

# 基于 TOPSwitch 的反激变流器反馈电路的优化设计

作者：姜 勇， 谢晔源

摘 要：介绍了利用 TOPSwitch 构成的反激变流器，并从传递函数补偿的角度分析了反馈电路的设计方法。通过反馈电路结构和参数的调整，变流器的输出电压纹波大幅度减小，抗干扰性能得到了加强，效率有所提高。

关键词：单片开关电源；反激；反馈；传递函数

## 0 引言

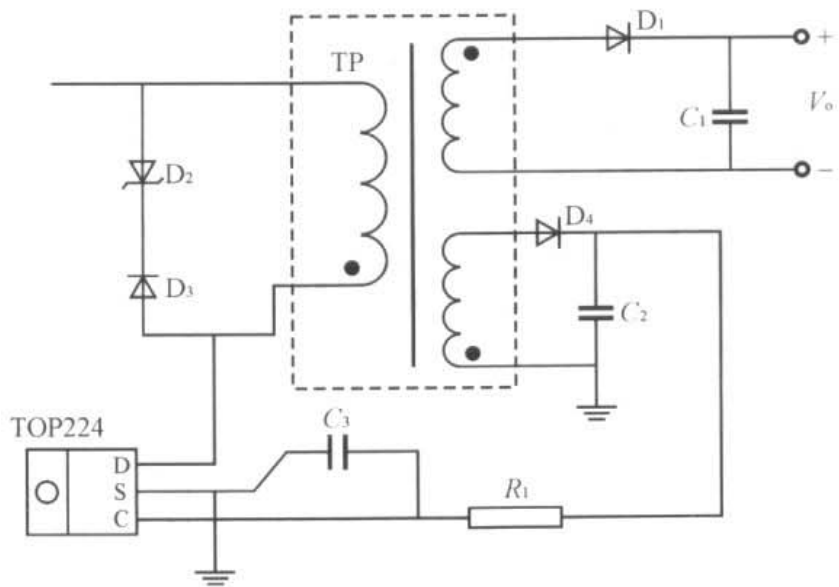
近年来，中小功率的开关电源向着单片集成化的方向发展。1997 年，美国功率集成公司 (Power Integration Inc, 简称 PI 公司) 推出三端单片电源 TOPSwitch-II 系列。该系列产品将 MOSFET 和控制电路集成在一起，不仅提高了电源效率，而且使电源的体积和重量大为减小。

由于 TOP 系列单片电源的集成度很高，外围电路十分简单，本文在试验的基础上分析并改进了反馈网络，验证了其对电路性能提高的有效性。

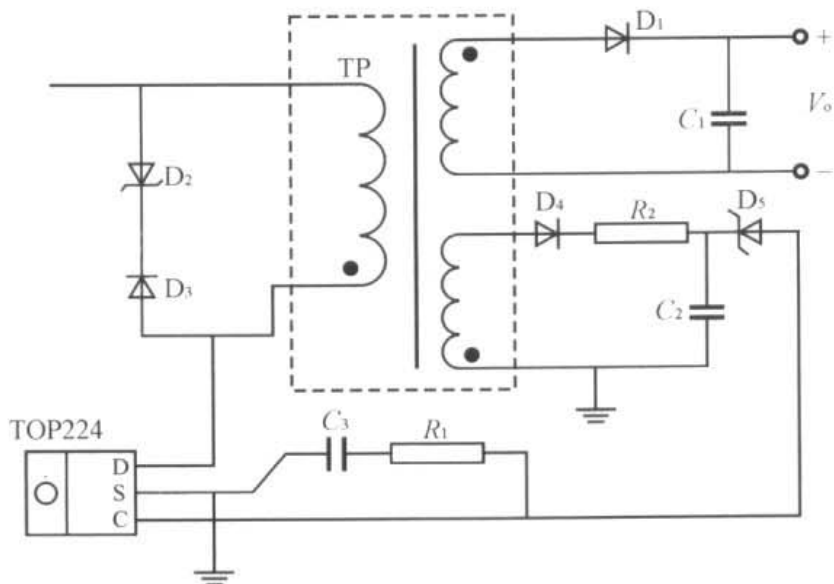
## 1 TOPSwitch 开关电源反馈电路设计

TOPSwitch 的外围电路主要分为输入整流滤波电路、钳位保护电路、高频变压器、输出整流滤波电路和反馈电路 5 部分。其中前 4 部分电路设计可以在 PI 公司的网站上找到专用的设计软件进行计算，电路的参数和器件型号都能满足 TOPSwitch 开关电源的需要。

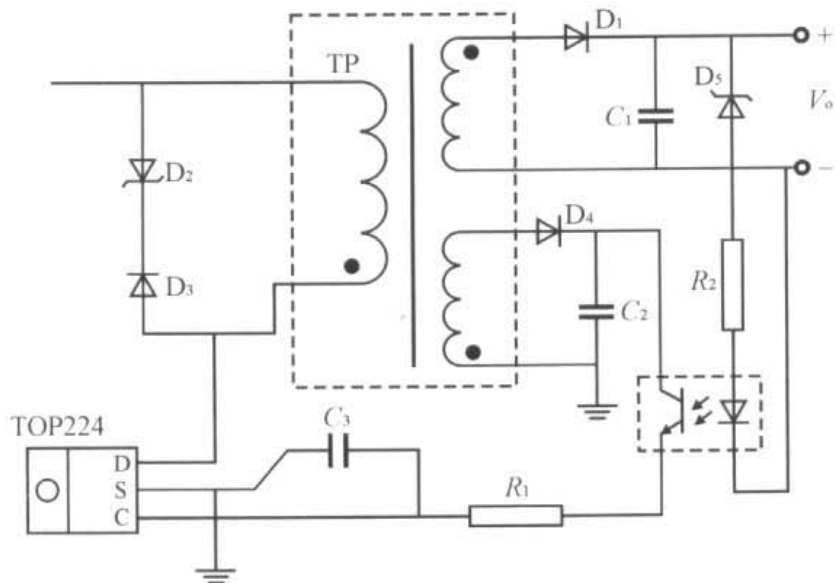
至于反馈电路，由于 PI 公司没有专用的工具，所以必须根据电路的实际情况进行设计。单片开关电源的反馈形式虽然有很多，但可以归结为图 1 所示的 4 种基本形式。其中图 1(a) 为基本反馈电路，电路简单但稳压性能较差，负载调整率只能达到  $S1=\pm 5\%$ ；图 1(b) 为改进型反馈电路，增加了一只稳压管 D5，可以使 S1 改善到  $\pm 2\%$ ；图 1(c) 为带稳压管的光耦反馈电路，相当于给 TOPSwitch 增加一级外部误差放大器，再与内部误差放大器配合使用，可以对输出电压进行调整，S1 可到达  $\pm 1\%$ ；图 1(d) 为带 TL431 的光耦反馈电路，用三端线性稳压管代替图 1(c) 中的稳压管 D5，从而对输出电压进行精细调整， $S1=\pm 0.2\%$ 。



(a) 基本反馈电路



(b) 改进型反馈电路



(c) 带稳压管的光耦反馈电路

设计开关电源时，一般根据实际技术要求选择合适的反馈电路，本文就图 1(d)的反馈形式进行分析。并给出较为实用的电路结构，图 2 是应用 TOP224 及精密反馈电路构成的反激变流器，交流通用输入(85~265V)，多路输出，要求主输出电压纹波在 0.5%以内，负载调整率  $S1=\pm 0.2\%$ 。

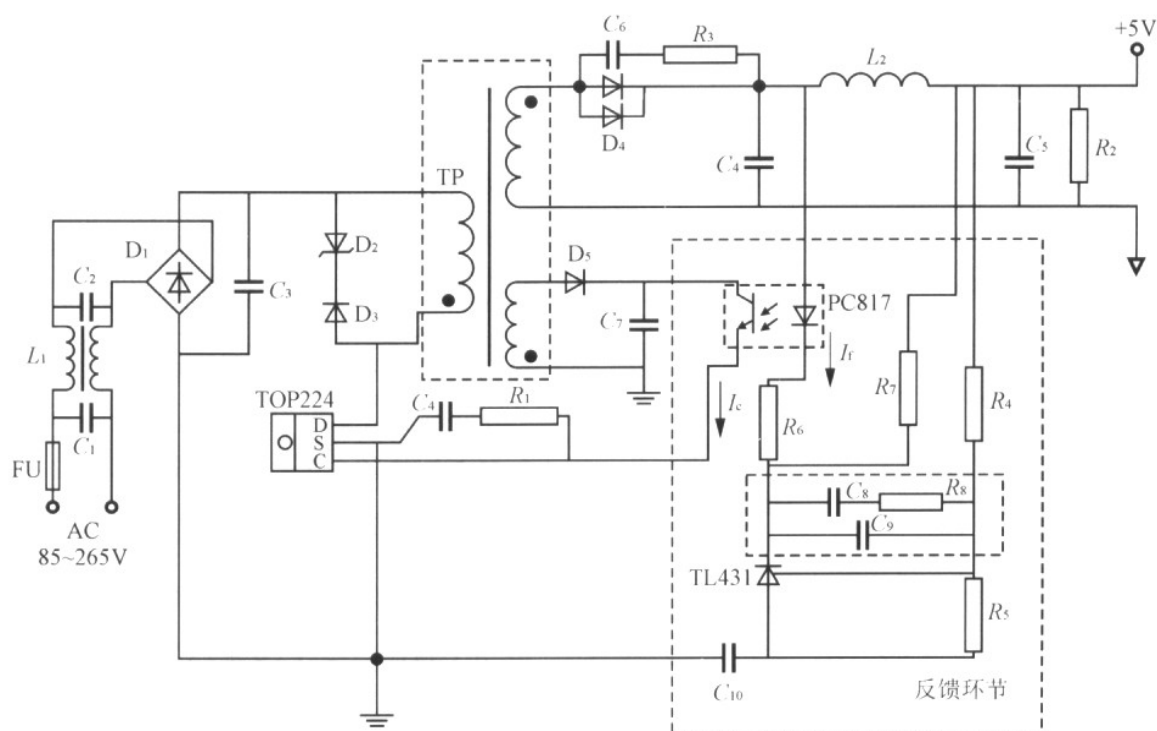


图 2 基于 TOP224 构成的精密反馈反激变流器

对于图 2 电路，主要就是要确定 R4、R5、R6 及 R7 的值。电路利用输出电压与 TL431 构成的误差比较器，通过光耦 PC817 线性关系的电流变化控制 TOPSwitch 的  $I_c$ ，从而改变 PWM 宽度，达到稳定输出电压的目的。从 TOPSwitch 的流入控制脚 C 的电流  $I_r$  与占空比 D 成反比关系，如图 3 所示。

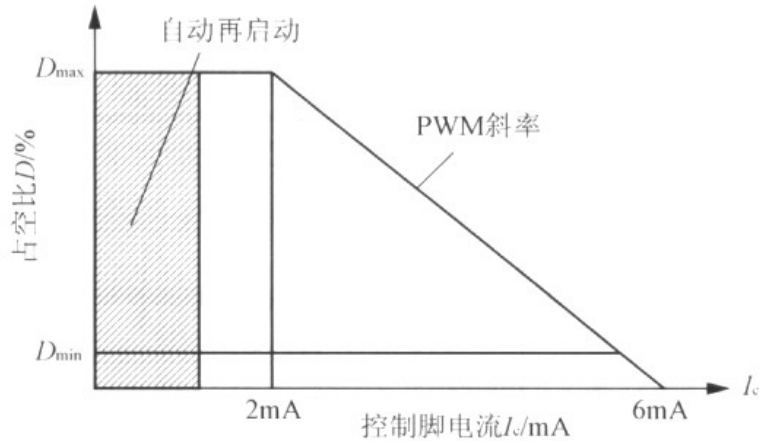


图 3 TOPSwitch 占空比与控制电流的关系

为使 PWM 线性调节，控制脚电流  $I_r$  应在  $2\sim 6\text{mA}$  之间，而  $I_c$  是受光耦二极管电流  $I_f$  控制的，由于光耦 PC817 是线性光耦，二极管正向电流  $I_f$  在  $3\text{mA}$  左右时，三极管的集射电流  $I_{ce}$  在  $4\text{mA}$  左右，而且集射电压  $V_{ce}$  在很宽的范围内线性变化。因此确定选 PC817 二极管正向电流  $I_f$  为  $3\text{mA}$ 。

从 TL431 的技术参数知， $V_{ka}$  在  $2.5\sim 37\text{V}$  变化时， $I_{ka}$  可以在  $1\sim 100\text{mA}$  内大范围变化，一般选  $20\text{mA}$  即可，既可以稳定工作，又能提供一部分死负载。

由以上分析，可以得到一组关系式，有

$$\begin{cases} I_f = 3\text{mA}, I_{ka} = 20\text{mA}, V_f = 1.2\text{V} \\ \text{令 } R_6 = 470\Omega \\ V_o = (1 + R_4/R_5)V_R \\ R_7 = \frac{V_{R7}}{I_{R7}} = \frac{I_f \times R_6 + V_f}{I_{ka} - I_f} \end{cases} \quad (1)$$

式中： $V_f$  是 PC817 二极管压降；

$V_R$  是 TL431 参考端电压；

$V_c$  是输出电压。

根据以上计算得到： $R_4=10\text{k}\Omega$ 、 $R_5=10\text{k}$ 、 $R_6=470\Omega$ 、 $R_7=150\Omega$ 。

使用以上参数构成的反激变流器，由于高频变压器漏感的存在以及 PCB 的布局不够合理，使得输出电压纹波较大，达到  $150\text{mV}(=3\%)$ ，所以必须对控制电路进行改进，进一步提高控制环路的增益和带宽，改善电路的瞬态响应，以降低输出纹波。

TOPSwitch 的控制函数有两个极点，第一个极点频率为  $7\text{kHz}$ ，它是由内部阻容元件构成

的低通滤波器决定的，其截止频率为 7kHz，能滤掉开关噪声电压，而对误差电压只产生很小的相移。第二个极点频率为 1.7kHz，是由自动重新启动电容 C8(47μF)和控制端动态阻抗 Z<sub>c</sub> 决定的，该极点适用于开关电源在不连续模式且占空比 D<50%情况下。

反激变换器的控制框图如图 4 所示。在设计反馈网络前，假设 PC817 的电流传输比 CTR=100%，而且因为 TOPSwitch 的控制是电流模式，所以 PC817 构成的传递环节不影响整个系统的频率响向应，令 K<sub>ea</sub>=1，并且所有设计采样点在输出的小 LC 滤波环节之前。此时，开环传递函数为 V1 为

$$G(s) = K_{\text{mod}} K_{\text{pwr}} K_{\text{fb}}$$

$$= 1 \times \frac{V_1(1 + s/\omega_{z1})(1 - s/\omega_{z2})}{(1 - D)^2 s / (\omega_0 Q)} \times \frac{1}{2} \quad (2)$$

式中： $\omega_{z1} = 1/R_c C$ ;

$$\omega_{z2} = \frac{(1 - D)^2 R_L}{DL};$$

$$\omega_0 = \frac{1 - D}{\sqrt{LC}};$$

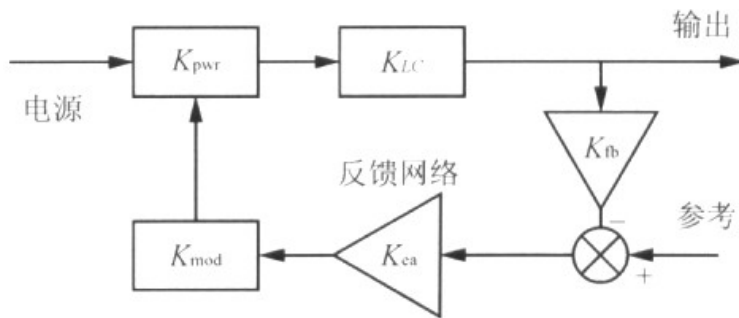


图 4 反激变流器控制框图

图中： $K_{pwr}$  为反激变换器等效传递函数

$K_{LC}$  为输出滤波电路传递函数

$K_{fb}$  为输出电压取样传递函数

$K_{ea}$  为反馈电路传递函数

$K_{emod}$  为 PWM 调制等效传递函数

$$Q = \frac{(1-D)R_L}{\sqrt{L/C}};$$

V1 折算到低压侧的原边直流电压；

RL 为负载电阻；

L 为高频变压器次级电感。

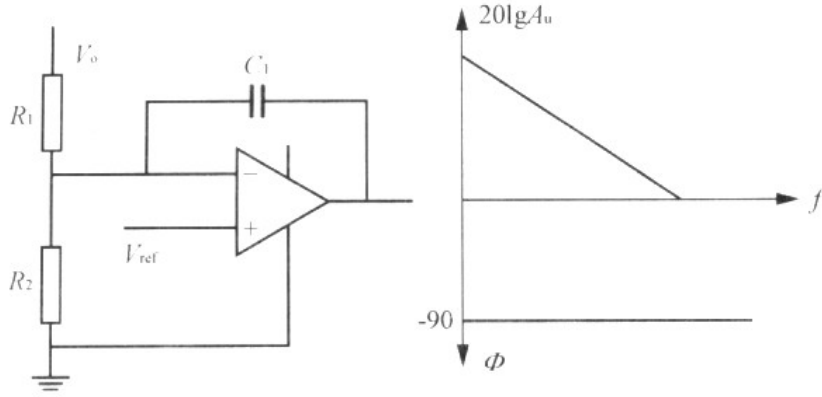
代入电路参数得

$$G(s) = 20 \frac{[1 + s/(33 \times 10^3)] [1 - s/(49 \times 10^3)]}{1 + s/(14 \times 10^3)}$$

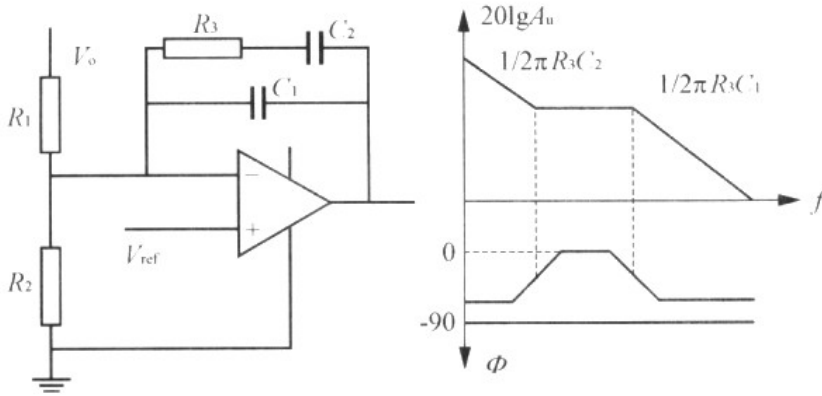
TOPSwitch 的开关频率为 100 kHz，为了避免其引起过多的相移，一般取带宽为其频率的 1/4—1/5，我们取 1/5 为 20kHz。则此时的相位  $\varphi = \arctan(20/33) - \arctan(20/14) - \arctan(20/49) = -46^\circ$

如果用单极点补偿[如图 5(a)所示]，则带宽处的相位裕度为  $180 - 90 - 46 = 43^\circ$ ，比工程上一般要求的  $45^\circ$  偏小，所以采用双极点补偿形式来提升相位裕度。图 5(b)具有两个极点和一个零点，把第一个极点设定在原点，第一个零点一般在带宽的 1/8 左右，这样在带宽处提升相位  $10^\circ$  左右，此零点越低，相位提升越明显，但太低了就降低了低频增益，使输出

调整率降低，这里取 2kHz。第二个极点的选取一般是用来抵消右半平面零点(一般由输出电容的 ESR 引起)的增益升高，保证增益裕度，使带宽处保持 -20db / 10decade 的形状，这里取极点频率 50kHz，如图 6 所示。



(a) 单极点补偿



(b) 双极点补偿

图 5 两种补偿形式及其频率响应

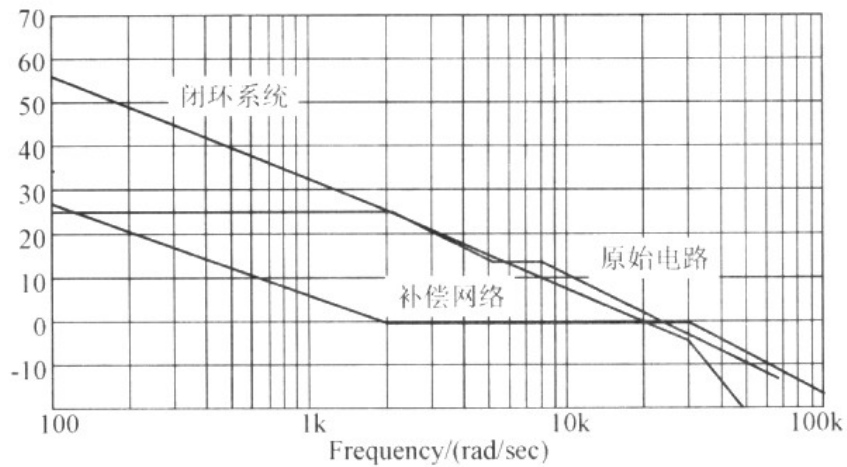


图 6 极点补偿的频率响应

补偿网络通频带增益  $A_d=0$ ，所以有  $R_3 / R_1=1$ ，对应图 2 中， $R_8=R_4=10k\Omega$ 。又有  $f_{z1}=2kHz$ ， $f_{p2}=50kHz$ ，

$$\begin{cases} f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} = \frac{1}{2\pi 10 \times 10^3 C_2} = 2kHz \\ f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} = \frac{1}{2\pi 10 \times 10^3 C_1} = 50kHz \end{cases}$$

得到  $C_1=318pF$ ， $C_2=8nF$ 。对应图 2 中  $C_9=318pF$ ， $C_8=8nF$ 。

此时带宽处的相位裕度为  $180 - 90 + 10 - 46=54^\circ$ ，满足工程上的要求。在低于  $0dB$  带宽后，曲线为一  $40dB / decade$ ，这样增益迅速上升，低频部分增益很高，使电源输出的直流部分误差非常小，并且有很好的负载调整率和电压调整率。

## 2 实验结果

按以上分析得到的参数设计了一款反激变流器电路，单片开关电源选用 TOP224Y，总功率  $45W$ ，输出  $+5V(6A)$ ， $\pm 15V(1A)$ ，图 7、图 8 为实测波形。输出电压纹波为  $20mV(=0.4\%)$ ，电压调整率  $SV < 10mV (< 0.2\%)$ ，负载调整率  $S1=10mV(=0.2\%)$ ，效率达到  $80\%$ 。



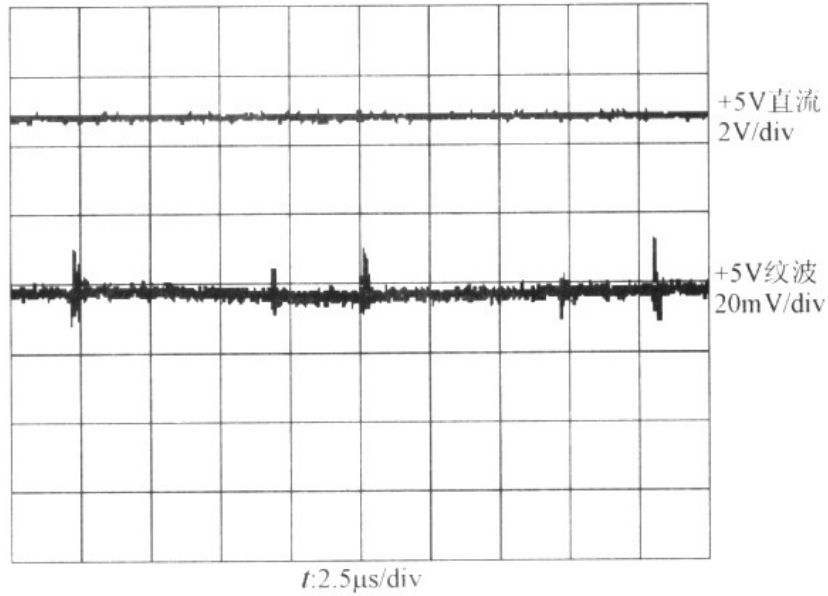


图 7 +5V 输出直流电压及纹波(主输出)

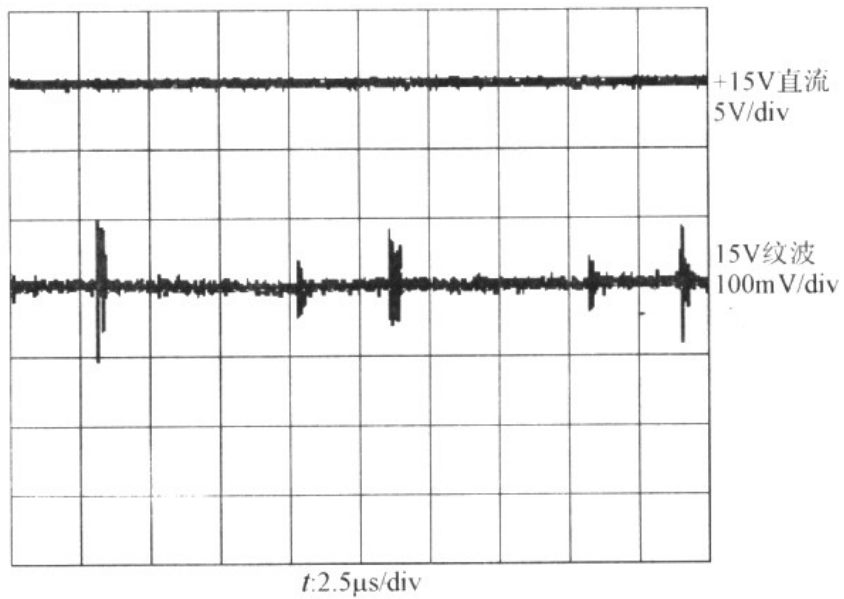


图 8 +15V 输出直流电压及纹波(7815 稳压)

### 3 结语

本文通过分析反激变流器的传递函数，设计出一种较好的补偿网络，并给出一些主要的参数的计算方法。针对实验电路，可以发现应用新的补偿网络，输出电压纹波得到很大改善，抗干扰性能得到提高，而且电源效率有一定改善。