

单开关管无桥 SEPIC PFC 变换器

马红波¹, 郑 聪², 余文松², 郭育华¹

(1. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031;

2. 弗吉尼亚理工学院暨州立大学 未来能源电子中心, 弗吉尼亚州 黑堡 24060)

摘要: 针对传统功率因数校正(PFC)变换器因低频整流桥而效率不高的问题以及 Boost PFC 变换器拓扑的本质缺陷, 提出了一种可升降压的新型无桥 SEPIC PFC 变换器拓扑。该变换器不但保留了 SEPIC 拓扑可磁集成、易于隔离等优点, 而且相较于现有的无桥 SEPIC PFC 电路, 仅需要一个开关管, 因此具有更高的效率和更低的成本。以连续导电模式(CCM)为例详细分析了变换器的工作原理及其参数设计。PSIM 的仿真结果和基于 UC3854 控制芯片的 100 W 样机实验结果, 均验证了所提拓扑的正确性和有效性。

关键词: 无桥; SEPIC; 功率因数校正; 变换器; 整流桥

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.04.013

0 引言

电力电子产品的大量应用及其应用领域的不断扩大, 使得电力系统的谐波污染越来越严重, 甚至威胁到电力系统的安全运行^[1]。为此, 国际电工委员会(IEC)、欧洲电工技术标准委员会(CENELEC)以及美国电气和电子工程师协会(IEEE)分别对电力电子装置谐波限制制定了相应的标准。另一方面, 在环境和能源问题的驱使下, 高效率也成为电源装置最为重要的性能指标之一。美国环境保护局(EPA)的 Energy Star^[2], 以及英特尔和谷歌联合发起的“绿色地球数字护航计划”(CSCI)^[3]已经就单输出和多输出离线式电源在整个输入电压和负载范围内的效率给出了明确的指标, 并逐年提高对效率的要求。

功率因数校正 PFC (Power Factor Correction)^[4]变换器是离线式电源系统中不可或缺的模块, 其在实现 PFC 的同时实现电压的调节变换。文献研究表明: 如何设计高效率、高功率因数、低电流谐波的 PFC 变换器, 是学术界和工业界亟待解决的技术难题。

传统 PFC 变换器通常采用低频二极管整流桥级联高频 DC-DC 变换器方案, 如 Boost^[5]、Buck-Boost、Cuk、SEPIC 以及 Fly-back 等^[6]。然而, 这个低频整流桥阻碍了 PFC 变换器效率乃至整机效率的进一步提高, 特别是在低压输入场合。为了降低整流桥的损耗, 学者们提出了无桥 PFC 的概念^[7]。然而受到当时半导体技术的限制, 此电路并未得到重视。随着半导体技术的发展, 大量高性能的新型器件被相

继提出, 学者们开始重新审视无桥 PFC 技术, 陆续提出了多种无桥 PFC 拓扑^[1,8-10], 从而也带动了与之相关的控制策略^[11]、EMI^[12]以及软开关技术^[13]研究。然而, 由于 Boost 拓扑本身的限制, 这些 PFC 电路存在共同的问题^[1,14], 如: 输出电压受限, 即输出电压必须高于输入交流电压的峰值; 无法实现输入/输出隔离; 启动涌浪电流大; 断续导电模式(DCM)下需要大体积的输入滤波等。

相较于 Boost PFC 变换器, SEPIC PFC 变换器既可升压又可降压, 具有输出电压范围宽、易于隔离、内置涌浪电流和过载抑制能力等优点; 更为重要的是, 即使运行于 DCM, SEPIC PFC 变换器的输入电感电流仍然连续, 不会增加电感的磁通量。文献[1,14-15]提出了 4 种新型的无桥 PFC 电路, 但是存在诸如元器件过多、输出浮地、需要隔离驱动、控制复杂等缺点^[7]。

为了解决上述问题, 本文提出了一种新型、实用的无桥 SEPIC PFC 电路。该电路在有效解决了上述技术问题的同时, 保留了传统 SEPIC 拓扑的优点, 同时也可以应用磁集成理论, 将所有电感集成在同一个磁芯上, 极大缩小样机体积。本文详细分析了变换器的工作原理, 总结了无桥 SEPIC 电路的优缺点, 仿真和实验结果证明了所提拓扑的有效性。

1 提出的单管无桥 SEPIC PFC 变换器

传统 SEPIC PFC 变换器的电路拓扑如图 1 所示。其由低频整流桥和高频 SEPIC 开关变换器组成。SEPIC 开关变换器可工作于连续导电模式(CCM), 也可工作于 DCM。由电路工作原理可知, 在任何开关时刻, 电流都要流经低频整流桥的 2 个二极管。

为了减少开关周期内流经半导体器件的数量, 降低输入整流桥损耗, 进一步提高 PFC 变换器效率,

收稿日期: 2013-05-14; 修回日期: 2014-02-19

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(51177138); 铁道部科技研究开发计划重点项目(2012J012-D)

Project supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China(51177138) and the Science and Technology Development Program of National Railway Ministry of China(2012J012-D)

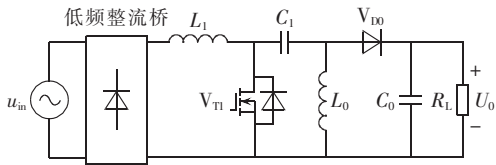


图 1 传统的 SEPIC PFC 变换器

Fig.1 Topology of conventional SEPIC PFC converter

本文提出了如图 2 所示的无桥 SEPIC PFC 电路。该电路是由分别工作于交流输入电压 u_{in} 正、负半周的 2 个 SEPIC 组成。电感 L_1 、开关管 V_{T1} 、电容 C_1 、二极管 V_{D0} 以及输出电容 C_0 组成的 SEPIC,工作于输入电压 u_{in} 正半周期;相应地,输入电压 u_{in} 负半周期的 SEPIC 则由电感 L_2 、开关管 V_{T1} 、电容 C_2 、二极管 V_{D0} 以及输出的电容 C_0 组成。图 3 给出了该无桥 SEPIC PFC 的耦合电感电路示意图。

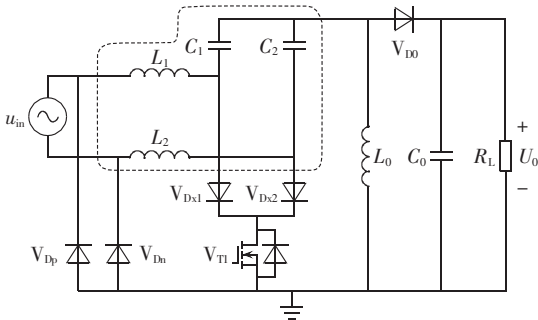


图 2 所提单开关管无桥 SEPIC PFC 变换器原理图

Fig.2 Schematic diagram of proposed single-switch bridgeless SEPIC PFC converter

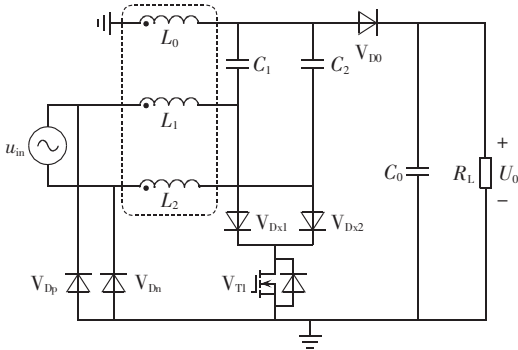


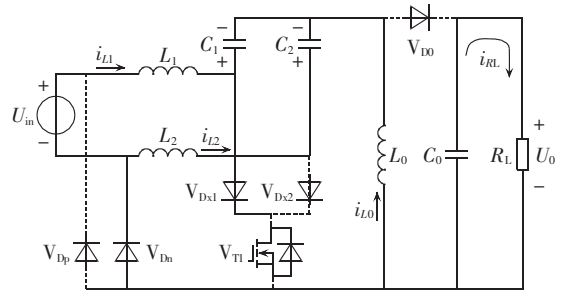
图 3 所提变换器的耦合电感形式

Fig.3 Coupling inductance of proposed converter

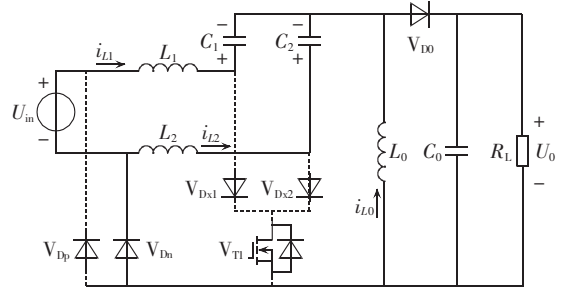
考虑到电路的对称性,以正半周期 CCM 为例介绍电路工作原理。假设输入电压 $u_{in} = U_m \sin(\omega_1 t)$ 为理想正弦波,其中 U_m 和 ω_1 分别是输入电压 u_{in} 的峰值和角频率。同时电容 C_1 上的电压 u_{C1} 正半周期内能很好地跟随输入电压 u_{in} 。

基于上面的假设,CCM 下的电路在一个开关周期 T_s 内可分为 2 个模式,等效电路分别如图 4(a)、(b) 所示。理论工作波形如图 4(c) 所示。

模式 1 $[0, DT_s)$ (图 4(a)): 此模式下开关管 V_{T1} 导通,输出二极管 V_{D0} 关断。由于电路工作于输入电



(a) 模式 1



(b) 模式 2

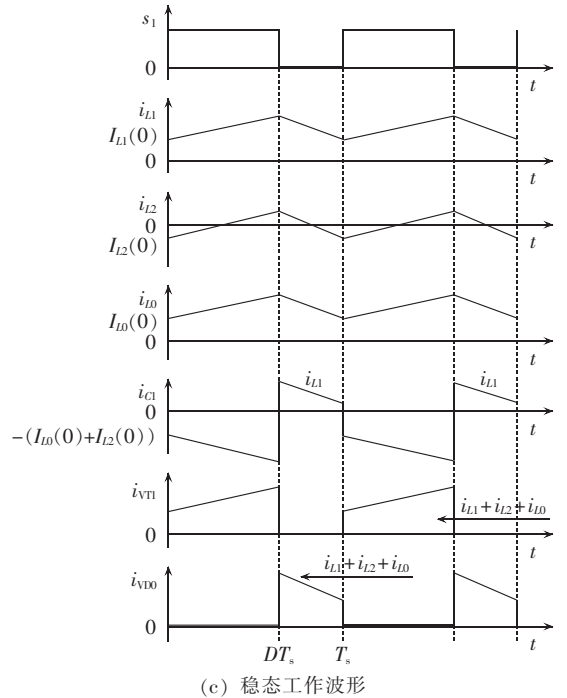


图 4 正半周期详细工作模式

Fig.4 Operating modes of positive half-cycle

压正半周期,电容 C_2 上电压为 0,因此电感 L_1 、 L_2 以及 L_0 上所加电压均为 U_{in} ,即:

$$\frac{di_{L_i}}{dt} = \frac{U_{in}}{L_i} \quad i=0,1,2 \quad (1)$$

此阶段流过开关管 V_{T1} 的电流峰值是 3 个电感电流值之和,即:

$$I_{VT1-pk} = I_{L1}(0) + I_{L2}(0) + I_{L0}(0) + \frac{U_{in}}{L_e} DT_s \quad (2)$$

其中, L_e 为等效电感,其表达式如式(3)所示。

$$\frac{1}{L_e} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_0} \quad (3)$$

模态 2 $[DT_s, T_s]$ (图 4(b)): 此模态下开关管 V_{T1} 关断, 输出二极管 V_{D0} 导通。由于电路工作于输入电压正半周期, 电容 C_2 上电压仍然为 0, 因此电感 L_1 、 L_2 以及 L_0 上所加电压均为 $-U_0$, 即:

$$\frac{di_{L_i}}{dt} = -\frac{U_0}{L_i} \quad i=0, 1, 2 \quad (4)$$

此阶段流过输出二极管 V_{D0} 的电流峰值为 3 个电感电流峰值之和, 即:

$$I_{V_{D0_pk}} = I_{L1}(0) + I_{L2}(0) + I_{L0}(0) + \frac{U_{in}}{L_e} DT_s \quad (5)$$

表 1 给出了所提无桥 SEPIC PFC 与传统 SEPIC PFC 电路的详细电气参数对比, 其中“慢”代表传统慢速恢复二极管, “快”代表快速恢复二极管。由表 1 易知无桥 SEPIC PFC 电路具有更高效的原因。

表 1 传统的与所提 SEPIC PFC 变换器的对比

Tab.1 Comparison between conventional and proposed SEPIC PFC converters

项目	传统 SEPIC	提出的无桥 SEPIC
总器件数	11	13
MOSFET	1	1
二极管数	5(4 慢+1 快)	5(2 慢+3 快)
V_{T1} 导通时电流通路的半导体数	3(2 慢+1 开关管)	3(1 慢+1 开关管+1 快)
V_{T1} 关断时电流通路的半导体数	3(2 慢+1 快)	2(1 慢+1 快)
等效电感 L_e	$L_1//L_0$	$L_1//L_2//L_0$
集成的磁性磁芯	1 个磁芯集成 2 个电感	1 个磁芯集成 3 个电感
驱动电路	1	1

2 电路参数设计

与传统 SEPIC PFC 变换器相同, 本文所提出的无桥 SEPIC PFC 变换器可以工作于 CCM、临界导电机模式(BCM)以及 DCM。因此设计电路参数之前需要研究电路工作模式的边界条件。

类似文献[1], 易知 CCM 和 DCM 的边界条件为:

$$K_e \text{_{crit_min}} = \frac{1}{2(M+1)^2} \quad (6)$$

$$K_e \text{_{crit_max}} = \frac{1}{2M^2} \quad (7)$$

其中, $M = U_0/U_m$, 是输出、输入电压的传输比; U_m 为输入电压峰值。

由此可知 SEPIC PFC 电路存在 3 种工作模式:

a. 当 $K_e < K_e \text{_{crit_min}}$ 时, 电路在整个线周期 T_1 内工作于 DCM;

b. 当 $K_e \text{_{crit_min}} \leq K_e \leq K_e \text{_{crit_max}}$ 时, 电路在一个线周期 T_1 内同时存在 CCM 和 DCM, DCM 主要存在于输入电压的过零点附近;

c. 当 $K_e > K_e \text{_{crit_max}}$ 时, 电路在整个线周期 T_1 内工作于 CCM。

其中, $K_e = 2L_e/(R_L T_s)$; $1/L_e = 1/L_1 + 1/L_2 + 1/L_0$; R_L 为

负载电阻。

假设预期的电路设计指标如下: 输入电压 $u_{in} = 120\sqrt{2} \sin(2\pi f_1 t)$, 线频率 $f_1 = 60 \text{ Hz}$, 输出电压 $U_0 = 50 \text{ V}$, 负载电阻 $R_L = 25 \Omega$, 开关频率 $f_s = 100 \text{ kHz}$, 输出功率 $P_0 = 100 \text{ W}$, 输入电流纹波 $\Delta I_{L1} = 50\% I_{L1}$, $\Delta I_{L2} = 50\% I_{L2}$, 输出电压纹波 $\Delta U_0 = 25\% U_0$, 效率 $\eta > 85\%$, 功率因数 $\text{PF} > 0.99$ 。电路参数详细计算过程如下。

步骤 1 计算电压传输比 M 和临界值 $K_e \text{_{crit_min}}$ 。

$$M = \frac{50}{120\sqrt{2}} \approx 0.29 \quad (8)$$

$$K_e \text{_{crit_min}} = \frac{1}{2(M+1)^2} = \frac{1}{2(0.29+1)^2} \approx 0.3 \quad (9)$$

步骤 2 选取 K_e 和计算等效电感 L_e 。如果电路工作于 DCM, 那么将需要较大的 EMI 滤波器; 如果工作于情况 c, 则需要较大的 L_0 。综合考虑后, 论文选取 $K_e = 0.9$, 则:

$$L_e = \frac{R_L T_s K_e}{2} = \frac{25 \times 10 \times 10^{-6} \times 0.9}{2} = 112.5 \text{ (}\mu\text{H)} \quad (10)$$

步骤 3 计算输入电压峰值点的占空比 D_{1_pk} 。

$$D_{1_pk} = \frac{U_0}{U_m + U_0} = \frac{50}{120\sqrt{2} + 50} \approx 0.23 \quad (11)$$

步骤 4 根据输入电流纹波要求, 计算输入电感 L_1 和 L_2 。由于电路效率 η 为 90%, 不难计算输入电流 i_{in} 的峰值 i_{in_pk} 为:

$$i_{in_pk} = \frac{\sqrt{2} P_0}{0.9 U_{in_rms}} = \frac{\sqrt{2} \times 100}{0.9 \times 120} \approx 1.3 \text{ (A)} \quad (12)$$

最大输入电流纹波 $\Delta I_{L1} = 50\% I_{L1} = 0.65 \text{ (A)}$, 故电感 L_1 为:

$$L_1 = \frac{U_m D_{1_pk} T_s}{\Delta I_{L1}} = \frac{120\sqrt{2} \times 0.23 \times 10 \times 10^{-6}}{0.65} \approx 600.5 \text{ (}\mu\text{H)} \quad (13)$$

类似地有: $L_2 = 600.5 \mu\text{H}$ 。本文取 $L_1 = L_2 = 600 \mu\text{H}$ 。

步骤 5 计算输出电感 L_0 。根据式(9)和等效电感 L_e 定义有:

$$L_0 = \frac{L_e L_1}{L_1 - 2L_e} = 180 \text{ (}\mu\text{H)} \quad (14)$$

本文选取 $L_0 = 200 \mu\text{H}$ 。

步骤 6 计算输出电容 C_0 。根据要求, 可知 $\Delta U_0 = 12.5 \text{ V}$, 则有:

$$C_0 = \frac{P_0}{2\pi f_1 U_0 \Delta U_0} = \frac{100}{2 \times 3.14 \times 60 \times 50 \times 12.5} \approx 425 \text{ (}\mu\text{F)} \quad (15)$$

本文选取 $C_0 = 425 \mu\text{F}$, 实际选用 $500 \mu\text{F}$ 。

步骤 7 计算中间电容 C_1 和 C_2 。电容 C_1 和 C_2 分别在输入电压的正、负半周起传递能量的作用, 对系统影响很大。 C_1 和 C_2 不能太大, 否则其电压难以跟随输入电压; 同时, C_1 和 C_2 也不能太小, 必须使其电

压在一个开关周期内基本保持恒定。通常, $C_1(C_2)$ 应使得 $L_1(L_2)$ 、 L_0 、 $C_1(C_2)$ 的振荡角频率 ω_r 远离母线频率 ω_1 和开关频率 ω_s , 一般 ω_r 取 5%~10% 的开关频率, 即:

$$0.05\omega_s < \frac{1}{\sqrt{(L_1+L_0)C_1}} < 0.1\omega_s \quad (16)$$

因此可求得: $0.32 \mu\text{F} < C_1 < 1.27 \mu\text{F}$ 。本文取 $C_1 = 1 \mu\text{F}$ 。相应地, $C_2 = 1 \mu\text{F}$ 。

3 仿真验证

为了对所提出的单管无桥 SEPIC PFC 电路的工作原理进行验证, 本文采用 PSIM 9.0 对所研究电路进行了仿真, 其中电感 L_1 、 L_2 及 L_0 采用分立电感形式。电路功率级参数如第 2 节计算所示。控制器采用平均电流模式 (ACM)。仿真结果如图 5 所示。

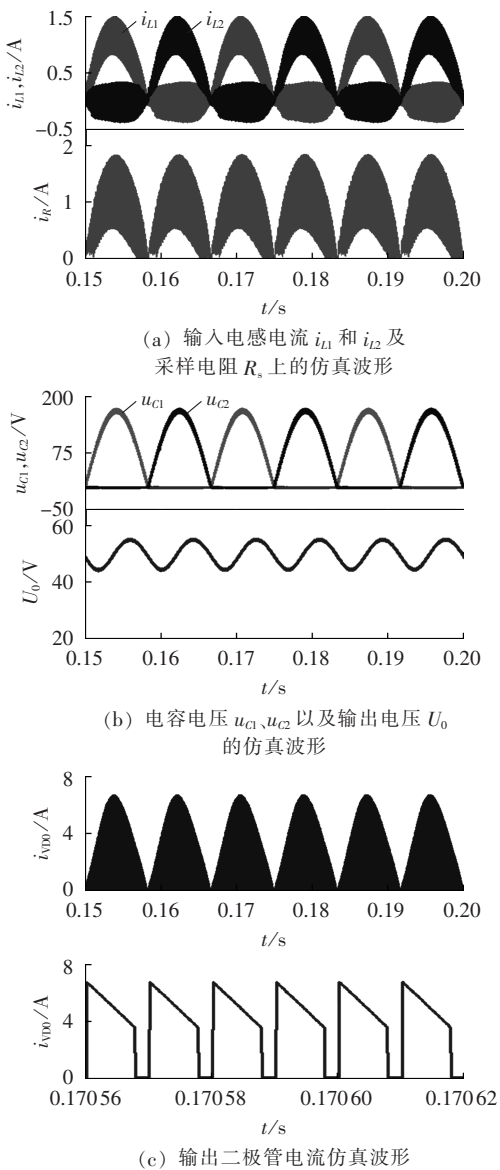


图 5 所提 SEPIC PFC 变换器仿真结果
Fig.5 Simulative results of proposed SEPIC PFC converter

图 5(a) 为无桥 SEPIC PFC 电路的电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 以及采样电阻 R_s 上的仿真波形。该采样电阻 R_s 位于低频二极管 V_{Dp} 、 V_{Dn} 与开关管之间。由仿真波形可知: 电感 L_1 和 L_2 分别在输入电压 u_{in} 的正、负半周充当输入电感; 输入电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 的纹波幅度大约 50%, 证明了第 2 节参数设计的正确性。

图 5(b) 为无桥 SEPIC PFC 电路中能量传递的电容电压 u_{C1} 、 u_{C2} 以及输出电压 U_0 的仿真波形。由图可知: C_1 和 C_2 分别在输入电压的正、负半周充当能量传递电容; 输出电压 U_0 很好地稳定在 50 V, 纹波的峰峰值为 10.6 V, 完全符合设计要求。

输出二极管线周期 T_1 及开关周期 T_s 内的仿真波形如图 5(c) 所示, 从中可知, 电路工作于 CCM, 和预期设计要求一致。

综上所述, 本文所提的电路以及参数设计完全正确。

4 实验研究

实验室完成了一台 100 W 原理样机, 其主要元器件有: 开关管 V_{T1} 型号为 STB30NM60N; 低频二极管 V_{Dp} 、 V_{Dn} 型号为 S5J-E3; 快速二极管 V_{Dx1} 、 V_{Dx2} 、 V_{D0} 型号为 S1TH12R06G; 电容 C_1 、 C_2 型号为 ECQ-E2W105KH。整个电路采用平均电流控制方法, 其控制原理图如图 6 所示。由于是无桥电路, 所以输入电压的采样不能像传统 PFC 电路一样, 采样整流桥之后的电压, 因此本文实验电路通过增加二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 来获取输入电压 u_{in} 的形状。值得注意的是, PFC 电路中的输入电压采样, 仅仅是为了获取其形状, 因此 V_{D1} 和 V_{D2} 所需耐流可以很小, 几百毫安即可。输入电流的采样则相对容易, 可以将采样电阻 R_s 位于低频二

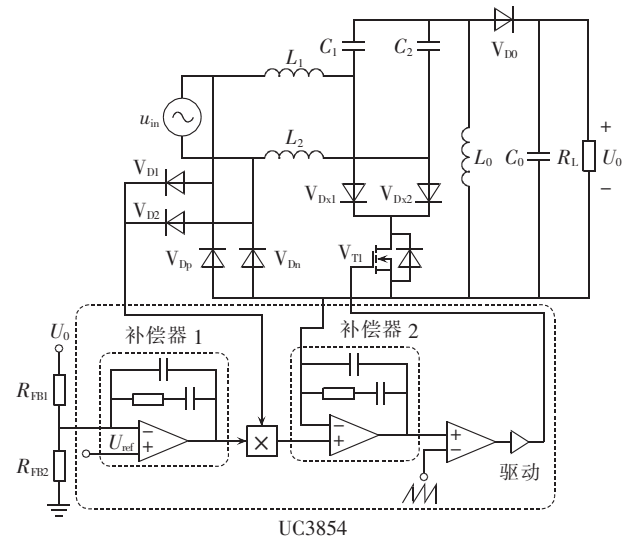


图 6 所提 SEPIC PFC 变换器控制原理图
Fig.6 Schematic diagram of proposed SEPIC PFC converter control

极管 V_{Dp} 、 V_{Dn} 与开关管之间。基于图 6 所示的控制原理,本文选用 UC3854 作为主控制 IC。

图 7 为无桥 SEPIC PFC 变换器的实验波形。其中图 7(a)为输入电感电流 i_{L1} 和输出电压 U_0 的波形。由实验波形可知:电感 L_1 在输入电压 u_{in} 的正半周期内充当 SEPIC 输入电感,很好地验证了所提电路的工作原理;输出电压 U_0 很好地被控制在 50 V,证明了控制电路稳态误差较小,同时输出电压纹波约为 10 V,小于设计要求。图 7(b)给出了输入电压 u_{in} 和输入电流 i_{in} 的实验波形,可知 i_{in} 与 u_{in} 完全同步,电路具有很好的 PFC 功能,实测满载功率因数为 0.995。

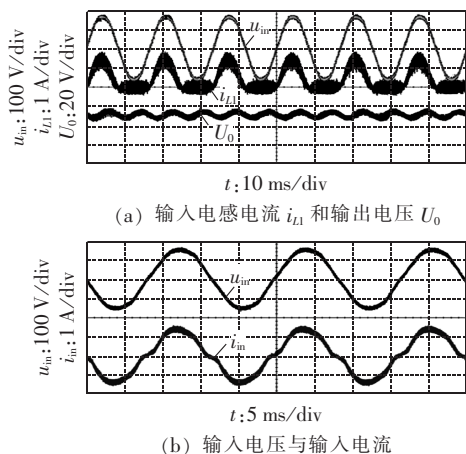


图 7 所提 SEPIC PFC 变换器的实验波形
Fig.7 Experimental results of proposed SEPIC PFC converter

图 8 为样机测试的效率、功率因数随输出功率的变化曲线。由图可知:负载功率在 20%~100% 之间变化时,系统的功率因数始终保持在 0.95 以上;样机测试效率均在 85% 以上,效率最高值发生在 50% 时,其值为 90.5%。

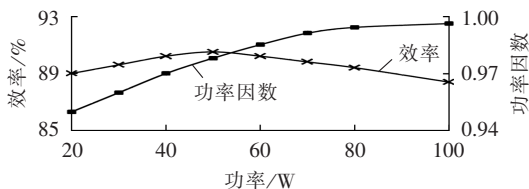


图 8 功率因数、效率与负载功率的关系
Fig.8 Relationship among power factor, efficiency and load power

图 9 给出了采用 Fluke 43B 功率分析仪测量的输入电流 i_{in} 的 3~13 次谐波数据与 IEC61000-3-2 Class C 标准的对比。13 次之后的谐波几乎为 0, Fluke 43B 已经很难测量出具体值。由图 9 所示,输入电流谐波远小于 IEC61000-3-2 Class C 的指标要求,符合相关标准要求。实测 THD 值为 8.8%。

本文研究的 100 W 无桥 SEPIC PFC 的功率损耗约 13 W,其中磁性元件损耗占 44%,开关管 V_{T1} 损耗占 12%,低频二极管 V_{Dp} 和 V_{Dn} 约占 8%,快速恢

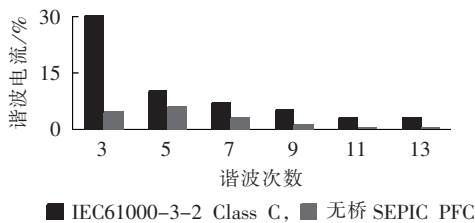


图 9 输入电流谐波测试结果

Fig.9 Result of input current harmonic test

复二极管 V_{Dx1} 、 V_{Dx2} 以及输出二极管 V_{D0} 损耗占总损耗的 36%。从损耗分布可知,该电路还可通过优化磁性元件设计以及磁集成的方法进一步提高效率。

5 结论

相较于 Boost PFC 变换器,SEPIC PFC 变换器具有诸如可升压可降压、易于实现隔离以及 EMI 滤波简单等优点。为了进一步提高 SEPIC PFC 变换器的变换效率,提出了一种新型的单开关管无桥 SEPIC PFC 变换器,其特点总结如下:

- 取消了传统 PFC 变换器中低频整流桥,因此具有高效率的特点;
- 同传统 SEPIC 一样,可以通过磁集成的方式将所有电感集成在同一个磁芯上,进一步降低成本;
- 与其他无桥电路一样,由于整流桥的取消,使得输入电压的采样变得困难,增加了控制系统的复杂性,因此需要研究适用于无桥电路的新型控制策略,其中单周控制是最有潜力的控制方式,此方向将是笔者进一步研究的主要内容。

实验室研制的 100 W 原理样机的实验结果证明了所提电路的合理性和可行性,在有效值 120 V 的交流输入电压下,满载功率因数和效率分别为 0.995 和 88.5%。

参考文献:

- [1] MAHDAVI M, FARZANEHFARD H. New bridgeless DCM SEPIC and Cuk PFC rectifier with low conduction and switch loss[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 873-881.
- [2] Environmental Protection Agency(EPA). Energy star program requirements for single voltage external AC-DC and AC-AC power supplies. energy star 4.0 specifications for computers[EB/OL]. (2007-07-20). http://www.energystar.gov/ia/partners/product_specs/program_reqs/EPS_Eligibility_Criteria.pdf.
- [3] Climate Saver Computing Initiative. White paper[EB/OL]. (2007-11-30). http://www.climatesavercomputing.org/docs/20655_Green_Whitepaper_0601307_ry.pdf.
- [4] 赵清林, 张建勇. 基于磁耦合的 CCM PFC 无源无损缓冲电路[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(4): 55-59.
ZHAO Qinglin, ZHANG Jianyong. Passive lossless snubber based on magnetic coupling for CCM PFC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(4): 55-59.

- [5] 郑连清,鲁思男. Boost PFC 变换器快时标分岔的控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):68-73.
ZHENG Lianqing,LU Sinan. Control of fast-scale bifurcation in Boost PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013,33(10):68-73.
- [6] 阎铁生,许建平,张斐,等. 反激 PFC 变换器输出电压纹波分析[J]. 电力自动化设备,2013,33(9):41-46.
YAN Tiesheng,XU Jianping,ZHANG Fei,et al. Analysis of output voltage ripple for flyback PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(9):41-46.
- [7] 马红波. 单相离线式高亮度 LED 照明驱动的研究与设计[D]. 成都:西南交通大学,2012.
MA Hongbo. Study and design of single-phase offline high-brightness LED driver for lighting application[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University,2012.
- [8] HUBER L,JANG Y,JOVANOVIĆ M M. Performance evaluation of bridgeless PFC Boost rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(3):1381-1389.
- [9] JANG Y,JOVANOVIĆ M M. A bridgeless PFC Boost rectifier with optimized magnetic utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(1):85-93.
- [10] SU Bin,LU Zhengyu. An interleaved totem-pole Boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,25(6):1406-1415.
- [11] LU Bin,BROWN R,SOLDANO M. Bridgeless PFC implementation using one cycle control technique[C]//Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, Texas, USA:IEEE,2005:812-817.
- [12] KONG Pengju,WANG S,LEE F C. Common mode EMI noise suppression for bridgeless PFC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(1):291-297.
- [13] CHOI W Y,KWON J M,KIM E H,et al. Bridgeless Boost rectifier with low conduction losses and reduced diode reverse-recovery problems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(2):769-780.
- [14] SABZALI A J,ISMAIL E H,AL-SAFFAR M A,et al. New bridgeless DCM SEPIC and Cuk PFC rectifiers with low conduction and switching losses[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2011,47(2):873-881.
- [15] SAHID M R,YATIM A H M,TAUFIK T. A new AC-DC converter using bridgeless SEPIC[C]//36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society(IECON). Glendale,AZ,USA: IEEE,2010:286-290.

作者简介:



马红波

马红波(1981-),男,陕西合阳人,博士后,主要研究方向为高效率开关变换器拓扑、可再生能源供电系统、LED照明系统等(E-mail:hongboma@swjtu.edu.cn);

郑聪(1985-),男,江西于都人,博士研究生,主要研究方向为LED照明系统、可再生能源并网技术、无线充电器等;

余文松(1970-),男,江西南昌人,助理教授,博士,主要研究方向为可再生能源供电系统、软开关变换器等。

Single-switch bridgeless SEPIC PFC converter

MA Hongbo¹,ZHENG Cong²,YU Wensong²,GUO Yuhua¹

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. Future Energy Electronic Center(FEEC), Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg 24060, USA)

Abstract: Aiming at the low efficiency of conventional PFC(Power Factor Correction) converter due to its low-frequency rectifier bridge and the innate topological defect of Boost PFC converter,a novel single-switch bridgeless topology of SEPIC(Single-Ended Primary Inductance Converter) PFC converter is proposed,which, compared with the present bridgeless SEPIC PFC converter,preserves all favorable features of conventional SEPIC topology,such as magnetic aggregation and easy isolation,and needs only one switch,resulting in higher efficiency and lower cost. With the continuous conduction mode as an example,its operational principle and parameter design are analyzed in detail. The results of simulation with PSIM and the results of experiment with a 100 W prototype based on UC3854 validate the correctness and effectiveness of the proposed topology.

Key words: bridgeless; SEPIC; power factor correction; electric converters; rectifier bridge