

# 基于 AP3772 的反激变换器的设计

## Design of Fly-back Converter Based on AP3772

蒲良员, 江宁强

南京理工大学自动化院 (江苏, 南京, 210094)

Pu Liangyuan, Jiang Ningqiang

Nanjing University of Science and Technology (Jiangsu, Nanjing, 210094)

**摘要:** 本文阐释了原边控制在反激变换器中应用的优点; 介绍一款原边控制型电源管理芯片——AP3772, 解释其实现恒压输出、恒流输出的工作原理, 并对恒流模式的线补偿电路做出分析; 最后设计了一款基于 AP3772 的 5W 反激变换器, 对该变换器进行测试, 测试结果达到了设计要求。

**关键词:** AP3772 原边控制 反激变换器 线补偿

**Abstract:** The paper expounded the advantages of Primary Side Regulation (PSR) applied to the fly-back converter. A power supply controller based on PSR-AP3772 was introduced. Explicated the principles of the output power with constant voltage and constant current, and analyzed the line compensation used in the constant current mode. At last, designed and tested a 5W fly-back converter based on AP3772, with a result of the test satisfying the design requirements.

**Keywords:** AP3772, Primary side regulation, Fly-back converter, Line compensation

**中图分类号:** TM925 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2015) 01-0021-04

## 0 引言

在电子设备设计中, 节约电源成本日益受到人们的关注。反激变换器不需要输出滤波电感, 节省了成本和空间, 在严格控制成本的中小功率变换器中, 取得广泛应用。原边控制电路利用变压器实现电压反馈, 省去次级控制电路和光耦, 进一步减少了成本和体积。

AP3772 是美国 DIODES 公司生产的一种高性能的原边控制型电源管理芯片, 广泛应用于中小功率电子设备的充电器、适配器中。其内部集成了可调线补偿、固定线缆补偿、声音噪声抑制、开路保护、短路保护和过压保护等功能模块, 提供可靠的恒压和恒流输出<sup>[1]</sup>。

下面给出基于 AP3772 反激变换器的设计思路, 其中包括变压器、恒压输出和恒流输出等设计。

## 1 原边控制

图 1 和图 2 分别为副边控制电路和原边控制电路。副边控制电路的电压反馈电路, 由次级控制电路和光耦组成, 当输出电压  $V_o$  偏高或减轻负载时, 光耦导通, FB 引脚电压降低, 经过误差放大器放大后, PWM/PFM 模块减小驱动信号占空比, 从而实现恒压输出。原边控制电路的电压反馈电路由变压器

和分压电阻构成, 当次级整流二极管导通时, 辅助绕组电压和次级绕组电压成正比, 所以有:

$$V_a = V_s * \frac{N_a}{N_s} = (V_o + V_d) * \frac{N_a}{N_s} \quad (1)$$

其中:  $V_d$  为次级整流二极管正向导通压降。

FB 引脚上电压为:

$$V_{FB} = V_o + V_d * \frac{N_a}{N_s} * \frac{R_{fb2}}{R_{fb1} + R_{fb2}} \quad (2)$$

当输出电压  $V_o$  偏高时, FB 引脚电压也成比例变化, 经过电源管理芯片处理, 实现恒压输出。

与副边控制电路相比, 原边控制电路节省了次级控制电路和光耦, 不仅简化了电路设计, 而且降低了成本和空间。

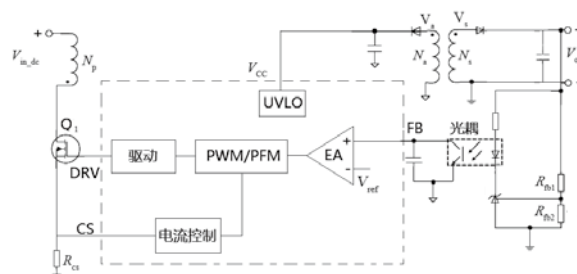


图 1 副边控制电路

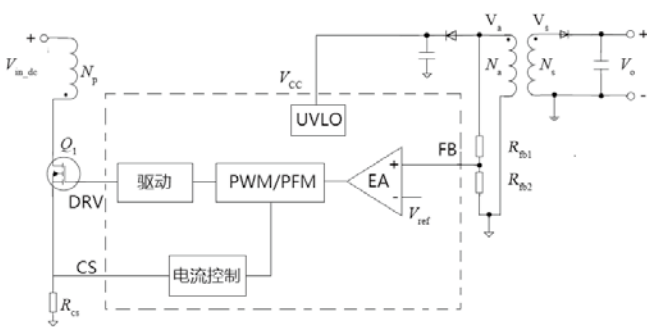


图2 原边控制电路

此外，原边控制电路还可以实现恒流输出。反激变压器中初级绕组与辅助绕组同名端相反，次级绕组和辅助绕组同名端相同。当次级整流二极管导通时，输出电压映射到辅助绕组上， $V_a$  为正；开关断开时，直流母线电压映射到辅助绕组上， $V_a$  为负。因此，检测辅助绕组上电压  $V_a$ ，就可以得到次级整流二极管导通时间  $T_{ons}$ 。

反激变压器的绕组电流有以下关系：

$$I_o = \frac{1}{2} * I_{pks} * \frac{T_{ons}}{T_{sw}} \quad (3)$$

$$I_{pks} = N_{ps} * I_{pk} * \eta_i \quad (4)$$

整理得：

$$I_o = \frac{1}{2} * N_{ps} * I_{pk} * \eta_i * \frac{T_{ons}}{T_{sw}} \quad (5)$$

其中： $I_{pk}$ 、 $I_{pks}$  分别为初级和次级峰值电流； $\eta_i$  为反激变压器电流转换效率； $T_{sw}$  为开关周期。

因此，只要保证初级峰值电流  $I_{pk}$  和次级导通占空比  $T_{ons}/T_{sw}$  为恒定值，输出电流就为恒定值。

原边控制电路可以直接采样辅助绕组分压电阻上的电压信号，获得次级导通时间  $T_{ons}$ 。调整开关频率，就可以获得恒定的次级导通占空比  $T_{ons}/T_{sw}$ 。同时，固定初级峰值电流  $I_{pk}$ ，实现恒流输出。

## 2 电路设计

### 2.1 AP3772 简介

AP3772 引脚配置及说明，如图3所示。

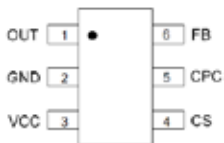


图3 AP3772 引脚配置

其中：OUT 引脚用来驱动和关断开关管 BJT；GND 引脚为芯片地；VCC 引脚为芯片供电；CS 引脚采样电流信号；CPC 引脚外接至少 10nF 电容，抑制声音噪声和提供线缆补偿；FB 引脚采样反馈电压和测量次级导通时间  $T_{ons}$ 。

基于 AP3772 的反激式变换器如图4所示。正常工作时，AP3772 由  $C_{21}$ 、 $D_{21}$ 、 $C_{22}$  和  $D_{22}$  组成的两级整流电路供电。次级整流二极管  $D_s$  导通时，输出电压信号经过变压器和分压电阻  $R_{fb1}/R_{fb2}$ ，回送到 FB 引脚，与 AP3772 内部 4V 基准电压比较，调整驱动信号脉冲频率，实现恒压输出。随着负载逐渐变大，次级整流二极管导通占空比  $T_{ons}/T_{sw}$  逐渐变大，当达到 4/7 时，系统进入恒流输出状态。恒流输出时， $T_{ons}/T_{sw}$  恒为 4/7，输出电流保持不变，输出电压与开关频率具有正比关系。

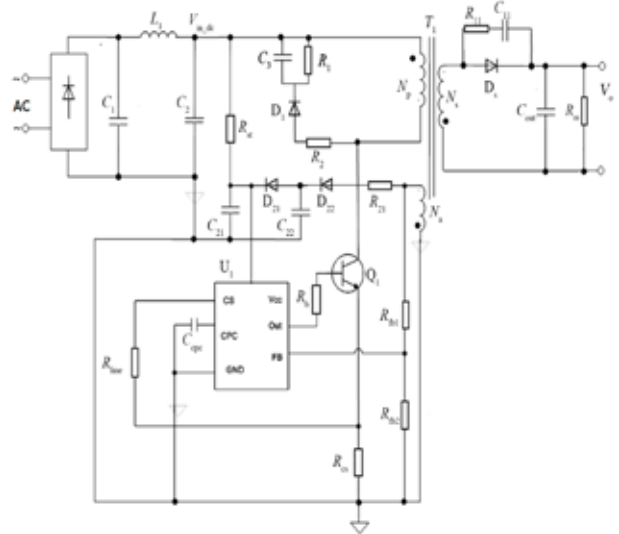


图4 基于 AP3772 的反激式变换器

### 2.2 变压器设计

一个开关周期内，反激变压器初级绕组伏秒平衡：

$$V_{in-dc} * T_{onp} = N_{ps} * (V_o + V_d) * T_{ons} \quad (6)$$

其中： $V_{in-dc}$  为母线电压； $T_{onp}$  为开关导通时间。

断续模式时，开关周期：

$$T_{sw} > T_{onp} + T_{ons} \quad (7)$$

当  $V_{in-dc}$  最小时， $T_{onp}/T_{ons}$  取值最大。由式(6)和式(7)可得：

$$N_{ps} < \frac{3}{4} * \frac{V_{in-dc \min}}{(V_o + V_d)} \quad (8)$$

此外，开关管应满足电压应力要求：

$$N_{ps} < \frac{V_{cbo} - V_{in-dc \max} - V_{margin}}{V_o} \quad (9)$$

其中： $V_{cbo}$  为 BJT 电压应力； $V_{in-dc \max}$  为母线最大电压； $V_{margin}$  为裕量，避免由于变压器漏感产生的过冲电压击毁开关管 BJT。

式(8)和式(9)共同决定匝比上限  $N_{ps \max}$ 。同时，匝比较小将会产生较大的初级峰值电流，要求 BJT 具有更大的放大倍数。因此，需要根据实际系统选择合适的匝比  $N_{ps}$ 。

由于输入输出能量守恒，考虑效率  $\eta_T$ ，那么

$$\frac{1}{2} * L_p * I_{pk}^2 * f_{sw} * \eta_T = V_o * I_o \quad (10)$$

由式(5)和式(10)可以求得初级峰值电流和变压器初

级电感:

$$I_{pk} = \frac{7}{2} * \frac{I_{cc}}{N_{ps} * \eta_i} \quad (11)$$

$$L_p = \frac{8}{49} * \frac{V_o * N_{ps}^2 * \eta_T}{I_{cc} * f_{sw}} \quad (12)$$

其中:  $I_{cc}$  为反激变换器恒流工作点。

根据式(13),选择合适的初级匝数  $N_p$ 、变压器骨架和磁芯,使得系统在所有工作状态,变压器都不会饱和。

$$B_{max} > \frac{L_p * I_{pk}}{A_e * N_p} \quad (13)$$

其中:  $B_{max}$  为磁芯最大磁感应强度;  $A_e$  为磁芯有效横截面<sup>[2]</sup>。

### 2.3 恒压输出

FB 引脚的内部基准电压为  $V_{FB\_ref} = 4V$ , 由式(2)可得分压电阻的关系为:

$$\frac{R_{fb1}}{R_{fb2}} = \frac{V_o + V_d}{4} * \frac{N_a}{N_s} - 1 \quad (14)$$

$R_{fb1}$ 、 $R_{fb2}$  一般取值在  $10k\Omega \sim 50k\Omega$  之间。

由式(10)可知,恒压模式下,输出电流  $I_o$  与开关频率  $f_{sw}$  成正比例变化<sup>[3]</sup>。负载越大,开关频率也就越大。

### 2.4 恒流输出和线补偿

当次级导通占空比达到 4/7, AP3772 进入恒流控制模式。由式(10)可知,恒流模式下,  $f_{sw}$  与  $V_o$  具有正比关系。调节负载,输出电压  $V_o$  减小时,开关频率  $f_{sw}$  也随着减小,从而实现恒流输出。

实际应用中,交流输入电压在 85V ~ 265V 范围内。AP3772 的内部驱动和初级开关  $Q_1$  关断产生延时时间  $t_{delay}$ , 导致开关管  $Q_1$  导通时间变长,初级峰值电流  $I_{pk}$  变大,初级电感  $L_p$  将存储更多的能量,恒流工作点  $I_{cc}$  变大,恒流精度受到影响。初级峰值电流的真实值为:

$$I_{pk} + \Delta I_{pk} = (T_{on} + t_{delay}) * V_{in\_dc} / L_p \quad (15)$$

CS 引脚上误差电压为:

$$\Delta V_{cs} = \frac{V_{in\_dc} * t_{delay}}{L_p} * R_{CS} \quad (16)$$

由式(11)和式(15),可得恒流工作点的误差为:

$$\Delta I_{cc} = m * V_{in\_dc} \quad (17)$$

其中,相关系数为:

$$m = \frac{2}{7} * N_{ps} * \eta_i * \frac{t_{delay}}{L_p} \quad (18)$$

因此,恒流工作点的误差  $\Delta I_{cc}$  与母线电压  $V_{in\_dc}$  成正比关系。母线电压  $V_{in\_dc}$  越大,误差  $\Delta I_{cc}$  也就越大。为了补偿滞后时间  $t_{delay}$  产生的恒流误差,引入线补偿电路,如图 5 所示。

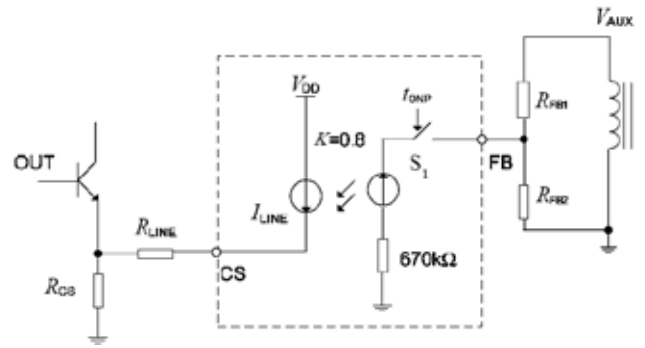


图 5 线补偿电路

线补偿电路工作原理:当开关  $Q_1$  导通时, AP3772 内部开关  $S_1$  也闭合。FB 引脚输入阻抗为  $670k\Omega$ , 远大于外部分压电阻  $R_{fb1}$ 、 $R_{fb2}$ , 可以忽略其对分压电路的影响。母线电压  $V_{in\_dc}$  为线补偿的输入信号,经变压器  $T_1$ 、分压电阻  $R_{fb1}$ 、 $R_{fb2}$ , FB 引脚上的电压为:

$$V_N = -V_{in\_dc} * \frac{N_a}{N_p} * \frac{R_{fb2}}{R_{fb1} + R_{fb2}} \quad (19)$$

FB 引脚电流经过放大增益  $K=0.8$  的比例电流源放大,从 AP3772 的 CS 引脚流出,在线补偿电阻  $R_{line}$  上形成补偿电压

$$V_{line} = V_N * \frac{1}{670k} * 0.8 * R_{line} \quad (20)$$

$V_{line}$  用于补偿  $t_{delay}$  对  $V_{cs}$  产生的额外电压,可以求得线补偿电阻的大小

$$R_{line} = \frac{V_{in\_dc} * t_{delay} * 670k}{L_p * V_N * 0.8} * R_{CS} \quad (21)$$

但是,开关管 BJT 电压越大,关断时间就越长,且呈非线性关系,实际延时时间略大于计算值,线补偿电路无法完全消除恒流工作点误差,仍然存在有很小的误差。交流输出电压较高时,恒流工作点也较高。实际调试过程中,调整  $R_{line}$ ,可以获得较高精度的输出电流。

## 3 实验验证

根据上一节的分析,设计一款 5V/1A 反激变换器。变压器初级匝数 145T,次级匝数 11T,辅助绕组匝数 22T,初级电感 1.4mH,磁芯选用 EE13,工作频率 60kHz,恒流工作点为 1.15A。

分别测试交流输入电压为 85V、115V、230V、265V 时的输出电流 - 电压曲线,如图 6 所示。其中,输出电流 0 ~ 1.15A 的曲线对应恒压输出状态,4 条曲线在 5V 附近基本重叠;输出电压快速下降的曲线对应恒流输出状态,恒流工作点误差很小,达到恒压、恒流输出要求。

能源之星是判断变换器能耗是否合格的常用标准之一,5V/1A 的五级标准效率为 68.2%。表 1 为交流输入电压为 115V/60Hz 和 230V/50Hz 时的效率,最低效率为 72%,满足能

源之星五级标准。

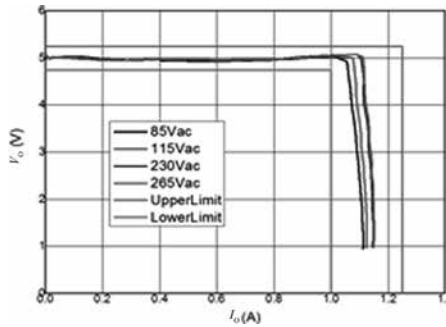


图6 输出电流 - 电压曲线

表1 效率

效率	0.25A	0.5A	0.75A	1.0A
115V/60Hz	75%	74.5%	73.6%	72.6%
230V/50Hz	72.8%	75%	73.5%	72.8%

#### 4 结束语

本文介绍了一种原边控制型电源控制器——AP3772，基

(上接第 27 页)

表2 基于实测值计算的交叉调整率

		max.	min.
Cross Regulation	+12V	1.80%	-2.91%
	-12V	1.28%	-3.37%
	5V	0.00%	0.00%

同时，因为在绕组间跨接电容，可以使得 CUT75 系列电源在满足交叉调整率的情况下，能够把电源内部的假负载降到了几乎为零，所以有效的提高了电源的效率，从而使得电源的体积可以做的更小。CUT75 系列电源在输入电压 200V<sub>AC</sub> 时满载效率实测值已经做到了 85%，比市场上同类产品提高了约 5%，其体积自然也比市场上同类产品要小。

(上接第 35 页)

Brazil, 2005: 650-655

- [2] 沙德尚, 孔力, 高频链逆变器的全数字化混合 SPWPM 控制策略研究, 电工技术学报, 2005, 20 (7), 57-62
- [3] 郭伟扬, 金晓毅, 孙晓峰, 串联 (并联) 谐振环能量瞬时值直接控制方法, 专利号: 200410055313.3, 申请日期: 2004.08.14
- [4] 舒为亮, 张昌盛, 段善旭, 康勇, 逆变电源 PI 双环数字控制技术研究, 电工电能新技术, 2005, 24 (2), 52-54
- [5] 王晓薇, 程永华, 基于 DSP 双环控制的逆变电源设计, 电

于反激拓扑, 设计了一款的 5V/1A 手机充电器, 在交流输入全电压范围内实现恒压、恒流输出。通过测试可以证明, 恒压、恒流输出都具有良好的精度。

#### 作者简介

蒲良员 (1989-), 男, 江苏省连云港市, 硕士, 在读研究生, 研究内容为电力电子技术。

#### 参考文献

- [1] AP3772 datasheet. <http://www.diodes.com>
- [2] 赵修科. 开关电源中磁性元器件 [M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社. 2014.
- [3] 蔡惠民. 基于 PSR 的 AC-DC 转换器恒压环路的设计与实现 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.

市场上能够满足  $\pm 5\%$  交叉调整率的同类产品, 多采用有源的方法来优化交叉调整率, 而 CUT75 系列电源采用的是无源的方法, 相比之下 CUT75 系列电源在可靠性方面更具优势。

#### 5 结束语

此方案通过在绕组匝数相等的线圈的同名端并联电容, 显著提高了多路输出开关电源的负载交叉调整率。

#### 附注

文章中讲述的交叉调整率优化方案 TDK-Lambda, 已经申请了专利, 请勿侵权。

力电子技术, 2004, 38 (3), 20-21

#### 作者简介

何艳凯, 1975 年, 男, 学士学位。任职于河北汇能欣源电子技术有限公司, 主要研究方向开关电源功率变换技术。

孙宏宇, 1980 年, 男, 硕士研究生, 任职于河北汇能欣源电子技术有限公司, 研发工程师, 主要研究方向功率变换数字控制技术。