

单端初级电感变换器拓扑的 LED 电源设计

段哲民¹, 陈志寅¹, 任 艳²

(1.西北工业大学, 陕西 西安 710129; 2.西北大学, 陕西 西安 710127)

摘要:单端初级电感变换器(SEPIC)拓扑结构的转换器既可以实现升压,也可以实现降压,而且转换效率也很高,可作为 LED 的驱动电源。讨论了 LED 对驱动电源的要求和 SEPIC 拓扑的电流连续导通模式(CCM)、临界连续模式(TM)和断续导通模式(DCM)的工作原理,重点论述了 TM 下的工作机制,并阐述 SEPIC 拓扑电路的器件参数选择原则。在此基础上设计了 SEPIC 电路,结合相关的控制芯片,对电路进行 PWM 和 PFC,实验结果证明了分析的正确性。

关键词:变换器;单端初级电感变换器;临界连续模式

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2010)08-0095-02

Design of LED Power Supply Based on Single-ended Primary Inductance Converter

DUAN Zhe-min¹, CHEN Zhi-yin¹, REN Yan²

(1.Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China; 2.Northwestern University, Xi'an 710127, China)

Abstract:The converter of single-ended primary inductance converter(SEPIC) topology structure with high efficiency can achieve boost and buck,so it is used as the driving power for LED.Firstly,the requirements of the power driving LED are discussed,and the working principles of the three models in the SEPIC are introduced,such as CCM,TM and DCM.It focuses on the working mechanism of the TM.Secondly,it expounds the SEPIC topology parameter selection principles of circuit device.On the basis of the principles,through designing a SEPIC circuit and the relevant control chip to accomplish PWM and PFC,the experimental results prove the correctness of the analysis.

Keywords:converter; single-ended primary inductance converter; transition mode

1 引言

目前,LED 光源推广使用面临的问题主要有:单片 LED 的功率偏小,光谱质量和光源稳定性差,光衰严重,制作成本高,驱动电源整体性能差。鉴于 LED 本身的特殊性,对其驱动电源提出了较为严格的要求,尤其是对电源的效率和功率因数要求更高。

单端初级电感变换器电路用于 PFC 的优势:其前级类似于 Boost 电路,从而保证输入电流的连续,减小了输入 EMI;其输出又类似于反激式电路,易于实现电气隔离;其功率因数校正性能很好,而且输出既可实现升压又可实现降压,输入输出电压比的范围宽。同时 SEPIC 电路的效率可达 90%,较好地满足了 LED 对驱动电源的要求。

2 SEPIC 工作原理

图 1 示出 SEPIC 拓扑的电路图。

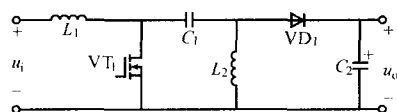


图 1 SEPIC 结构的拓扑

SEPIC 变换器提供的输出电压大小主要取决于开关的占空比。当工作在连续状态下时,SEPIC 变换器的输入电流和输出电流连续,且通过电感 L_1 与 L_2 的耦合,可减小交流纹波电流的数值。在实际

应用中,不需要附加输入/输出抗电磁干扰滤波器。

C_1 将输出和输入进行绝缘并为负载短路提供保护。能量的储存和传递同时在两个开关期间即 T_{ON} , T_{OFF} 和两个环路中进行。设 MOSFET 的开关周期为 T_s , 导通时间 $T_{ON}=DT_s$, 截止时间 $T_{OFF}=(1-D)T_s$, D 为 MOSFET 的导通占空比。 VD_1 的导通占空比为 D' , VD_1 的导通时间 $T_{ON}'=D'T_s$ 。

当 $t < t_1 = T_{ON}$ 时,如图 2a 所示, VT_1 导通, VD_1 截止。

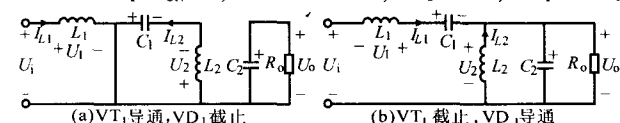


图 2 VT_1 的等效电路

输入电流经过 L_1 和 VT_1 , 储存在 L_1 中,而 C_1 由于电路中的电流减小,通过 L_2 和 VT_1 放电,此时 VT_1 中流过的电流为 $(i_{L1}+i_{L2})$, L_1 的电压 $u_1=u_i$, L_2 的电压 $u_2=u_{C1}$ 。在输出环路中, VD_1 关断, u_o 由 C_2 提供。

当 $t=t_1=T_{ON}$ 时, i_{L1} 和 i_{L2} 达到最大值。

$$I_{L1p}=I_{L10}+u_i T_{ON}/L_1, \quad I_{L2p}=I_{L20}+u_{C1} T_{ON}/L_2 \quad (1)$$

式中: I_{L10} , I_{L20} 为两个电感电流的初始值。

当 $t_1 < t < t_2 = (T_{ON}+T_{ON}')$ 时,如图 2b, VT_1 关断, VD_1 导通。 VT_1 关断,电路中的电流减小, L_1 阻止电流的减小进行放电,而 L_2 通过 VD_1 进行放电,同时对 C_1 和 C_2 进行充电,储存能量。此时流过 VD_1 的电流为 $i_{L1}+i_{L2}$, VT_1 开关管两端的电压为 $u_{C1}+u_o$ 。

$$di_{L1}/dt=(u_{C1}+u_o-u_i)/dt, \quad di_{L2}/dt=u_i/L_2 \quad (2)$$

由 L_1 和 L_2 的电流安秒面积平衡原理,可得:

定稿日期:2010-05-28

作者简介:段哲民(1953-),男,陕西渭南人,教授,博导,研究方向为电路与系统学科科研。

$$T_{ON}u_i/L_1 = T_{ON}'(u_{C1}+u_o-u_i)/L_1, \quad T_{ON}u_{C1}/L_2 = u_o T_{ON}'/L_2 \quad (3)$$

联立以上两式可得: $u_o/u_i = T_{ON}/T_{ON}' = D/D'$, $u_{C1} = u_i$, 输出的电流 $i_o = u_i i_i / u_o$ 。SEPIC 电路工作在电流连续模式(CCM), 且输入为正弦波电压时, 要使得输出电压恒定, 输入电流也为正弦波, 则必须引入对占空比的控制。当 $t_2 < t_1$ 时, 电感电流处于死区。此时 VT_1 , VD_1 都关断。电路处于临界状态, 如图3所示。

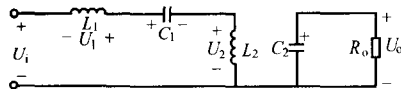


图3 临界状态的等效电路图

电路有两个环路, 即 L_1, C_1, L_2 环路和 C_2, R_o 环路。电感中的电流为电感电流的初始值, $u_{C1} = u_i$ 。可见, 不管电路工作在 CCM 还是电流断续模式(DCM), 总有 $u_{C1} = u_i$ 。由于 SEPIC 电路中有两个电感, 一般定义电路连续或不连续导电模式以 VD_1 的导电模式为准。在一个 T_s 中开关管的截止时间 $(1-D_1)T_s$ 内, 若 VD_1 电流总是大于零, 则为 CCM; 若 VD_1 电流在一段时间内为零, 则为 DCM。若 VD_1 电流在 T_s 时刚好降为零, 则为临界连续(TM)工作方式。对于此 SEPIC 电路, 当 $t_2 = T_s$ 时, VD_1 中的电流恰好为零, 电路处于 TM 状态。

对于 TM 的电路, 在同等功率下, 工作电流的峰值比 DCM 电流的峰值小。 u_i 和 u_o 的纹波比较小, 功率因数也比较高。这是由于 DCM 有死区时间, 而 TM 没有死区时间。通常, 低峰值电流的功耗小。与 CCM 相比, TM 的电路结构简单, 控制容易。

3 器件的选择

3.1 L_1 和 L_2

输入电流在一个 T_s 内的变化量为: $\Delta i_{in} = u_i DT_s / L_1$, 使纹波电流峰峰值为最小输入电压时最大输入电流的 40%, 则有: $U_{imin} D_{max} T_s / L_1 < 40\% I_i$, D_{max} 为最大的占空比。选择磁性材料和线圈的匝数比, 可计算得到 L_2 的电感数值。在选择合理的 L_1 和 L_2 参数(电感的漏感和匝数比)后, 可以大大削减电流的纹波^[1]。

3.2 VT_1 的选择

VT_1 的峰值电流为: $I_{VT1peak} = I_{L1peak} + I_{L2peak}$, 为使得 SEPIC 转换器的电流工作于 TM, 即有: $I_{10} + I_{20} = 0$, $I_{VT1peak} = (1/L_1 + 1/L_2) u_i T_{ON}$, 当 VT_1 关断时, 承受的电压最大, $U_{VT1max} = u_i + u_o$ 。考虑到电路的安全, 取 VT_1 的击穿电压为最大电压的 1.1 倍。 $u_{VT1DSS} = 1.1(u_i + u_o + \Delta u_{OVP})$, 其中 Δu_{OVP} 为输出电压的最大过压值。

3.3 VD_1 的选择

VT_1 导通时, VD_1 承受最大的反向电压 $U_{VD1max} = u_i + u_o$ 。 VT_1 截止, VD_1 导通时承受的电流最大, 其峰值电流与 VT_1 的峰值电流相等。

3.4 SEPIC 电容 C_1 与输出电容 C_2

C_1 上的纹波电压^[2]为:

$$\Delta u_{C1}(u) = \frac{L_e}{C_1} \cdot \frac{P_{VT1peak}}{2} \cdot \frac{|\sin u|^2}{u_o + \sqrt{2} U_{ac} |\sin(u)|} \quad (4)$$

式中: L_e 为 L_1 和 L_2 的并联值; U_{ac} 为输入电压的有效值。

由 C_1 上的最大纹波电压 $\Delta U_{C1max}(u)$, 可得:

$$C_1 = \frac{L_e}{\Delta U_{C1max}} \cdot \frac{P_{VT1peak}}{2} \cdot \frac{1}{u_o + \sqrt{2} U_{acmin}} \quad (5)$$

考虑到等效电阻的数值很小, C_2 的纹波电压为:

$$\Delta u_o = i_o \sqrt{\frac{1}{(4\pi f C_o)^2}} \quad (6)$$

式中: f 为母线频率。

则有:

$$C_o \geq I_o / (4\pi f \Delta u_o) = P_o / (4\pi f U_o \Delta u_o) \quad (7)$$

4 实验

实验选择 TM 的 SEPIC 电路, 控制芯片采用 ST 的 L6561D, 实验原理图如图4所示。实验中采用耦合电感对输入电流进行滤波, 芯片的供电也由耦合电感供给。为了抑制 VT_1 的尖峰, 在 VT_1 两端加入缓冲电路。图5a为输入电流和栅极电压的波形。图5b为输出 65 W, 20 W 功率时的效率图。

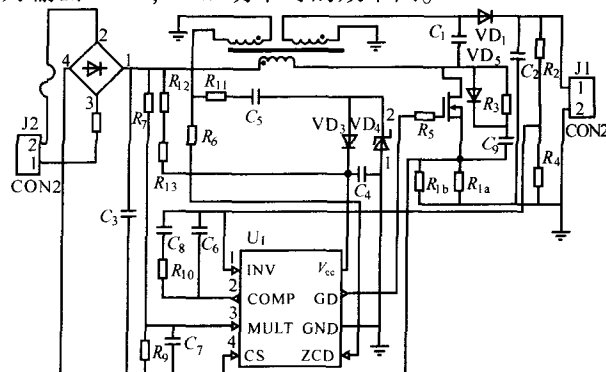
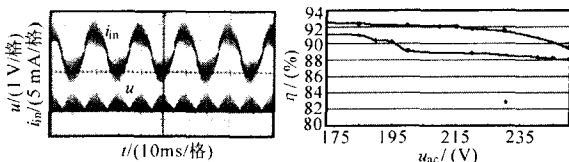


图4 实验原理图



(a) 输入电流和栅极电压的波形 (b) 输出65 W和20 W的功率效率图

图5 实验波形

5 结语

通过耦合电感, 大大削减了输入电流的纹波, 从而减少了电路的能耗, 提高电源的效率。由实验波形可知, 输入的电流保持了较好的正弦特性, 说明电路的 PFC 成功。同时, 电路采取 SEPIC 的临界模式, 电路的整体结构比较简单, 体积较小, 成本较低, 可以作为 LED 的驱动电源。

参考文献

- [1] 陈志寅, 段哲民, 等, 单端初级电感变换器的电感研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(5): 78-79.
- [2] ST, Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector (AN966)[M]. STMicroelectronics, 2007.