

基于 Saber 的单级 Flyback 电路的仿真研究

张国平, 王维俊, 王海龙, 刘 华

(解放军后勤工程学院 机械电气工程系, 重庆 401331)

摘 要: 反激式变换电路是小功率 LED 照明中使用最为广泛的一种拓扑结构, 为了使 LED 驱动器能够满足高效率、高可靠性和低成本的要求, 给出了一种单级反激式变换电路, 详细分析了电路的工作原理, 并对主要元器件的参数进行了设计。最后, 使用 Saber 仿真软件在不同的输入条件下进行了仿真分析, 仿真结果表明电路具备较高功率因数和效率。

关键词: LED; 反激式; 功率因数; Saber

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2012)18-0023-04

Analysis and simulation of single-stage Flyback converter based on Saber

Zhang Guoping, Wang Weijun, Wang Hailong, Liu Hua

(Department of Mechanical and Electrical Engineering, Logistical Engineering University, Chongqing 401331, China)

Abstract: In order to make the LED driver to meet the requirements of high efficiency, reliability and low cost, this paper presents a single-stage flyback converter. The operation principles of this converter and the parameters of the major components are fully analyzed. The simulation is conducted under different input conditions by the Saber software. The results show that high power factor and high conversion efficiency are achieved by this converter.

Key words: Led; Flyback; power factor; Saber

照明用电是人类消耗能源的重要方面, 约占世界总能耗的 20%, 因此绿色节能照明的研究越来越受到重视^[1]。LED 照明技术正以其发光效率高、寿命长、节能和环保等诸多优势在更广的范围内逐步代替传统的照明方式^[2]。

目前, 常用的 LED 恒流驱动器有 Buck、Boost、Flyback 等拓扑结构^[3]。由于电路自身的特点, 在小功率(通常小于 75 W)和高电压(通常高于 7.5 V)的应用场合, Flyback 拓扑结构的应用最为广泛^[4]。在单级反激式变换器中, 输入功率因数和输出电压纹波是一对矛盾体。一方面, 传统的二极管整流使得交流输入侧电流变成一个短脉冲而不是平滑的正弦波, 从而导致输入侧谐波过大和功率因数过低^[5]; 另一方面, 如果不使用大电容去消除整流电压纹波, 输出侧将会存在较大的 2 倍基频的电压纹波。这个问题可以通过有源和无源的方法解决。有源法能够很好地满足谐波要求, 但是电路的设计和控制较为复杂, 加上附加电路, 不适合小功率的应用; 无源法适合于对成本敏感的场所。为了获得较高的功率因数和转换效率, 本文提出在反激式电路变压器的原边放置一个 LC 滤波电路, 使输入侧的总谐波(THD)和功率因数

(PF)得到了很大改善。

Saber 是美国 Analogy 公司开发的一款功能强大的系统仿真软件, 兼容模拟、数字、控制量的混合仿真。本文在分析反激式变换电路工作原理的基础上, 使用 Saber 仿真软件进行了仿真实验验证。

1 Flyback 电路结构

图 1 所示的单级反激式变换电路主要由四部分组成。第一部分是由 4 个二极管组成的不可控桥式整流电路; 第二部分是 LC 滤波电路, 其中 L_f 应足够大, 使用小容量的滤波电容 C_f 取代大容量的储能电容, 滤除电压中的高频分量, 使得滤波后的电压波形仍然保持为正弦形; 第三部分是 DC/DC 变换器, 采用反激式, 电路工作

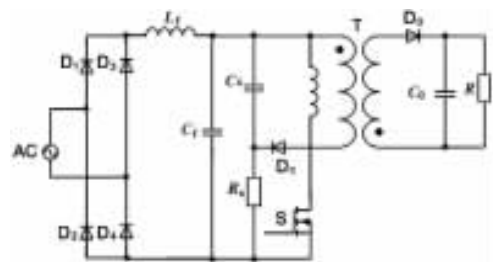


图 1 单级反激式变换电路

在电流断续模式下, L_m 为励磁电感。由于变压器漏感及其他分布参数的影响, 反激式变换器在开关管关断瞬间会产生很高的尖峰电压, 这个尖峰电压严重威胁着开关管的正常工作, 必须采取措施对其进行抑制, 试验中采用 RCD 吸收电路对开关管实现保护; 第四部分是输出整流部分, 通过铝电解电容为负载提供平滑的直流电压。

2 电路工作原理分析

为了方便分析, 做以下假设:

- (1) 所有的电路元器件都是理想的;
- (2) 开关管的开关频率远远高于交流母线电压的频率, 因此, 可认为在一个开关周期输入的电压保持不变;
- (3) 输出储能电容 C_o 足够的大, 以至于可以认为输出的电压是一个理想的直流源。

当电路工作在电流断续模式(DCM)时, 理论分析的波形如图 2 所示, 从图中可以看出, 电路进入稳定工作状态后, 一个开关周期可以分为 3 个工作状态, 各状态下的电路图如图 3 所示, 图中粗线表示实际流通过径。各工作状态分述如下。

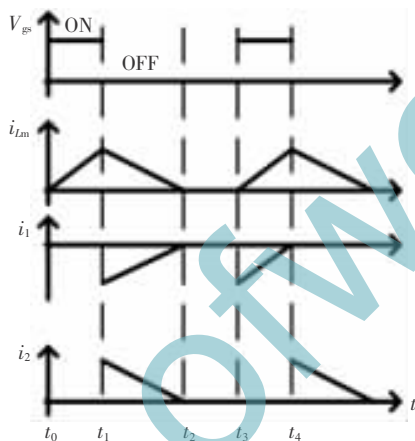


图 2 单级反激式电路的理论波形

(1) 状态 1 ($t_0 < t < t_1$): t_0 时刻之前, 开关管 S 关断, 负载由电容 C_o 供电。在 t_0 时刻, 开关管 S 导通, 电源 V_g 为励磁电感 L_m 充电, L_m 上的电流从零逐渐增加, 其电流 i_{Lm} 大小为:

$$i_{Lm} = i_g = \frac{V_g}{L_m} (t - t_0) \quad (1)$$

至 t_1 时刻, 电流 i_{Lm} 达到最大值 $i_{Lm, peak}$ 。

$$i_{Lm, peak} = \frac{V_g}{L_m} (t_1 - t_0) \quad (2)$$

在此阶段, 负载由电容 C_o 供电, 由于二极管 D_o 承受反电压而关断。同时, 有:

$$i_1 = \frac{i_2}{n} = 0, V_1 = nV_2, i_0 = \frac{V_0}{R} \quad (3)$$

(2) 状态 2 ($t_1 < t < t_2$): 在 t_1 时刻, 开关管 S 关断, 电流 i_g 变为零, 二极管 D_o 导通, 开关管 S 导通期间储存在电感 L_m 中的能量由变压器原边传递到副边, 一边供给负载 R 使用, 一边给电容 C_o 充电, 补充电容 C_o 的能量损

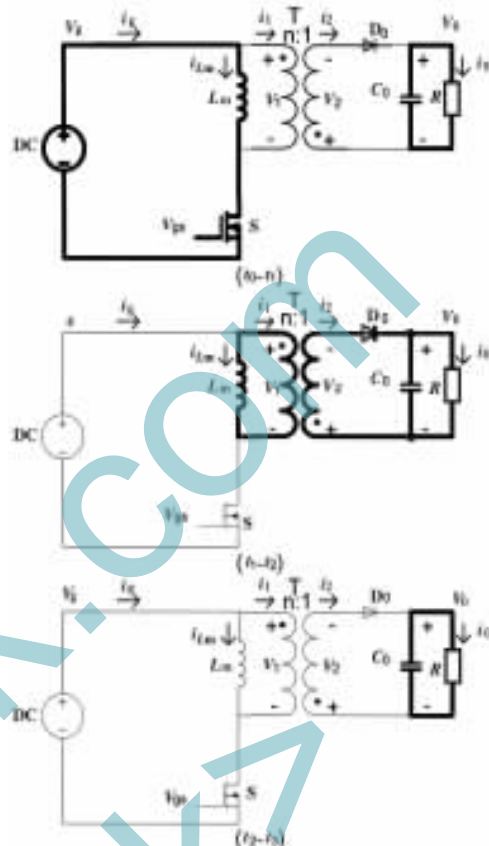


图 3 单级反激式电路各工作状态下的等效电路图

耗。流过电感 L_m 中的电流从最大值 $i_{Lm, peak}$ 逐渐减小到零, i_1 从 $-i_{Lm, peak}$ 逐渐增加到零。

在此阶段有:

$$V_1 = nV_2 = -nV_0, i_1 = -\frac{i_2}{n} \quad (4)$$

(3) 状态 3 ($t_2 < t < t_3$): 到 t_2 时刻为止, 电感 L_m 中储存的能量释放完毕, 开关管 S 仍然处于关断状态, 二极管 D_o 因承受反电压 V_0 而关断, 负载 R 由电容 C_o 供电。

在此阶段有:

$$V_1 = 0, V_2 = 0, i_0 = \frac{V_0}{R} \quad (5)$$

当开关管 S 再次导通时, 状态 3 结束, 电路再次进入状态 1, 开始下一个周期, 并如此循环下去。

3 主要参数设计

电路的设计指标为: 输入电压 $V_{in} = 90 \text{ V} \sim 265 \text{ V}$, 电网频率 $f_1 = 50 \text{ Hz}$, 开关频率 $f_s = 100 \text{ kHz}$, 输出电压 $V_{out} = 40 \text{ V}$, 输出电流 $I_{out} = 0.75 \text{ A}$, 电路的功率 $P_{out} = 30 \text{ W}$, 效率 $\eta = 0.8$, 最大占空比 $D_{max} = 0.5$ 。

3.1 变压器

变压器设计在最低输入电压工况, 最低输入电压峰值 $V_{in, min(peak)}$ 为:

$$V_{in, min(peak)} = 90 \times \sqrt{2} = 127 \text{ V} \quad (6)$$

则峰值开关电流 I_{pk} 为:

$$I_{pk} = \frac{5.5 \cdot P_{out}}{\eta \cdot V_{in, min}(peak)} = 1.3 \text{ A} \quad (7)$$

反激式电路最大占空比应不大于 0.5, 则变压器原边电感值 L_{pri} 为:

$$L_{pri} = \frac{U_{in(pk)} \cdot D_{max}}{I_{pk} \cdot f_s} = 488 \mu\text{H} \quad (8)$$

取变压器的变比为 3, 则变压器副边电感值为:

$$L_{sec} = \frac{L_{pri}}{n^2} = 54.2 \mu\text{H} \quad (9)$$

3.2 滤波电路

L_f 和 C_f 滤波器频率约为开关频率的 1/10, 以 $C_f = 100 \text{ nF}$ 作为出发点, L_f 的电感值 L 为:

$$L = \frac{(1/2\pi \cdot 0.1f_s)^2}{C_f} = 2.5 \text{ mH} \quad (10)$$

3.3 RCD 箝位电路

RCD 用于钳位因变压器 T 的漏感引起的尖峰电压, 以保护开关管 S。这里, 选择电容 $C = 6.16 \text{ nF}$ 、电阻 $R = 24.2 \text{ k}\Omega$ 。

4 仿真试验及结果分析

为了验证单级反激式变换电路的工作原理以及上述分析的正确性, 本研究对单级反激式变换电路进行了仿真试验。仿真软件使用 Saber, 建立仿真模型如图 4 所示。在仿真中使用电阻负载代替实际的 LED, MOSFET 选择 IRF540, 输出整流二极管为快速恢复二极管。仿真条件为: 变压器变比 $n=3$ 、励磁电感 $L_m=278 \mu\text{H}$ 、储能电容 $C_0=470 \mu\text{F}$ 、负载 $R=53.3 \Omega$ 。

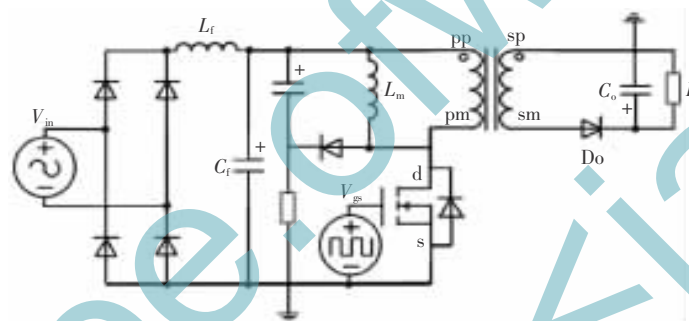


图 4 仿真模型

仿真结果如图 5~图 8 所示。图 5 为开关管门极触发信号 V_{gs} 以及变压器的电流波形, 与理论分析的波形一致。图 6 表明, 在不加入滤波电感时, 输入电流的波形为一系列的脉冲, 而不是平滑的正弦波。图 7 表明, 加入滤波电感后, 输入电流的波形为平滑的正弦波形。图 8 中的电压和电流波形没有过大的尖峰, 说明 RCD 箝位吸收电路很好地保护了开关管。表 1 给出了各种条件下的功率因数和总谐波的比较。

输入电流总的谐波含量为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (11)$$

由于电压和电流相位差很小, 在计算功率因数时,

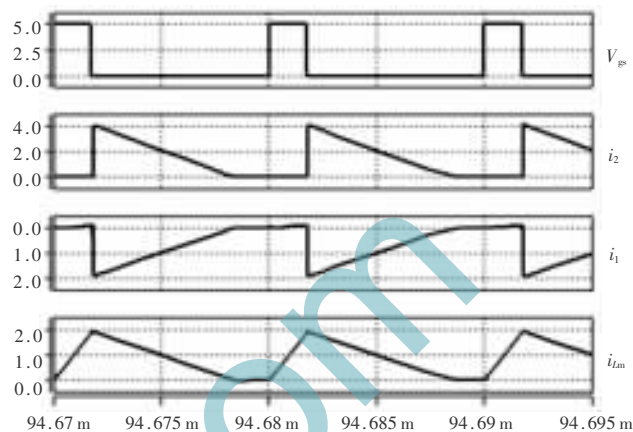
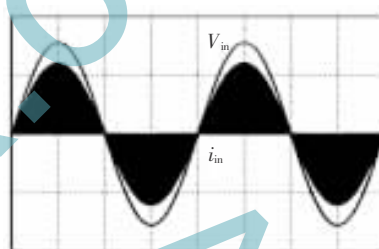
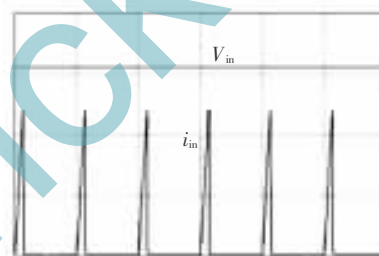


图 5 电流波形



V: 200 V/div, I: 2 A/div,
Time: 5 ms/div

(a) 两个周期的波形



V: 100 V/div, I: 1 A/div,
Time: 10 μs/div

(b) 几个开关周期的波形

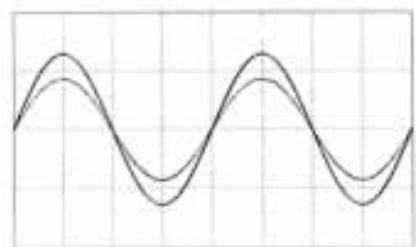
图 6 输入电流和电压波形 (无 L_f)

忽略相位差的影响, 功率因数为:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (12)$$

以上理论分析和仿真结果表明, 仿真分析的结果与理论分析的结果是一致的, 加入 LC 滤波能够很好地改善输入侧的功率因数和谐波含量, RCD 吸收电路能够很好地保护开关管。电路工作在恒频和固定占空比下, 输出电压脉动能够控制在 5% 以内, 能够满足高亮度 LED 的照明要求。

本文给出了一种单级反激式变换电路, 通过在变压器原边增加一个 LC 滤波器来提高输入侧的功率因数。该方法容易实现, 简化了电路, 并且电路的控制简单。上述理论和仿真分析为下一步制作实际的 LED 驱动电路提供了指导。



V:100 V/div, I:5 A/div,

Time:5 ms/div

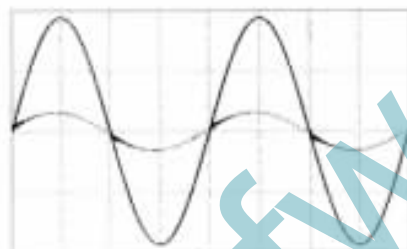
(a) 输入电压为 90 V



V:200 V/div, I:5 A/div,

Time:5 ms/div

(b) 输入电压为 220 V



V:200 V/div, I:5 A/div,

Time:5 ms/div

(c) 输入电压为 265 V

图 7 不同输入下的输入电流和电压的波形

参考文献

- [1] CHUANG Y C, KE Y L, CHUANG H S, et al. Single-stage power factor correction circuit with Flyback converter to drive LEDs for lighting application[C]. IAS IEEE, 2010: 1-9.
- [2] TSAO J Y. Solid-state lighting: lamps, chips, and materials for tomorrow[J]. IEEE Circuit Device Mag, 2004, 20(3): 28-37.

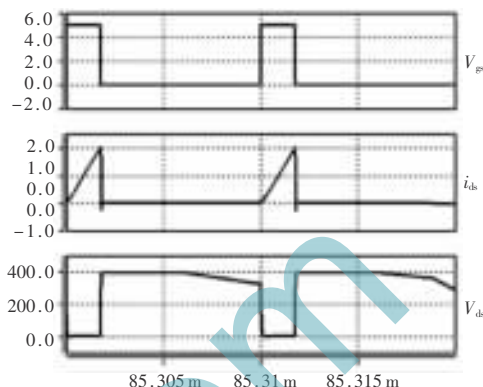


图 8 开关管 S 的电流和电压波形

表 1 不同输入条件下 PF 和 THD 的比较

输入电压/V	功率因数 PF	谐波含量 THD/%
220(无 L_t)	0.375	247
90	1	0.84
220	0.999	4.32
265	0.998	5.84

[3] Pei Qian. Research on the control method of constant current source buck converter for HB-LED[J]. Application of Electronic Technique, 2010, 36(2): 73-76.

[4] Xie Xiagao, Zhang Junming, Zhao Chen, et al. An improved current-driven method for synchronous Flyback AD/DC converters[C]. INTELEC'06, 28TH Annual International, 2006: 1-5.

[5] PARTO P, SMEDLEY K M. Passive PFC for Flyback converter[EB/OL]. (2010-xx-xx)[2012-06-21] <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc>.

(收稿日期: 2012-06-21)

作者简介:

张国平,男,1987年生,硕士研究生,主要研究方向:开关电源及其控制。

王维俊,女,1964年生,教授,主要研究方向:移动电源与新能源发电。

王海龙,男,1988年生,硕士研究生,主要研究方向:开关电源及其控制。