A$  TH101 电流取样门限是 0.6V

于是，取样电阻

$R_s = 0.6 / 0.38 = 1.58\Omega$  这里取标称电阻  $1.5\Omega$ ，同时限制电流变为：

$I_{d\_limit} = 0.6 / 1.5 = 0.4A$  电阻功耗为  $P_{rs} = 0.4 \times 0.4 \times 1.5 = 0.24W$  选取 0.5W

根据下式得出变压器初级的最少匝数：

$$Np\_min = \frac{Lp * Id\_limit}{Bs * Ae} * 10^6$$

$$Np\_min = 2.88 * 10^{-3} * 0.4 / 0.40 / 22.5 * 10^6 = 128 \text{ TS}$$

12.第十二步：计算各个绕组的匝数并计算各自所需的最小铜线规格

首先，计算出变压器初级、次级的匝数比，根据下式：

$$n = \frac{Np}{Ns} = \frac{Vdc\_min * Dmax}{(1 - Dmax) * (Vo + Vf + VI)}$$

其中，Vo 为输出电压最大值 (5.25V)，Vf 为整流二极管正向电压，使用肖特基时为 0.5V，VI 为滤波电感的压降，约 0.1V

于是，

$$n = 210.8 * 0.35 / (1 - 0.35) / (5.25 + 0.5 + 0.1) = 19.4$$

于是，最少次级匝数，

$$Ns = Np / n = 128 / 19.4 = 6.6 \text{ TS} \text{ 上浮取整，} Ns = 7 \text{ TS} \text{ 这时，}$$

$$Np = Ns * n = 7 * 19.4 = 135.8 \text{ TS} \text{ 取整为 } Np = 136 \text{ TS}$$

TH101 需有一个独立的 Vcc 为其供电，因此需另加一路提供 Vcc 电压的反馈绕组，因为反馈电压会随着输出电流的增加而升高，所以必须将反馈绕组的电压设定在 TH101 的起始电压上，为 10V，避免输出大电流时 Vcc 超过 TH101 的保护电压。因此反馈绕组匝数等于：

$$Nf = (10 + 1) / (5 + 0.5) * 7 = 14 \text{ TS}$$

根据变压器初级匝数和电感量大小即可得到磁心的气隙宽度为：

$$Gap = 0.4 \quad Ae \left( \frac{Np^2}{Lp * 10^9} - \frac{1}{Al} \right)$$

于是，

$$Gap = 0.4 * 3.14 * 22.5 * [136^2 / (2.88 * 10^{-3} * 10^9 - 1 / 1250)] = 0.16 \text{ mm}$$

下面计算每个绕组所需的铜线规格，这里选取电流密度为 5A/mm<sup>2</sup> 进行，输出绕组使用多根铜线并联，以减小集肤效应。

首先需要计算出绕组的有效电流值

$$Io\_rms = Id\_rms \sqrt{\frac{1 - Dmax}{Dmax} * \frac{Vdc\_min * Dmax}{(1 - Dmax) * (Vo + Vf)}}$$

其中，Vo 为输出电压，Vf 为输出整流二极管正向压降，于是，

$$Io\_rms = 3.37 \text{ A}$$

反馈绕组电流较小，这里按 0.1A 进行计算

参考如下电流密度公式：

$$j = \frac{I\_rms}{Ply * \left( \frac{D^2}{4} \right)}$$

其中，Ply 为股数，D 为铜线线径

于是，选用铜线规格如下，

绕组	线径	股数	电流密度	说明
----	----	----	------	----

Np	f 0.25mm	1P	j=2.45A/mm <sup>2</sup>	
N5	f 0.50mm	4P	j=4.25A/mm <sup>2</sup>	
Nf	f 0.25mm	1P	j=2.04A/mm <sup>2</sup>	

下面，需要验证一下骨架能否绕完，首先计算总的铜线截面积  
每个绕组的铜线截面积和：

$$Ac_{(n)} = \frac{D_{(n)}^2}{4} 3.14 * Ply * N$$

其中，D 是第 n 个绕组的铜线直径，Ply 为股数，N 为匝数  
全部绕组的截面积之和即是总的铜线占用的面积大小，于是，  
总的铜线截面积：

$$Ac = 0.25^2/4 * 3.14 * 136 + 0.25^2/4 * 3.14 * 14 + 0.5^2/4 * 3.14 * 4 * 7$$

$$= 12.9\text{mm}^2$$

所需的窗口面积为：

$$Aw = \frac{Ac}{K}$$

其中，K 为填充系数，对于使用骨架的变压器，通常取 0.2 左右，于是，  
 $Aw = 12.9/0.2 = 64.5\text{mm}^2 < 110\text{mm}^2$  设计通过

### 13.第十三步：计算并选取合适的开关管和整流二极管参数

由如下公式得到开关管的最大峰值电压：

$$Vce\_max = Vdc\_max + \frac{Vdc\_min * Dmax}{(1 - Dmax)}$$

于是，

$$Vce\_max = 366.6 + 113.5 = 480\text{V}$$

而  $Id\_limit = 0.4\text{A}$

考虑到电感量变化时电流可能出现的一定程度的浪涌，实际选择的开关管电流应至少是  $Id\_limit$  的 2-3 倍大小，同时由于漏电感的作用，可能会在开关管上产生一定的电压尖峰，因此开关管的耐压应在  $Vce\_max$  的基础上再增加 10% 的余量，因此开关管应选用耐压 530V 电流 1A 以上的功率三极管，因为 TH101 的待机控制器在开关管关断期间将开关管的 be 结反偏，得以利用三极管的  $V_{CBO}$ ，因此，这里选取开关管为 E13003 TO126 其  $V_{CBO}$  为 700V， $I_c$  为 1.5A

再由如下公式得到输出整流二极管的最大反向电压与有效值电流：

$$Vrrm = Vo + \frac{Vdc\_max * (Vo + Vf) * (1 - Dmax)}{Vdc\_min * Dmax}$$

$$I_F = Id\_rms \sqrt{\frac{1 - Dmax}{Dmax} * \frac{Vdc\_min * Dmax}{(1 - Dmax) * (Vo + Vf)}}$$

于是，

$$Vrrm = 5.25 + 366.6 * (5.25 + 0.5) * (1 - 0.35) / 210.8 / 0.35 = 24\text{V Min}$$

$$I_{F5} = 0.12 * 1.36 * 20.6 = 3.36\text{A}$$

考虑一定的余量，这里选用 SB540 其  $V_{RRM} = 40\text{V}$   $I_F = 5\text{A}$

同理，Vcc 二极管反向电压为：

$$V_{rrmf}=10+366.6*(10+1)*(1-0.35)/210.8/0.35=46V$$

电流较小，按 0.1A，这里选用 1N4148，其  $V_{RRM}=75V$   $I_F=0.2A$

#### 14.第十四步：计算并选用合适的滤波电容

先计算电容的纹波电流大小，根据以下公式：

$$I_{cap\_rms} = \sqrt{I_F^2 - I_o^2}$$

其中， $I_F$  为输出的有效值电流， $I_o$  为输出的额定电流。于是，

$$I_{cap\_rms}=2.8A$$

查电容纹波电流表，可知应使用三只 1000uF/10V 并联，这时，纹波电压等于：

$$V_o = \frac{I_o * D_{max}}{C_o * F_s} + \frac{I_{d\_max} * V_{dc\_min} * D_{max} * R_c}{(V_o + V_f) * (1 - D_{max})}$$

$$V=0.17V$$

设计要求纹波电压为 0.05V，可见，这时的纹波电压值和设计要求相差较大。必须在输出端使用附加的 LC 滤波器。这仍必须控制 LC 滤波器的转折频率不致过低，避免等效串连的 LC 会在其转折频率点上出现特性翻转的现象，出现低频谐振，从而使电路变得不稳定或使控制带宽变窄，仍应将转折频率设定为开关频率的 10%-20%之间，在满足纹波电压要求的情况下尽量减小电感的感量。

#### 15.第十五步：计算 RCD 缓冲器的各自参数

缓冲器的功率损耗可由下式得到：

$$P_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{R_{sn}} = \frac{0.5 * L_k * I_{d\_max}^2 * F_s * V_{sn}}{V_{sn} - \frac{V_{dc\_min} * D_{max}}{1 - D_{max}}}$$

其中， $P_{sn}$  为缓冲器电阻的功耗， $V_{sn}$  为缓冲器电容上  $C_{sn}$  的电压，设为 130V， $R_{sn}$  为缓冲器电阻， $L_k$  为变压器初级的漏电感，设为 5uH。于是，

$$P_{sn}=0.5*5*10^{-6}*0.34^2*75000*130/(130-210.8*0.35/0.65)=0.17W \quad \text{于是，}$$

$$R_{sn}=130*130/0.17=99.4KO \quad \text{取标称电阻 } 100KO \quad \text{额定功率 } 1/2W$$

正常情况下的缓冲电容器  $C_{sn}$  上的电压纹波等于：

$$V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_{sn} * R_{sn} * F_s}$$

设允许缓冲器电容上的纹波电压为  $V_{sn}$  的 5%，于是，

$$C_{sn}=130/(130*0.05*100*1000*75*1000)=2.66 \text{ nF} \quad \text{取标称值 } 2.7nF \text{ 即 } 272/1KV$$

现在，需要重新计算以下在过载条件下的开关管最大电压应力情况，确认选择的开关管满足使用要求。过载条件下的最大缓冲电容器电压由下面的公式得到：

$$V_{sn\_max} = \frac{\frac{V_{dc\_max} * D_{max}}{1 - D_{max}} + \sqrt{\left(\frac{V_{dc\_max} * D_{max}}{1 - D_{max}}\right)^2 + 2 * R_{sn} * L_k * I_{d\_limit}^2 * F_s}}{2}$$

于是，

$$V_{sn\_max}=136V$$

这时，开关管上的最大电压应力为：

$$V_{ce\_max} = V_{dc\_max} + V_{sn\_max}$$

$$V_{ce\_max} = 366.6 + 135.6 = 502.2V$$

和前面的计算的开关管最大电压结果进行比较，取最大值，为不小于 502.2V，说明选择的开关管可以满足要求。

同样，缓冲二极管 D 的反向电压也必须大于 502.2V，考虑一定余量，这里选用 FR107。

下面简要介绍一下通华芯系列产品：

通华芯微电子有限公司是一间以技术见长的创新研发型公司，目前以开关电源 IC 为主，拥有多项国际发明专利，目标成为国际上最有竞争力的开关电源 IC 供应商。

其产品线目前有三个系列：

1. 涵盖 6W 以下小功率适配器的 AC/DC 控制器，内置功率三极管。  
规格书下载：TH202H.PDF
2. 应用于 18W 以下功率适配器的 AC/DC 控制器，可使用外置的经济型三极管作为开关管。

规格书下载：TH201.PDF

3. 应用于 PC 电源或类似结构的 AC/DC 控制器，集成有两个通道的控制器。

规格书下载：TH101.PDF

南京通华芯微电子有限公司

电话：025-83365687 传真：025-84871219

网站：www.njth.net Email: info@njth.net

- 图 3，虚线内为两组可选输出电压基准，选择 TL431 (U2、R5、R6、R7、R8、R9、C9) 基准精度较高和无需调校；选择稳压管 (Z1、RZ) 基准精度较低、但成本更低，调校 RZ 可采用成批稳压管分为几档，每档稳压管对应一个 RZ。

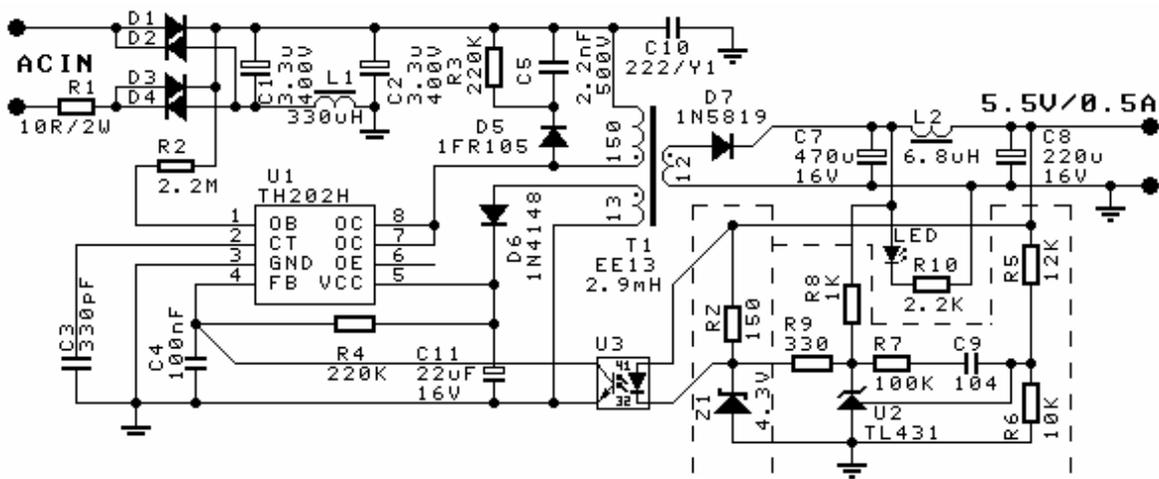


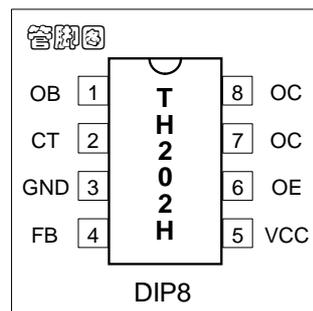
图 3、手机充电器

## 概述

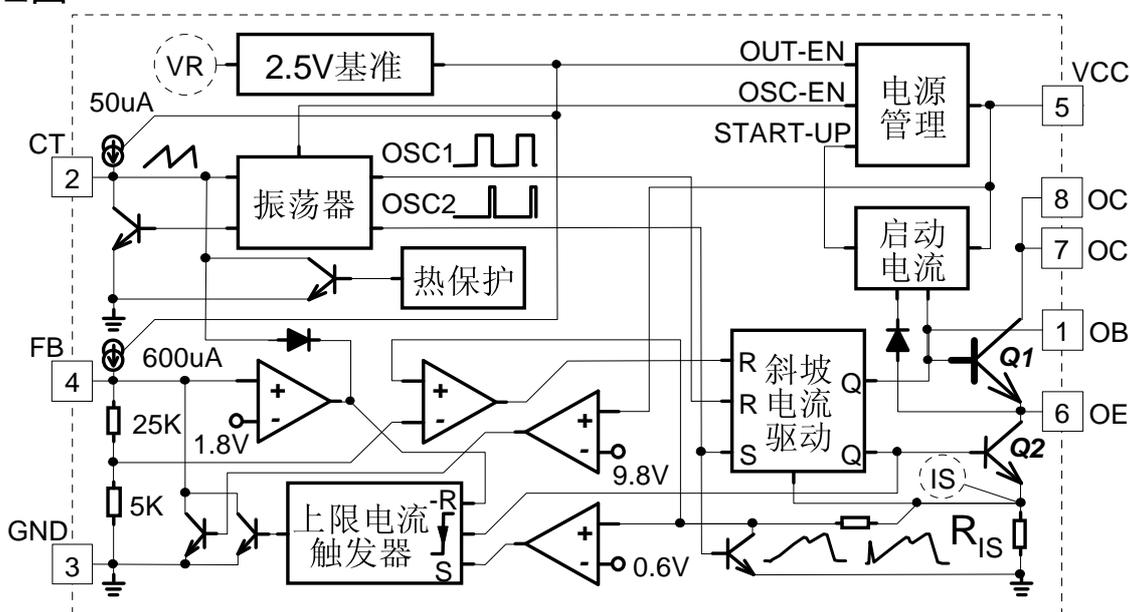
TH202H 采用专利技术防过载防饱和、能满足更高绿色环保标准的开关电源集成电路。适用于手机充电器等小于 4W 的开关电源设备。

## 特点

- 防过载防饱和专利技术设计，能及时防范过载、开关变压器饱和、输出短路等故障；
- 采用内置功率三极管为开关管；同时利用其放大作用完成启动，并将启动电阻的功耗减少 10 倍以上；
- 内置热保护电路、斜坡电流驱动电路；
- 无输出功率可小于 0.25W。



## 框图



## 管脚描述

管脚	符号	管脚描述
1	OB	功率管基极，和启动电流控制端
2	CT	振荡器 C 输入端
3	GND	接地端
4	FB	反馈输入端
5	VCC	正电源端
6	OE	功率管发射极，和启动电流输入端
7	OC	功率管集电极
8	OC	功率管集电极
片内测试脚	VR	2.5V 基准
片内测试脚	IS	功率管电流

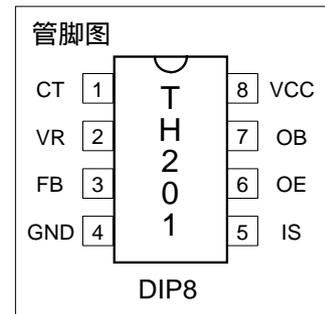
# TH201开关电源控制器集成电路

## 概述

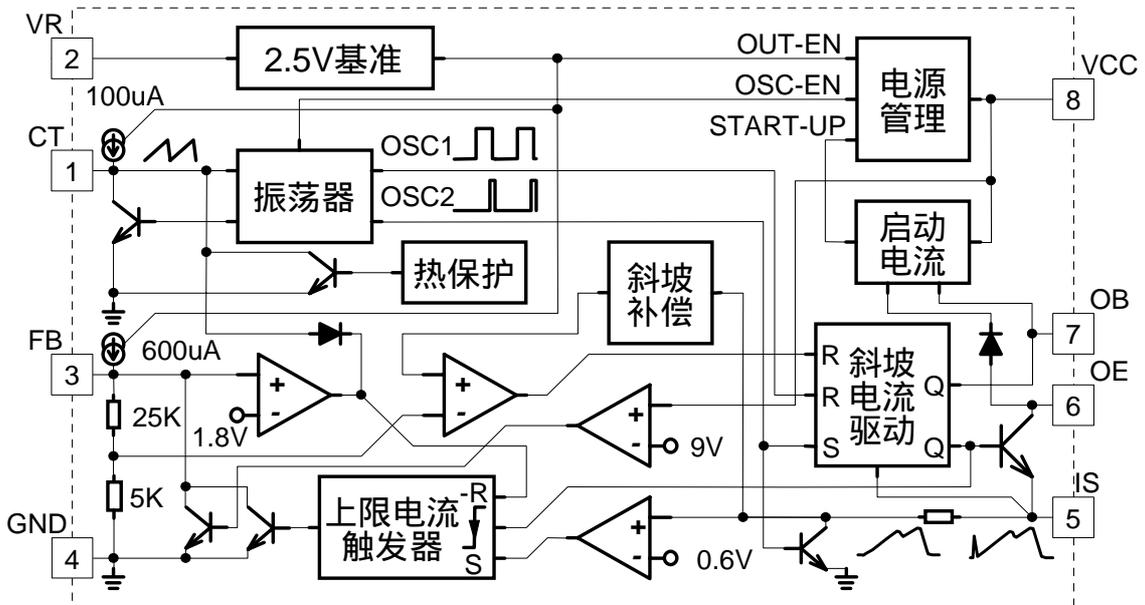
TH201 采用专利技术、双极工艺制造的、防过载防饱和、能满足更高绿色环保标准的开关电源控制器集成电路。广泛适用于需经济型开关电源的设备，如 DVD、机顶盒、传真机、打印机、LCD 显示器等。

## 特点

- 防过载防饱和专利技术设计，能及时防范过载、开关变压器饱和、输出短路等故障；
- 采用经济型三极管为开关管；同时利用其放大作用完成启动，并将启动电阻的功耗减少 10 倍以上；
- 内置斜坡补偿电路、热保护电路、斜坡电流驱动电路；
- 无输出功率可小于 0.3W。



## 框图



## 管脚描述

管脚	符号	管脚描述
1	CT	振荡器 C 输入端
2	VR	2.5V 基准输出端
3	FB	反馈输入端
4	GND	接地端
5	IS	功率管电流输入端
6	OE	功率管发射极驱动输出端，和启动电流输入端
7	OB	功率管基极驱动输出端，和启动电流控制端
8	VCC	正电源端

# TH201开关电源控制器集成电路

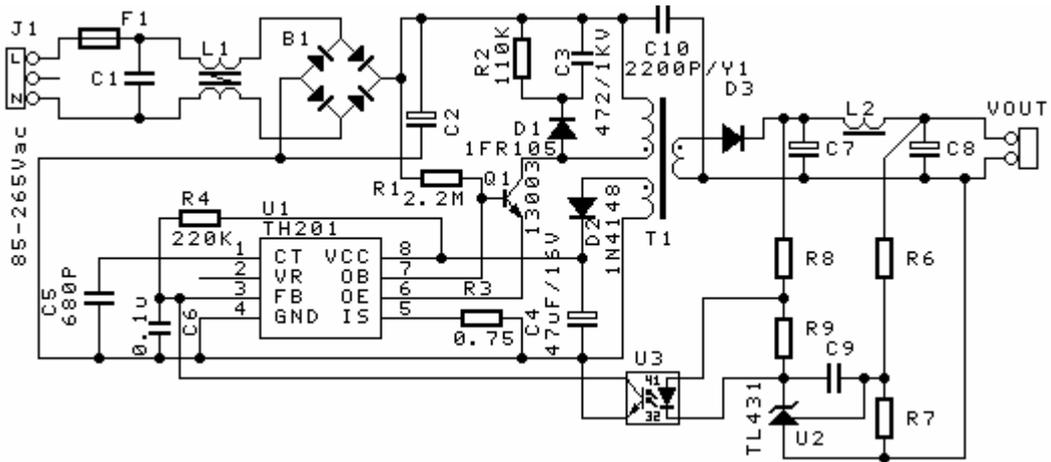


图 3、18W 开关电源

- 例二 (图 4), 宽压、峰值可达 18W 的 DVD 电源; 说 峰值可达 18W , 是因为 DVD 在启动等过程有短暂时间需较高功率, 其它时间也许只要 10W 以内, 因此可以考虑降低功率管 Q1 的散热要求, 甚至不用散热器。

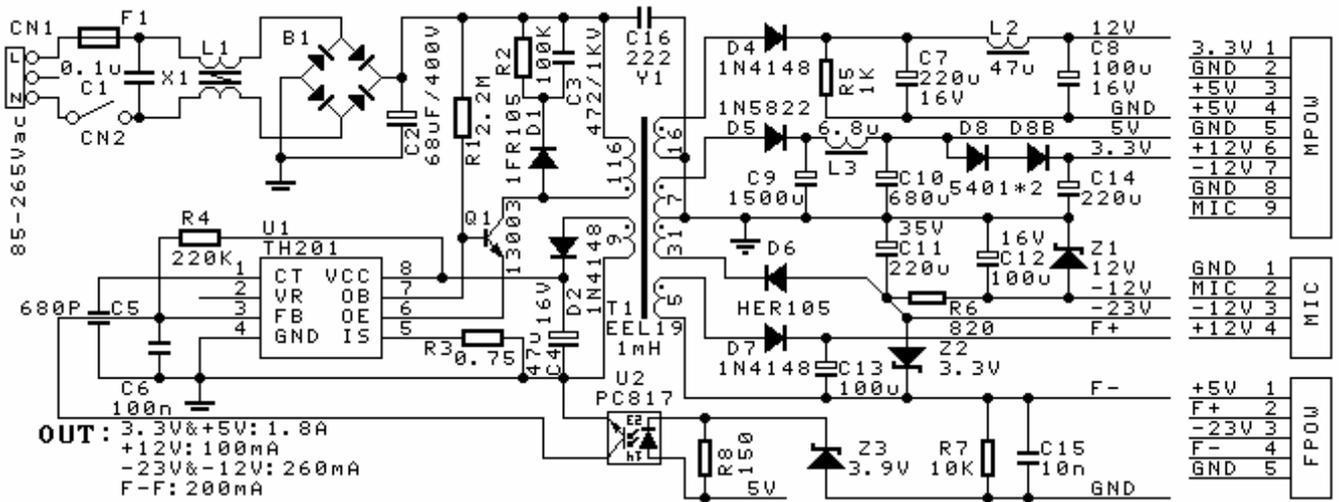


图 4、宽压、峰值可达 18W 的 DVD 电源



图 5、例 2, T1,EEL19,1mH 变压器结构