

# 非隔离型 LLC 谐振变换器分析设计

盛伦辉,周玉斐,吴旗斌

(南京航空航天大学 电子信息工程学院,江苏 南京 211100)

**摘要:** LLC 谐振网络变换器是一种软开关变换器,能够降低损耗、实现高频化、提高效率,在通信电源、电池充电器等方面有着广泛的应用。传统 LLC 变换器为隔离型的谐振变换器,其中包含一个高频隔离变压器。在功率较大的场合中,隔离变压器设计困难,且漏感较大,导致损耗高,影响变换器性能;另一方面,隔离变压器由两个绕组组成,导致谐振变换器的体积较大,从而影响变换器的功率密度,若直接将其用于高频、高效的非隔离应用场合,不利于其效率和成本优势的发挥。提出一种具有输入输出共地结构的非隔离型 LLC 谐振变换器,适用于光伏逆变器、LED 恒流驱动等非隔离场合。最后搭建了实验平台,实验验证了理论的正确性。

**关键词:** DC-DC 变换器;非隔离;谐振变换器;软开关

**中图分类号:** TP46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20556

## Analysis and Design of Non-isolated LLC Resonant Converter

SHENG Lunhui, ZHOU Yufei, WU Qibin

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 211100, Jiangsu, China)

**Abstract:** The LLC resonant network converter is a soft-switching technology which can reduce losses, achieve higher frequencies, and improve efficiency. It has a wide range of applications in communication power supply, battery charger, etc. The traditional LLC converter is an isolated resonant converter, which contains a high frequency isolation transformer. In the case of high power, the isolation transformer design is difficult, and the leakage inductance is large, resulting in high loss and affecting the performance of the converter. On the other hand, the isolation transformer is composed of two windings, which leads to the large volume of the resonant converter, and thereby affects the power density of the converter. If the converter is directly used in high-frequency and high-efficiency non-isolated applications, it is not conducive to its efficiency and cost advantages. A non-isolated LLC resonant converter with input-output common-ground structure was proposed, which is suitable for non-isolated applications such as photovoltaic inverter and LED constant-current drive. Finally, an experimental platform was built to verify the correctness of the theory.

**Key words:** DC-DC converter; non-isolated; resonant converter; soft switch

随着能源的供应不能满足人们生产和生活的需要,节约能源成为了当今社会至关重要的关注点。新能源发电的崛起受到了各国的青睐,各国相继出台了新能源发展的新政策,促进了风电、光伏等新能源的发展。光伏发电方式作为新能源发电的一种主要形式,据统计,截至2016年底,我国光伏发电新增装机容量34.54 GW,累计

装机容量77.42 GW,光伏电站累计装机容量67.10 GW,全年发电量662亿 $\text{kW}\cdot\text{h}^{[1-2]}$ 。因此,光伏发电方式已经成为电力供应、节约能源以及清洁能源中不可忽视的能源之一。

目前,光伏逆变器依据是否存在变压器电气隔离可分为隔离型和非隔离型,而非隔离型又分为单级式和多级式。单级式非隔离光伏逆变器

**基金项目:** 2018年研究生创新基地(实验室)开放基金(kfjj20180407);航空基金自由探索项目(2015ZC52035);中国博士后科学基金(2015M580424)

**作者简介:** 盛伦辉(1995—),男,硕士研究生,Email: 1012678159@qq.com

在同级电路中完成电压变化和DC/AC变换,光伏组件输出的直流电通过逆变器直接逆变并入电网。单级式结构成本低、效率较高,但是要实现最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT)和逆变并网<sup>[3]</sup>,整体控制较为复杂。两级式光伏逆变器一般是在逆变器的前级加上一级DC/DC变换器,两级式的优点主要如下:1)满足不同输入电压,在DC/DC变换器中实现升降压功能;2)两级可以分开控制,分级优化,简化了设计,降低了控制的难度。缺点是增加了元器件的数量,导致一定的成本增加。

两级式光伏逆变器中DC/DC变换器主要包括以Boost变换器为代表的变换器<sup>[4-5]</sup>。文献[6]中提出一种带有耦合电感以提升电压增益的有源Buck-Boost变换器,然而为了获得高电压增益,开关数量达到了8个。光伏逆变器中,一般需要交流侧峰值电压低于直流侧电压才能正常工作,而光伏电池的输出电压有限,因此采用两级式结构,即前级加上Boost变换器才能正常工作。文献[7-8]中的Boost变换器的功率开关管处于硬开关工作状态,并且随着开关频率的增加,开关电源中开关管的开关损耗所占系统总损耗比重越发明显,效率和功率密度较低。为了提高效率和功率密度<sup>[9]</sup>,DC/DC变换器采用了高频开关电源<sup>[10]</sup>,主要包括以LLC为代表的谐振变换器<sup>[11-14]</sup>。谐振变换器凭借其软开关特性以及高功率密度<sup>[15]</sup>,且具有优良的电磁干扰(electro magnetic interference, EMI)特性,能够实现原边开关管的零电压开通(zero voltage switching, ZVS)以及输出整流管的零电流关断(zero current switching, ZCS),可以有效减小开关损耗和二极管的反向恢复损耗。LLC谐振变换器不仅可以适应光伏组件的宽范围输入,而且可以高效可靠地实现升压功能。

文献[16]提出了一种固定频率零电压开关三电平LLC谐振转换器。通过控制变压器副边同步整流开关与原边开关之间的移相角来控制输出电压。该变换器可以在宽ZVS范围内工作,并且利于磁性元件的优化。但是,该控制策略增加了传导损耗,降低了变换器的效率。传统的LLC谐振变换器具有一个隔离变压器,由于隔离式变压器是由两个绕组构成,导致谐振变换器的体积较大,损耗较高,并且存在着设计困难、漏感难以控制等问题。因此文献[17]提出一种LLC谐振变换器中磁集成设计的方法,但是集成磁性元件的设计较

为困难,且漏感不易控制,很难达到理想效果。文献[18]提出将LLC工作频率提高到1 MHz,以减小变压器体积,虽然LLC开关能实现零电压开通,但是关断损耗还是存在的,因此高频化带来的变压器磁芯损耗以及开关管关断损耗会变大,另一方面由于开关管寄生二极管存在反向恢复问题,因此开关上、下管 $S_1$ 和 $S_2$ 之间需要加入固定的大于寄生二极管反向恢复时间的死区时间,在超高频时变换器有效占空比会降低,影响变换器效率。

本文提出了一种应用于光伏逆变器的非隔离型LLC谐振变换器的方案<sup>[19-21]</sup>,保留了传统LLC软开关特性的优势。由于本文变换器用单独的电感绕组替代隔离变压器,减小了变换器的体积,降低了损耗,解决了变压器漏感不易控制所带来的损耗问题;输入和输出共地,共用同一套驱动,采样无需隔离光耦,简化了设计。

## 1 非隔离型LLC变换器工作原理分析

### 1.1 拓扑分析

本文使用的非隔离LLC谐振变换器如图1所示。输入由滤波电容 $C_{i1}$ ,  $C_{i2}$ 以及功率MOSFET管 $S_1$ ,  $S_2$ 组成对称半桥逆变电路。 $S_1$ ,  $S_2$ 的体二极管以及输出寄生电容分别为 $D_{s1}$ ,  $D_{s2}$ ,  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 。谐振网络由谐振电容 $C_r$ 、串联谐振电感 $L_r$ 、并联谐振电感 $L_p$ 组成。输出采用的是倍压整流,由二极管 $D_1$ ,  $D_2$ 和电容 $C_{o1}$ ,  $C_{o2}$ 组成。 $C_o$ 为输出滤波电容,能够使负载电压为直流电压。

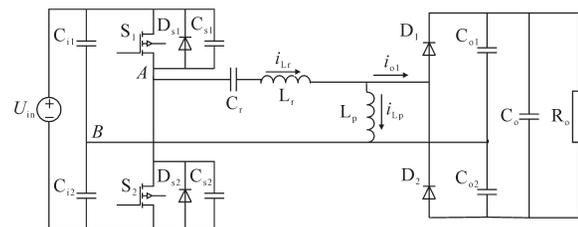


图1 非隔离LLC谐振变换器

Fig.1 Non-isolated LLC resonant converter

当输出整流二极管 $D_1$ 或 $D_2$ 导通时,并联谐振电感 $L_p$ 被输出电压 $U_o/2$ 钳位,所以 $L_p$ 两端电压是恒定的,这段时间内谐振网络仅由 $C_r$ ,  $L_r$ 组成。当串联谐振电感电流 $i_{Lr}$ 等于并联谐振电感电流 $i_{Lp}$ 时,谐振网络输出电流 $i_{o1}$ 为零,整流管 $D_1$ ,  $D_2$ 处于关断状态,此时,谐振网络中 $C_r$ ,  $L_r$ ,  $L_p$ 一起谐振。因此非隔离LLC谐振变换器有两个谐振频率,由谐振电容 $C_r$ 、串联谐振电感 $L_r$ 一起参与谐振时的串联谐振频率为 $f_r$ ,由谐振电容 $C_r$ 、串联谐振电感

$L_r$ 以及并联谐振电感 $L_p$ 一起参与谐振时的并联谐振频率为 $f_m$ ,如下式所示:

$$\begin{cases} f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \\ f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_r)C_r}} \end{cases} \quad (1)$$

1.2 工作过程分析

由于非隔离LLC谐振变换器存在两个谐振频率 $f_r$ 及 $f_m$ ,下面以开关频率 $f_s$ 的范围来分析非隔离LLC谐振变换器的工作过程。

1) $f_s < f_m$ 时的工作过程。

当变换器工作频率处于 $f_s < f_m$ 时,输入侧开关管开关切换之前,串联谐振电感电流就已经变换方向,无法实现开关管的零电压开通,因此这段工作频率不适合谐振变换器。

2) $f_s > f_r$ 时的工作过程。

图2a所示为非隔离LLC谐振变换器在开关频率处于 $f_s > f_r$ 的工作波形。由工作波形可知,当变换器工作频率处于 $f_s > f_r$ 时,输入侧开关管开关切换之前,串联谐振电感电流仍然保持原来方向,因此在开关管切换之前,体二极管先导通,从而能够实现开关管的ZVS,可以消除开关管的开通损耗。但是谐振变换器输出电流 $i_{o1}$ 在开关切换之前没有降低到0,因此输出整流二极管无法实现零电流关断(ZCS)。

3) $f_m < f_s < f_r$ 时的工作过程。

图2b为非隔离LLC谐振变换器在开关频率处于 $f_m < f_s < f_r$ 的工作波形。由工作波形可知,当变换器工作频率处于 $f_m < f_s < f_r$ 时,输入侧开关管能够实现开关管的ZVS,并且由于在开关切换之前 $i_{Lr}=i_{Lp}$ ,谐振网络输出电流 $i_{o1}$ 在开关切换之前降低到0,输出整流二极管可以实现自然关断,能够实现ZCS。

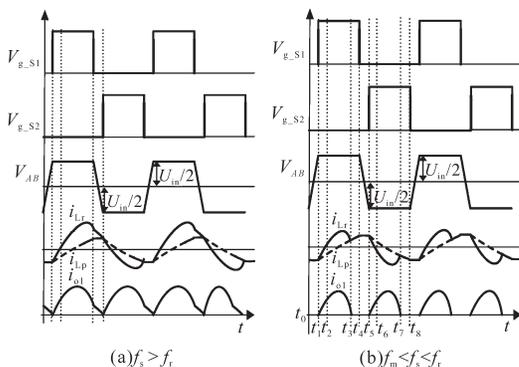


图2 非隔离LLC谐振变换器工作波形

Fig.2 Working waveforms of non-isolated LLC resonant converter

从上述分析可知,当非隔离LLC谐振变换器工作频率处于 $f_s > f_m$ 时,能实现开关管的软开关,并且在 $f_m < f_s < f_r$ 时能实现输出整流管的软开关,有利于提高系统的效率。非隔离LLC变换器主要适用于开关频率处于 $f_m < f_s < f_r$ 这段区间。下面详细分析这段区间的工作情况。

1.3  $f_m < f_s < f_r$ 工作模式分析

当 $f_m < f_s < f_r$ 时,非隔离LLC谐振变换器可以分为8个阶段,因为后半周期原理与前半周期相似,因此仅对前半周期进行详细分析。前半周期工作模式如图3所示。

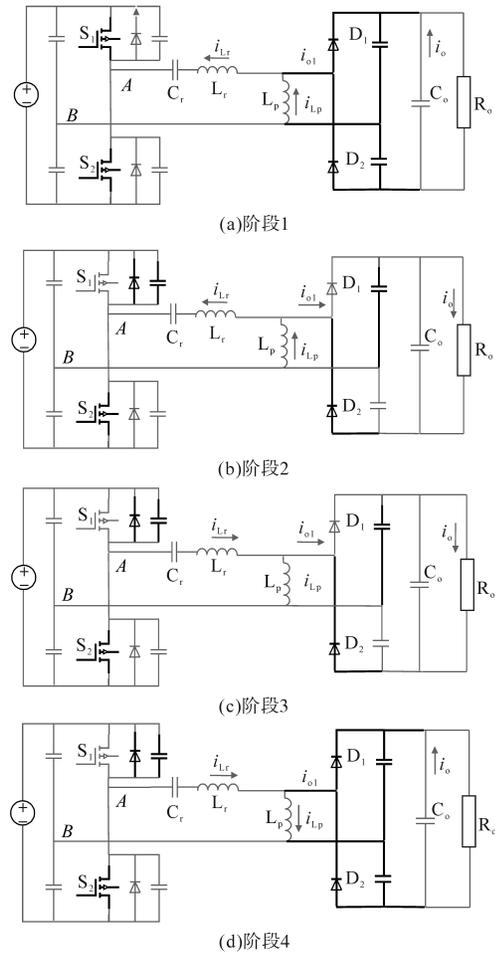


图3 非隔离LLC谐振变换器前半周期工作模式

Fig.3 First half cycle operating mode of non-isolated LLC resonant converter

1)阶段1 $[t_0-t_1]$ 。如图3a所示,在 $t_0$ 时刻, $S_2$ 关断,谐振网络电流对开关管 $S_1$ 的寄生电容放电, $S_1$ 两端漏源电压开始下降,当降到零时, $S_1$ 的体二极管开始导通,能够为开关管 $S_1$ 创造ZVS条件。此时 $i_{Lr}=i_{Lp}$ ,谐振网络 $C_r, L_r, L_p$ 一起谐振, $i_{o1}=0$ ,负载完全由输出电容提供能量。

2)阶段2 $[t_1-t_2]$ 。如图3b所示,在 $t_1$ 时刻, $S_1$ 开

通,由于在 $S_1$ 开通之前, $S_1$ 的寄生二极管已经导通,从而 $S_1$ 零电压开通,此时串联谐振电感电流仍然为负方向。但此时 $i_{o1}$ 为正方向,整流管 $D_1$ 导通,此时谐振网络 $C_r, L_r$ 谐振。

3)阶段3 $[t_2-t_3]$ 。如图3c所示,在 $t_2$ 时刻,串联谐振电感电流换向为正方向,其它工作特性与上一阶段一致。直到 $t_3$ 时刻 $i_{Lr}=i_{Lp}$ 。

4)阶段4 $[t_3-t_4]$ 。如图3d所示,在 $t_3$ 时刻,串联谐振电感电流等于并联谐振电感电流, $i_{o1}=0$ ,为输出二极管零电流关断创造条件。此时 $i_{Lr}=i_{Lp}$ ,谐振网络 $C_r, L_r, L_p$ 一起谐振, $i_{o1}=0$ ,负载完全由输出电容提供能量。

### 1.4 稳态特性分析

在分析谐振变换器基本特性时一般采用基波分量法。根据稳态工作时谐振电容的伏秒平衡原则,谐振电容的直流偏置电压为

$$\overline{V_{Cr}} = \frac{V_{in} - V_o}{2} \quad (2)$$

可知谐振电容的峰值电压包含了直流偏置量:

$$V_{Cr} = \frac{V_{in} - V_o}{2} + \frac{I_r}{2\pi f_r C_r} \quad (3)$$

将谐振电容电压拆分成直流量和交流量两个部分,则得到非隔离LLC谐振变换器的等效电路,如图4所示。

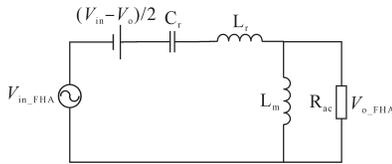


图4 非隔离LLC谐振变换器等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of non-isolated LLC resonant converter

假设输入输出只有基波部分传递能量,忽略直流偏置量和高次谐波,得到图5所示等效电路。

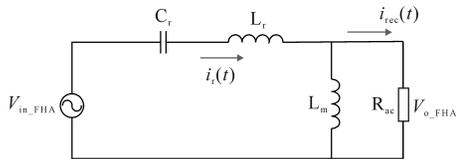


图5 基波近似的非隔离LLC谐振变换器等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of non-isolated LLC resonant converter with fundamental approximation

图5中,输入基波分量为

$$V_{in\_FHA}(t) = \frac{2}{\pi} V_{in} \sin(2\pi f_s t) \quad (4)$$

谐振腔中的谐振电流为

$$i_r(t) = I_r \sin(2\pi f_s t - \varphi) \quad (5)$$

等效电阻为

$$R_{ac} = \frac{V_{o\_FHA}(t)}{i_{rec}(t)} = \frac{4}{\pi^2} R_o \quad (6)$$

该等效电路的电压增益为

$$|G(s)| = \left| \frac{V_{o\_FHA}(s)}{V_{in\_FHA}(s)} \right| = \frac{\frac{2}{\pi} V_o}{\frac{2}{\pi} V_{in}} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (7)$$

对式(7)进行归一化:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = |G(j2\pi f_s)| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2})^2 + Q^2 \cdot (f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (8)$$

其中

$$k = L_m / L_r \quad f_n = f_s / f_r$$

式中: $f_n$ 为归一化频率; $k$ 为谐振电感比值; $L_m$ 为励磁电感。

特征阻抗为

$$Z_r = \sqrt{L_r / C_r} = 2\pi f_r L_r \quad (9)$$

品质因数为

$$Q = Z_r / R_o \quad (10)$$

本文所用输出整流方式为倍压整流方式,进行稳态分析时,忽略了谐振电容上的直流偏置电压,对非隔离谐振LLC谐振变换器进行基本分析。本文提出的非隔离型LLC谐振变换器和传统LLC谐振变换器的稳态特性基本相同。

## 2 非隔离型LLC变换器参数设计及优化

为了进一步分析非隔离型LLC谐振变换器的工作特性,本文设计了一台输入为150~200V,输出为200V/200W的原理样机,给出设计关键参数的过程,进行实验验证。

1)死区时间的选取。

原边电流有效值为

$$I_{prms} = \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{V_o}{nR_o} \sqrt{\frac{n^4 R_o^2 T_s^2}{L_m^2} + 4\pi^2} \quad (11)$$

副边电流有效值为

$$I_{srms} = \frac{\sqrt{3}}{24\pi} \frac{V_o}{R_L} \sqrt{\frac{(5\pi^2 - 48)n^4 R_o^2 T_s^2}{L_m^2} + 12\pi^4} \quad (12)$$

由式(11)、式(12)可得原、副边电流有效值与死区时间关系曲线,如图6、图7所示。当死区时间长,则满足ZVS条件,即励磁电感大、关断电

流小、变换器损耗小,但是死区时间过长导致原、副边传递功率的时间减短,为了达到相同的输出功率,会导致谐振电流的增大来补偿死区时间的增长造成的占空比丢失;当死区时间短,则励磁电感的峰值电流过大、关断电流大、变换器损耗大。根据耐压耐流等级选取 MOSFET 为 TK20V60W5,考虑该 MOS 管的等效结电容,最终选取的死区时间为 150 ns。

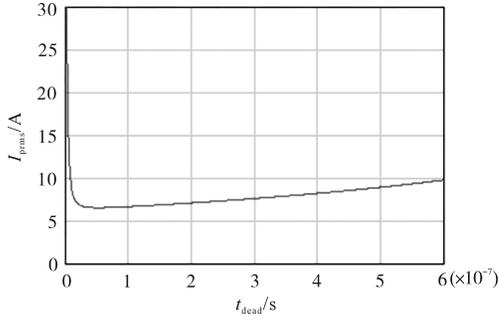


图6 原边电流有效值与死区时间关系曲线  
Fig.6 Relationship curve of  $I_{prms}$  and dead time

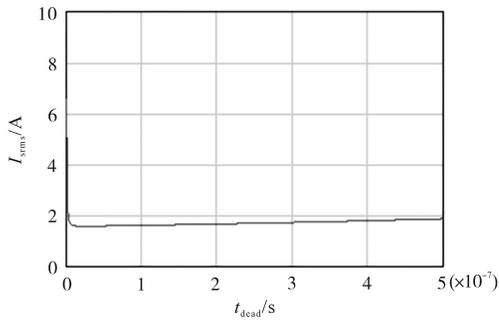


图7 副边电流有效值与死区时间关系曲线  
Fig.7 Relationship curve of  $I_{srms}$  and dead time

2)励磁电感  $L_m$  的设计。励磁电感越大,则导通损耗越小,励磁电感的选取需要满足 MOSFET 的 ZVS 条件。

在 MOS 管开通之前,需要足够的电流给 MOS 管的结电容充放电。当开关频率等于谐振频率时,开关管的关断电流近似等于励磁电感的峰值电流。为了确保 MOS 的 ZVS 开通,励磁电流需满足下式:

$$I_{m\_max} \geq \frac{2V_{in}C_{eq}}{t_{dead}} \quad (13)$$

$$I_{m\_max} = \frac{V_{in}}{8f_r L_m} \quad (14)$$

由此可得励磁电感满足 ZVS 条件为

$$L_m \leq \frac{t_{dead}}{16f_r C_{eq}} \quad (15)$$

等效结电容  $C_{eq}=250$  pF,确定谐振频率为  $f_r=300$  kHz,得  $L_{m\_max}=70$   $\mu$ H。

3)谐振腔电感比  $k$  和品质因数  $Q$  的选取。

在最低输入电压处,变换器达到的峰值增益如下式:

$$M_{peak} = 1.1 \times \frac{V_{out}}{V_{in\_min}} = 1.1 \times \frac{200}{150} = 1.467 \quad (16)$$

在满足 110% 负载条件下,满足该变换器的峰值增益必须高于 1.467,因此,满足变换器峰值大于 1.467 的所有  $k$  和  $Q$  组合才是有效的设计。

选取  $k$  的值为 5,110% 重载下的  $Q=0.331$ ,绘制出在归一化频率下的电压增益曲线,如图 8 所示。

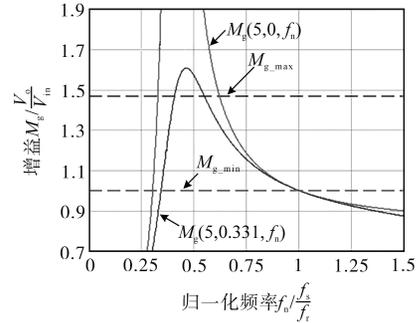


图8 归一化频率下的电压增益曲线

Fig.8 Voltage gain curves at normalized frequency

图 8 中,  $M_{g\_min}$  为最小增益,  $M_{g\_max}$  为最大增益,  $M_g(5,0,f_n)$  为空载情况的增益曲线,  $M_g(5,0.331,f_n)$  为 110% 负载的增益曲线。由图 8 可知,选取的  $k, Q$  在全负载范围内通过调节开关频率都可以满足变换器的增益,否则需要重新选取。

4)谐振腔参数计算。

谐振电感为

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} = 12.9 \mu\text{H}$$

励磁电感为

$$L_m = k \cdot L_r = 64.5 \mu\text{H}$$

谐振电容为

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_r} = 21.8 \text{ nF}$$

实际选取的谐振电感为 13  $\mu$ H,励磁电感为 65  $\mu$ H,谐振电容为 22 nF。

### 3 实验结果及分析

非隔离 LLC 谐振变换器主要元器件规格为:原边开关管型号 TK20V60W5,副边整流管型号 C3D06065A,励磁电感  $L_m$  型号 PQ26/20,谐振电感  $L_r$  型号 PQ26/20。

为了进一步验证理论分析的正确性,搭建

了基于DSP数字控制的非隔离LLC谐振变换器实验样机,如图9所示,实验结果如图10~图12所示。



图9 非隔离LLC谐振变换器样机

Fig.9 Prototype of non-isolated LLC resonant converter

图10所示为开关频率 $f_s > f_r$ 的串联谐振电感电流波形。由图10可以看出, $S_2$ 导通之前谐振电感电流 $I_{Lr}$ 仍然为正,可以实现原边开关管ZVS,与理论分析相符。

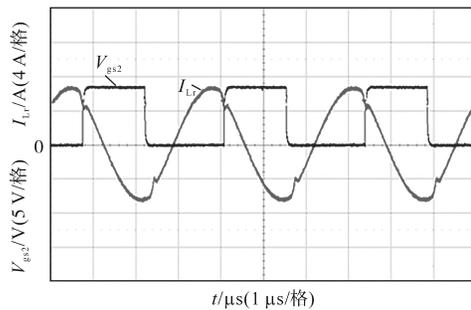


图10 串联谐振电感电流 $I_{Lr}$ 波形( $f_s > f_r$ )

Fig.10 Series resonant inductor current waveforms of  $I_{Lr}$  ( $f_s > f_r$ )

图11所示为开关频率位于 $f_m < f_s < f_r$ 的串联谐振电感电流波形。由图11可以看出, $S_2$ 导通之前谐振电感电流 $I_{Lr}$ 仍然为正,可以实现原边开关管ZVS。

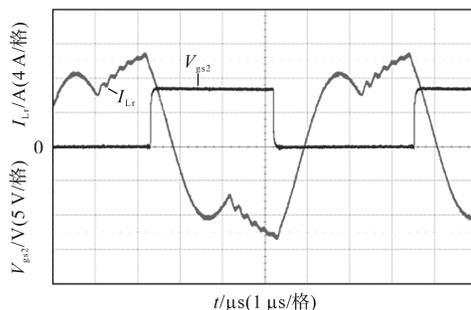


图11 串联谐振电感电流 $I_{Lr}$ 波形( $f_m < f_s < f_r$ )

Fig.11 Series resonant inductor current waveforms of  $I_{Lr}$  ( $f_m < f_s < f_r$ )

图12所示为开关频率位于 $f_m < f_s < f_r$ 的谐振网络输出电流 $i_{o1}$ 波形。由图12可以看出, $S_2$ 导通之前谐振网络输出电流已经降至为0,因此可以实现输出整流二极管的零电流关断。

图13为通过仿真计算给出系统效率的损耗柱状图。从仿真计算可以得出,非隔离LLC相比

传统LLC,原边开关管的有效值电流和关断电流减小,并且减少了变压器的铁损和铜损。

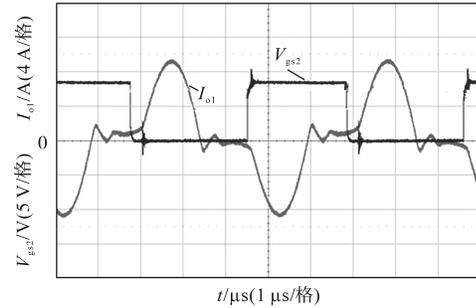


图12 谐振网络输出电流 $I_{o1}$ 波形( $f_m < f_s < f_r$ )

Fig.12 Resonant network output current waveforms of  $I_{o1}$  ( $f_m < f_s < f_r$ )

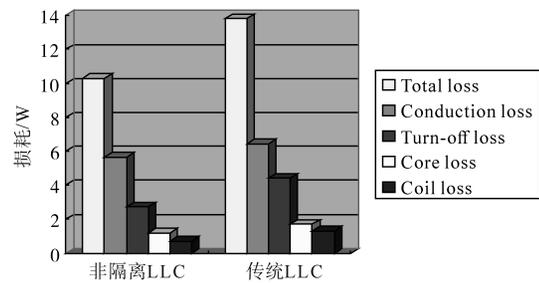


图13 变换器损耗柱状图

Fig.13 Loss histogram of the converter

图14所示为系统效率曲线,其中给出了满载情况下变换器效率与输入电压的关系曲线。从图14中可以看出,随着输入电压的增大,变换器效率逐渐增大,变换器的峰值效率可以达到96%,与仿真一致。

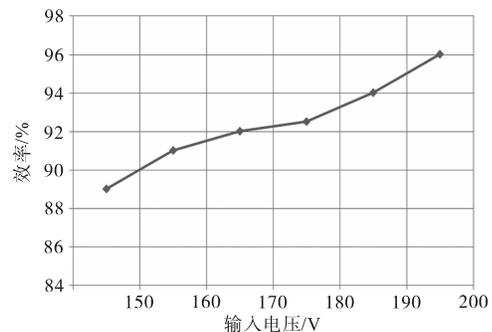


图14 变换器效率曲线图

Fig.14 Efficiency curve of the converter

## 4 结论

本文对非隔离LLC谐振变换器在不同频率区间进行分析,主要分析了开关频率处于 $f_m < f_s < f_r$ 时的电路模式,并对其工作特性进行分析,得出当开关频率处于 $f_m < f_s < f_r$ 时能同时实现输入开关管ZVS以及输出整流管ZCS的结论。ZVS,ZCS的实现能够减小系统损耗,从而提高系统效率,

最后通过仿真以及实验验证了理论分析的正确性。

#### 参考文献

- [1] 吴理博. 光伏并网逆变器系统综合控制策略研究及实现[D]. 北京:清华大学, 2006.
- [2] 樊轶. 两级式单相光伏并网逆变器的控制策略研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2014.
- [3] 丁新平, 卢燕, 钱照明, 等. Z源逆变器光伏并网系统光伏电池MPPT和逆变器并网的单级控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(4): 122-128, 141.
- [4] 陈辉明, 王英, 张仲超. 高频LLC感应加热电源及降低开关损耗策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(17): 67-71.
- [5] Xiang H, Yan Y, Jiang H. A two-stage PV grid-connected inverter with optimized anti-islanding protection method[C]// 2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, Nanjing, China: IEEE, 2009: 1-4.
- [6] Gandami A Ashraf, Varesi K, Hosseini S H. DC-AC Buck and Buck-Boost inverters for renewable energy applications[C]// The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015), Tehran, Iran: IEEE, 2015: 77-82.
- [7] Tang Y, He Y, Dong X. Active Buck-Boost inverter with coupled inductors[C]// 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA: IEEE, 2014: 2754-2759.
- [8] 杜毅, 彭良平, 汤济泽. 双级式光伏并网逆变器控制算法研究[J]. 电气传动, 2013, 43(5): 33-36, 40.
- [9] 宋树伟, 阮毅, 周小杰, 等. 单相光伏并网逆变器解耦控制策略研究[J]. 电气传动, 2014, 44(1): 41-44.
- [10] 杨勇, 郭小强, 张纯江. 高频SiC单相逆变器调制策略研究[J]. 电力电子技术, 2017, 51(12): 23-25.
- [11] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56.
- [12] 江添洋, 张军明, 汪灏生. 同步控制双向LLC谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 87-96.
- [13] 李菊, 阮新波. 全桥LLC谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72-79, 94.
- [14] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169.
- [15] 尹培培, 洪峰, 王成华, 等. 无源无损软开关双降压式全桥逆变器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 40-48.
- [16] Canales F, Barbosa P, Lee F C. A wide input voltage and load output variations fixed-frequency ZVS DC/DC LLC resonant converter for high-power applications[C]//Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344), Pittsburgh, PA, USA: IEEE, 2002: 2306-2313.
- [17] 康亚东, 尹斌, 孙维广, 等. 基于磁集成的LLC谐振变换器设计[J]. 电源技术, 2016, 40(1): 195-198.
- [18] Zhang Zhijuan, Deng Chaoyun, Zuo Yumei. Analysis on 1 MHz high frequency resonant inverter parallel connection[C]//TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference, Macao, China: IEEE, 2015: 1-4.
- [19] Huang D, Wu X, Lee F C. Novel non-isolated LLC resonant converters[C]//2012 Twenty-seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA: IEEE, 2012: 1373-1380.
- [20] Chen L, Wu H, Xu P, *et al.* A high step-down non-isolated bus converter with partial power conversion based on synchronous LLC resonant converter[C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, USA: IEEE, 2015: 1950-1955.
- [21] Zhao Y, Wei T, Hu H, *et al.* A high-efficiency PV grid-tied micro-inverter with soft switching for DC/AC stage[C]//2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Auckland, New Zealand: IEEE, 2015: 1150-1154.

收稿日期: 2019-07-15

修改稿日期: 2019-11-12