

# 基于 UC3842 的单端反激式开关电源的研究与应用

王海光, 尹斌, 向东

( 河海大学电气工程学院, 南京, 210098 )

**摘要:** 文中介绍了电流型控制芯片 UC3842 及其典型的外围电路, 主要讨论了在工程应用中反激式变压器的设计, 给出了具体电路的实验结果。

**关键词:** UC3842; 反激式变压器; 开关电源

UC3842 是高性能固定频率电流模式控制器, 专为离线式和 DC-DC 直流变换器应用而设计, 为设计人员提供只需最少外部元件就能获得成本效益高的解决方案。具有可微调的振荡器, 能进行精确的占空比控制, 温度补偿的参考, 高增益误差放大器, 电流取样比较器和大电流图腾柱式输出, 是驱动功率 MOSFET 的理想器件<sup>[1]</sup>。

## 1. UC3842 的应用电路及其工作原理

随着电力电子器件的飞速发展, 开关电源正向着小型化, 轻量化, 集成化的方向发展。本文设计的基于 UC3842 的单端反激式开关稳压电源显示出了巨大的优势。

电流型脉宽调制器 UC3842 的主要优点: 单端输出, 可直接驱动双极型功率管或场效应管; 管脚数量少, 外围电路简单; 电压调整率可达 0.01%; 工作频率更可高达 500 kHz; 启动电流小于 1 mA, 正常工作电流为 12 mA; 欠压锁定, 带滞后; 锁存脉宽调制, 可逐周限流; 并可利用高频变压器实现与电网隔离。它适用于无工频变压器的低于 250w 的小功率开关电源, 其工作温度为 0~+70℃, 最高输入电压为 36 V, 具有最大电流为 1 A 的拉、灌输出电流<sup>[1][2][3]</sup>。

其内部参考如图 (1) 所示:

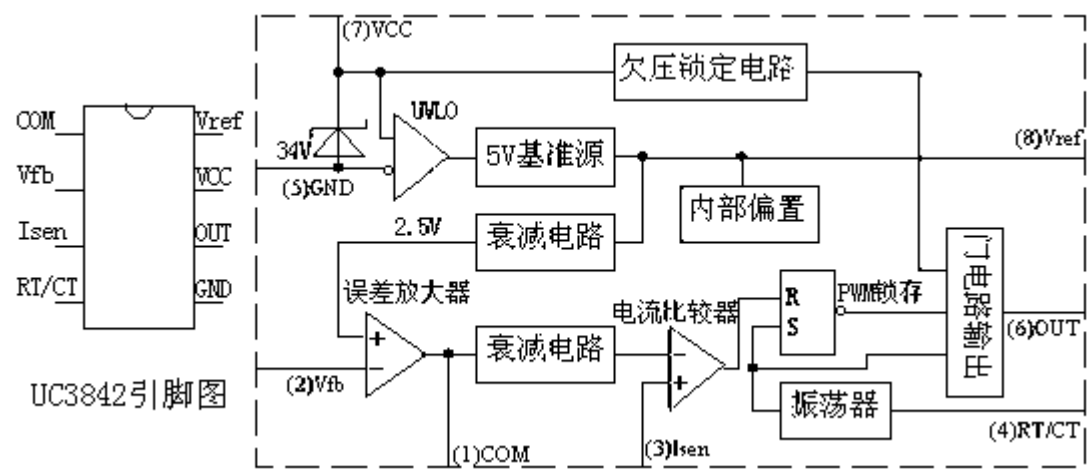


图 1 UC3842 内部结构图<sup>[3]</sup>

本文设计的是 220V/1A 的单端反激式开关稳压电源。主电路结构如图 (2) 所示:

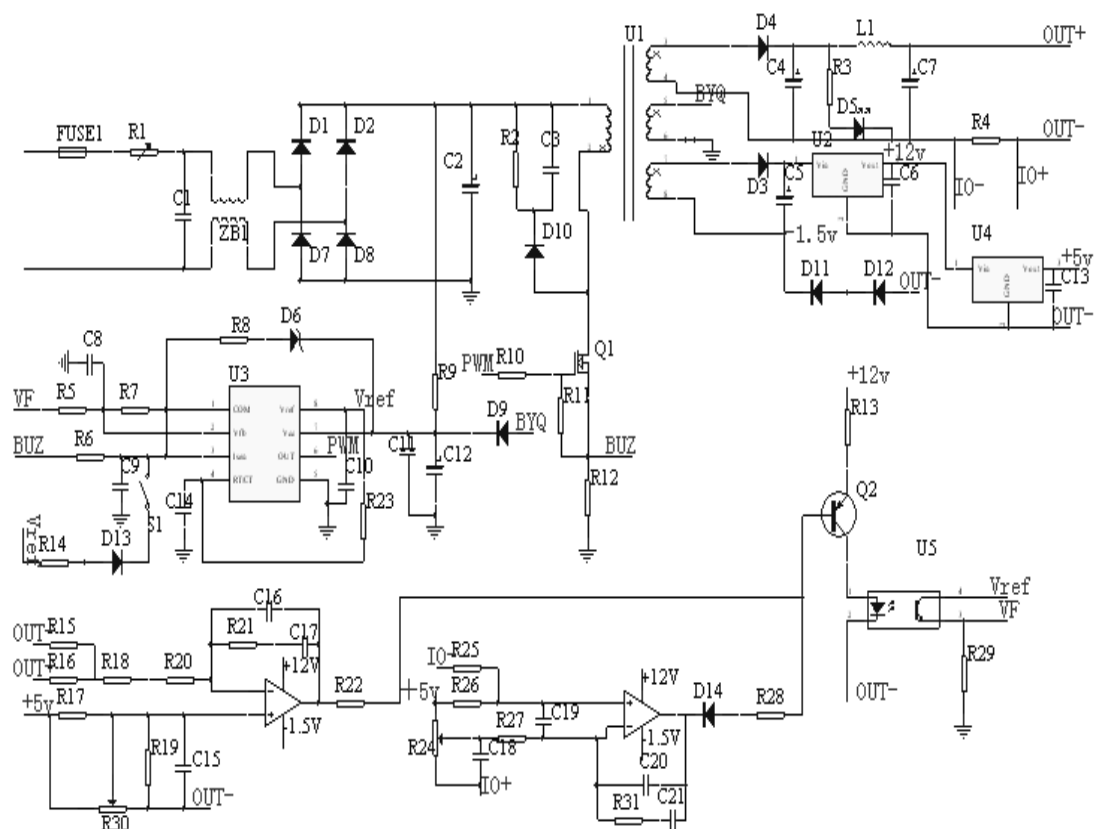


图 2 电路原理图

### 简要介绍其工作原理:

本电路由三个部分组成：主电路，控制电路和保护电路。其中，主电路采用的是单端反激式电路，它是升降压变换器的推演并加隔离变压器而得，此电路的优点是：电路简单，能高效提供直流输出，且它是所有电路拓扑中输入电压范围最宽的，这对于输入环境恶劣的负载是比较好的。它的缺点是：输出纹波较大。但这可以通过在输出端增加一级 LC 滤波器来减小纹波。这种电路通常适合应用在输出功率在 250W 以下，电压和负载调整率在 5%—8% 左右的电路中。反激式电路也有电流连续和电流断续两种模式，但值得注意的是反激式电路工作于电流连续模式下会显著降低磁心的利用率，所以在实际使用中应尽量使该电路工作在电流断续模式下。

控制电路是开关电源的核心部分，控制的好坏直接影响电路的整体性能，在这个电路中采用的是以 UC3842 为核心的峰值电流型双闭环控制模式。即在输出电压闭环的控制系统中增加直接或间接的电流反馈控制。电流模式控制可以使系统的稳定性增强，稳定域扩大，改善系统的动态性能，消除了输出电压中由输入电压引入的低频纹波。值得注意的是，本电路所用的电流内环仍是 UC3842 内部的电流环，而电压外环则采用的是 1:1 的比例环，把真正的电压负反馈网络放到了误差放大器 LM358 的反相端，通过光隔离后送到 UC3842 的反相端从而调节占空比的。

保护电路是开关电源中必不可少的补充，在这个电路中引入了输入过流保护、输出过流保护、输出过压保护、过热保护等。输入过流保护是通过在原边引入取样电阻 R6，接到 UC3842



反激式变换器工作于电流断续模式下，其副边整流二极管的反向恢复电流几乎为零，那么它作用在功率开关管上的电流尖峰将大大减小，所以原副边的损耗也将大大减小，实际中可以提高 6 个百分点。所以可以把效率设定为 0.9。

$P_{out(est)} = P_{out} / \eta = 260 / 0.9 = 288.8\text{W}$ ，可以根据传输功率与磁心尺寸大小的关系来确定磁心型号，参考图（3）所示，选定磁心型号为 EE55。

（2） 计算平均电流

$$I_{in(op)} = P_{in} / V_{in(nom)} = 288.8 / (220 \times 1.4) = 0.93\text{A}$$

式中， $V_{in(nom)}$  是输入电压平均值

根据设计要求选取电流密度为  $4\text{A}/\text{mm}^2$ ，参考这个电流值，一次绕组的绕线选取线径为  $0.41\text{mm}$  的绕线 4 股。

（3） 计算峰值电流

$$I_{pk} = 5.5P_{out} / V_{in(min)} = 5.5 \times 288.8 / (220 \times (1-20\%) \times 1.3) \approx 6.9\text{A}$$

式中， $V_{in(min)}$  是输入电压最小值

选取工作频率  $f_s = 25\text{KHz}$

（4） 计算原边电感

$$L_{pri} = V_{in(min)} / f_s I_{pk} = 228 / (25000 \times 6.9) \approx 1.3\text{mH}$$

（5） 计算出气隙长度

$$l_{gap} = \frac{0.4\pi L_{pri} I_{pk}^2}{A_e \Delta B_{ac}^2} * 10^{-6} = \frac{0.4 * 3.14 * 0.0013 * 6.9^2}{0.234^2 * 0.000354} * 10^{-6} \approx 4010.5 * 10^{-6} \text{m} \approx 0.004\text{m}$$

式中， $A_e$  是有效磁心面积

$\Delta B_{ac}$  是最大磁通密度

已知，EE55 中心磁路有效面积为  $A_e = 354\text{mm}^2$ ，在 100 度时的饱和磁感应强度是  $360\text{mT}$

工作于  $25\text{KHz}$  时为 65% 的饱和值： $\Delta B_{ac} = 360 \times 0.65 = 234\text{mT}$

（6） 计算原副边的匝数

$$N_{pri} = \frac{B_{max}}{0.4\pi L_{pri} I_{gap}} = \frac{0.234}{0.4 * 3.14 * 1.3 * 0.004} \approx 36$$

$$N_{sec} = \frac{N_{pri} (V_{out} + V_{fwd})(1 - \partial_{max})}{V_{in(min)} \partial_{max}} \approx \frac{36 * (260 + 0.5) * 0.5}{228 * 0.5} \approx 41$$

其中,  $\partial_{\max}$  是最大占空比, 对反激式电路来说一般取 50%

$V_{fvd}$  是整流二极管的正向压降, 一般取 0.5v

## b) 改进的反激式变压器设计<sup>[1]</sup>

上述的这种变压器设计方法计算过于繁琐, 计算出来的参数存在偏差。另外, 在磁心大小, 原边电感, 气隙大小, 原边线圈匝数的选择, 以及在磁心内直流成分和交流成分之间的相互影响等问题都要在设计中细致考虑。

### (1) 选择磁心大小

此电路要求输出 220V/1A, 即要求输出功率为  $P_{out}=220W$ , 那么变压器的磁心吞吐量为

$P_{out(est)} = P_{out} / \eta = 260W / 0.9 = 288.8W$ , 从图 (3) 可以看到反激式变换器工作在 280W 左右的可以选择 EE55 磁心。

### (2) 计算 $t_{on}$

$$D_{\max} = \frac{t_{on}}{T_s} = 0.5, \text{ 工作频率为 } 25\text{KHz}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 40\mu s$$

$$t_{on} = D_{\max} T_s = 0.5 \times 40 = 20\mu s$$

### (3) 计算最低直流输入电压

$$V_s = 220 \times (1 - 20\%) \times 1.3 = 228V$$

### (4) 计算原边匝数

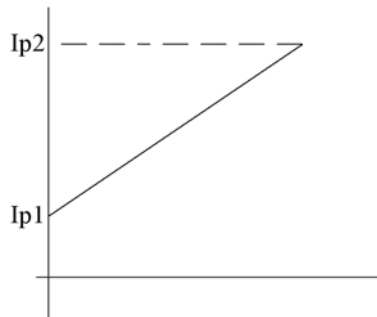
$$N_p = \frac{V_s t_{on}}{\Delta B_{ac} \cdot A_e} = \frac{228 \cdot 20}{0.234 \cdot 354} \approx 55 \text{ 匝}$$

### (5) 计算副边匝数

$$\text{原边绕组每匝伏数} = \frac{V_s}{N_p} = \frac{228}{55} = 4.145$$

$$\text{副边绕组匝数 } N_s = \frac{260}{4.145} \approx 63 \text{ 匝}$$

### (6) 确定磁心气隙的大小



如果电路工作于很强的电流连续模式下，会使大多数铁磁物质产生磁饱和，所以需要选取一个合适的原边电感值使得

$$I_{p2} = 3I_{p1} \quad (1)$$

它的峰值电流大小适中，工作中噪声较小，效率也合理。

根据式

$$\frac{1}{2} * (I_{p1} + I_{p2}) * D_{max} * V_s = P_{out} / \eta \quad (2)$$

$$L_p = \frac{V_s * D_{max}}{\Delta I * f_s} \quad (3)$$

由上述3式可以得到原边电感值，计算结果如下： $I_{p1} = 1.27A$ ， $I_{p2} = 3.81A$ ， $\Delta I = 3.81 - 1.27 = 2.54A$ ， $L_p = \frac{228 * 0.5}{2.54 * 40000} = 1.1mH$ ，在计算出原边匝数  $N_p$  和原边电感  $L_p$  的条件下，可以通过增大气隙来满足这两个条件了。

对于反激式变压器来说，大的气隙，会带来很大好处。首先气隙对于反激式变压器来说非常重要的，从 B/H 磁滞回线可以看到在有气隙时，可工作的磁场强度 H 明显增大，剩余磁感应强度明显减小。而且在负载由轻变重的过程中，电感电流一般都要从断续向连续过渡，而在电感电流连续的工作方式中，变压器磁心线圈存在直流分量，气隙对防止磁心饱和是有效的，所以不加气隙是绝对不行的。另外，在低于 60KHz 频率使用铁氧体材料时，以上的设计方法在选定磁心大小后，电感最大值和变压器损耗最小值是一致的，所以把变压器设计的电感值大，又要以电流断续方式运行，则刚好合适。如果要以电流连续方式运行，根据式

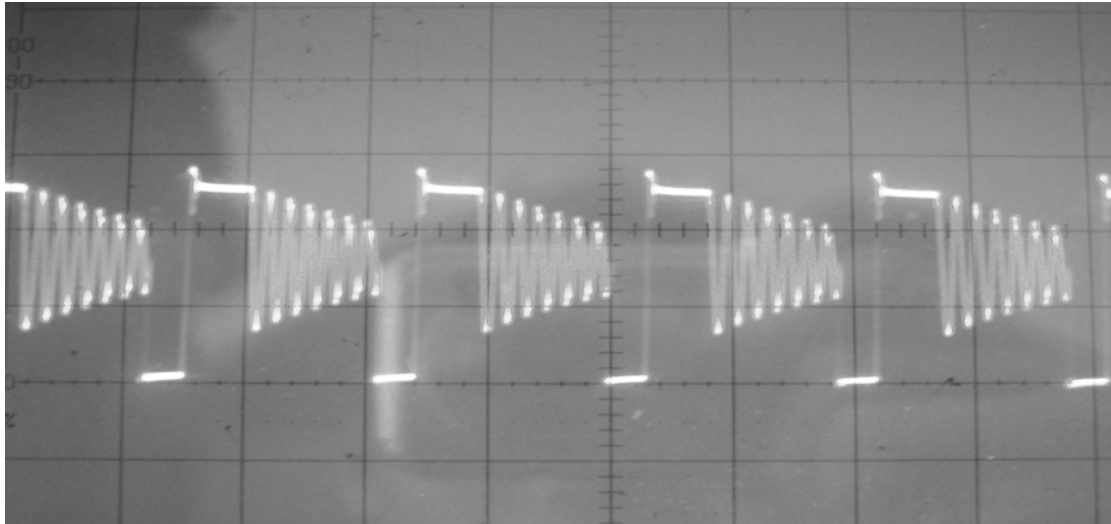
$$\frac{L}{RT_s} \leq \frac{(1-D)^2}{2} \quad (\text{电流断续工作条件})^{[3]}$$

式中，L 是变压器原边电感量，R 表示负载， $T_s$

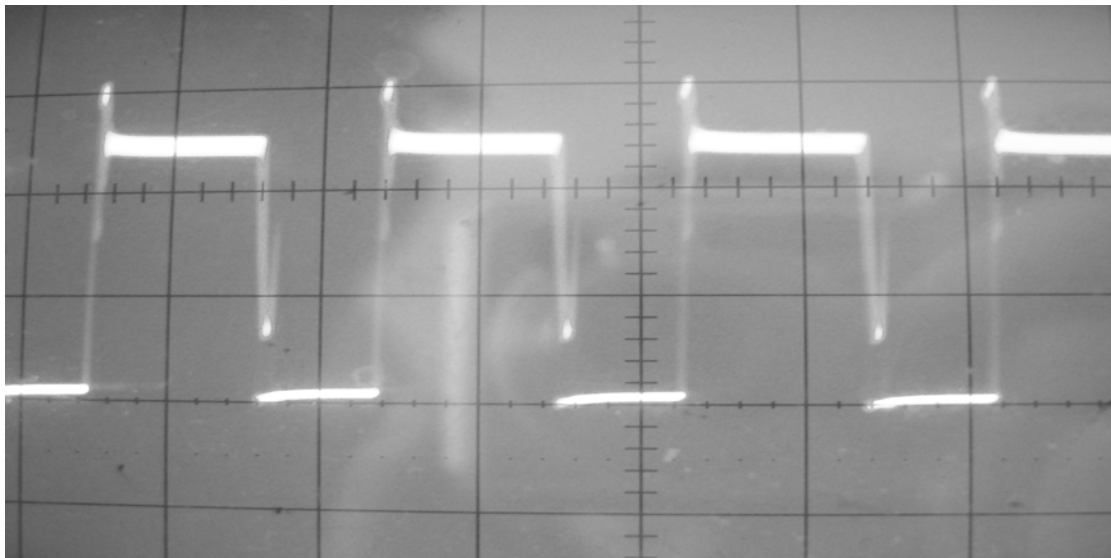
表示开关周期。从式中可以看到，可以通过增大磁心气隙来降低电感值来达到目的，而不会偏离变压器设计。

### 3. 实验结果及小结

在输出 220V/0.2A 时的波形：



在输出 220V/1A 时的波形:



从波形上可以看到,在轻载到重载的负载条件过渡中,所设计的变压器从电流断续模式到电流临界连续模式下工作,可以测量到本电路的效率为 89.4%,满足了设计要求。

### 参考文献

- [1] 张占松, 蔡宣三. 《开关电源的原理与设计》北京: 电子工业出版社, 2004.9
- [2] Marry Brown. 《开关电源设计指南》, 北京: 机械工业出版社, 2004.1
- [3] 杨旭, 裴云庆, 王兆安. 《开关电源技术》, 北京: 机械工业出版社, 2004.1

## The Research and Application of a Single Flyback Switch Power Supply Based on UC3842

Wang Haiguang, Yin Bin, Xiang Dong

(Department of Electronic and Engineering , Hohai University,Nanjing,210098)

### Abstract

This paper introduces the the current-mode pulse width modulator UC3842 and the typical circuit around it,mainly talks about the design of the transformer in the flyback circuit during the application in the project,and gives the experimental result of the circuit.

**Keywords:** UC3842;the transformer in the flyback circuit;switch power supply circuit

### 作者简介:

王海光（1982—），男，河海大学电气工程学院硕士，主要研究方向为电力电子技术；

尹斌（1957—），男，河海大学电气工程学院副教授，研究生导师，主要研究方向为电力电子技术和计算机测控技术；

向东（1982—），男，河海大学电气工程学院硕士，主要研究方向为电力电子技术。