

一种L-R复合型桥式DC/DC变换器

袁义生, 彭能, 刘伟

(华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:提出了一种L-R复合型桥式DC/DC变换器。该变换器在传统半桥LLC谐振变换器的基础上,仅增加一组L桥臂,有高、低2种电压增益模式。在高电压增益模式,采用脉冲宽度调制,通过L桥臂对电感线性储能,获得了比传统LLC谐振变换器更高的电压增益,具有更宽的输出电压范围,且电压增益受励磁电感影响小,电路工作无回馈电流。在低电压增益模式,采用脉冲频率调制,电压增益特性与传统LLC谐振变换器接近,但有更小的回馈电流和循环电流。详细分析了所提拓扑2种电压增益模式的工作原理,推导出增益公式,并与传统拓扑进行对比。最后搭建了一台输入电压为220 V、输出电压为100~160 V的实验样机,实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词:DC/DC变换器;谐振;复合;高电压增益;宽范围输出

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202205026

0 引言

近年来,谐振变换器^[1-2]因具有软开关、高效率的优点,在新能源中的应用越来越广泛。在谐振变换器中,LLC谐振变换器凭借其拓扑结构简单、效率高、软开关性能优越等优点,成为了研究的热点^[3-5]。

传统LLC谐振变换器电压增益特性受负载的影响,有以下缺点:①重载时最大电压增益不高,难以实现宽范围输出^[6];②在低电压增益LG(Low voltage Gain)区间工作时,因采取脉冲频率调制(PFM),器件开关频率过高,使得损耗加大、效率降低,较宽的开关频率范围也增加了磁性元件的设计难度^[7-8]。此外,传统LLC谐振变换器以谐振的方式进行储能时,串联工作的无源器件有3个,电流流经器件过多,增加了电路损耗,而向副边释能前的电流回馈阶段,又进一步降低了电路效率。目前研究者们主要从控制策略和拓扑结构2个方面对其进行优化设计,从而提高变换器电压增益,减小开关频率范围,提升工作效率。

在控制策略上,最常见的是PFM与移相脉冲宽度调制(PWM)相结合的混合调制法^[9]。文献[10]提出了一种全桥LLC谐振变换器的混合式控制策略,兼顾了定频和调频的优点,当输入电压较低时变换器工作在变频模式,当输入电压较高时变换器工作在移相模式。该策略的优点是降低了电路工作的最高开关频率,缺点是最高电压增益时还需工作在较小开关频率。为了能够有效地限制开关频率范围,

文献[11]提出了一种宽输入LLC谐振变换器的混合控制策略,当变换器的开关频率小于谐振频率时,进入PFM模式;反之变换器进入PFM和移相PWM相结合的模式,有效地减小了开关频率范围,同时还降低了相移占空比,减小了环流损耗。除了混合调制法,文献[12]提出了一种新颖的控制策略,通过调整传统LLC谐振变换器开关管的导通方式,使得变换器能够工作在全桥或半桥模式,这样可以使最高开关频率降低一半、效率得到提升。上述控制方法主要能降低LG运行时的开关频率并提高效率,但是并没有提高电路的最高电压增益及其运行时的效率。

在拓扑结构上,有改变谐振腔参数、添加辅助开关网络2种方法。改变谐振腔参数包括改变谐振电容、改变励磁电感以及引入辅助LC谐振电路。改变谐振参数的目的是改变谐振频率,从而减小开关频率范围。文献[13]使用辅助开关管引入电容,进而改变谐振电容,实现了在固定开关频率下对电压增益的控制。文献[14]根据输入电压的大小,采用可变电感改变励磁电感,提高了变换器的效率。文献[15]提出了一种采用辅助LC谐振电路的LLC谐振变换器,根据开关频率变化,将辅助电路作为可变电感工作,从而减小了频率变化范围。通过添加辅助开关网络,能够对谐振腔进行储能,提高了变换器的电压增益。文献[16]提出了一种新型的半桥谐振变换器,在传统半桥谐振变换器的一次侧增加了辅助开关,为谐振电感提供储能通道,从而获得更高的电压增益。上述拓扑通过对运行谐振腔的切换来优化变换器效率,但增加了器件和成本,且不能提升电路的最高电压增益及其运行时的效率。

为了实现高增益,变换器常会加入Boost结构。文献[17]提出了一种复合型双Boost-LLC谐振变换器,其中的开关管得到复用,通过对Boost结构的电

收稿日期:2021-09-01;修回日期:2022-03-28

在线出版日期:2022-04-11

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52067007)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52067007)

感储能,提高了变换器的最高电压增益,拓宽了电压范围。文献[18]提出了一种 Boost 型 LLC 谐振变换器,在传统 LLC 谐振变换器 2 个桥臂的中点加入了 2 个 Boost 输入电感,提升了变换器的增益范围。上述结构均是添加了新的储能电感,而关键的谐振电感没有得到复用,不利于高功率密度的实现。

为此,本文提出了一种 L-R (Linear-Resonance) 复合型桥式 DC / DC 变换器,其中的复合电感既可以工作在线性储能状态,又可以工作在谐振储能释能状态,从而提高了电路的电压增益。所提变换器有高电压增益 HG (High voltage Gain) 和 LG 2 个模式, HG 模式采用 PWM, LG 模式采用 PFM,能够在全负载范围内实现软开关、无能量回馈和无环流运行,具备宽范围下高效率应用的优点。

1 拓扑结构及其工作原理

1.1 拓扑结构

图 1 为本文提出的 L-R 复合型桥式 DC / DC 变换器。该拓扑由 1 个原副边变比为 n 的变压器 T、1 个谐振电容 C_r 、1 个谐振电感 L_r 、4 个开关管 S_1 — S_4 及其反并二极管 D_1 — D_4 和寄生电容 C_1 — C_4 、4 个整流二极管 D_5 — D_8 、2 个输入电容 C_{i1} 和 C_{i2} 、1 个输出电容 C_o 构成。 S_1 与 S_3 构成了 L 桥臂, S_2 与 S_4 构成了 R 桥臂。图 1 中: L_m 为励磁电感; i_{Lr} 为谐振电感电流; i_1 — i_4 分别为流过 S_1 — S_4 的电流; i_{Cr} 、 U_{Cr} 分别为谐振电容 C_r 的电流和电压; i_{D5} 、 i_{D6} 分别为流过 D_5 、 D_6 的电流; U_i 为输入电压; U_o 为输出电压; R_o 为负载电阻; i_o 为输出电流。

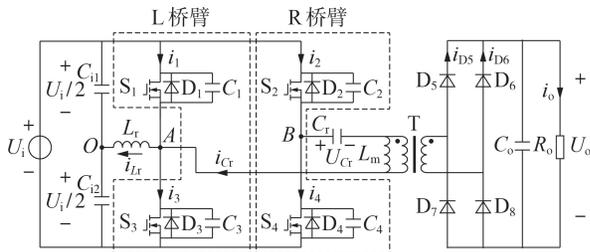


图 1 所提 L-R 复合型桥式 DC / DC 变换器拓扑
Fig.1 Topology of proposed L-R hybrid bridge DC / DC converter

所提变换器根据 L 桥臂是否参与工作分为 HG 模式和 LG 模式 2 种。HG 模式采用定频 PWM, LG 模式采用 PFM。所提变换器与传统半桥 LLC 谐振变换器结构上的区别在于增加了 L 桥臂,通过 L 桥臂实现电感线性 (Linear) 储能, R 桥臂实现以谐振 (Resonance) 方式从输入侧往输出侧传递能量,故所提变换器命名为 L-R 复合型桥式变换器。

为简化变换器工作原理分析,做出以下假设:①所有电容、电感、开关管、二极管和变压器均为理想器件;② $L_m \gg L_r$, 励磁电流 i_{Lm} 近似为 0。

定义以下参数:特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$, 谐振频率 $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$, 谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_r$, 开关角频率 $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s 为开关频率, 变压器副边等效输出交流电阻 $R_{eq} = 8n^2 R_o / \pi^2$, 品质因数 $Q = Z_r / R_{eq}$, 归一化角频率 $\omega_n = \omega_s / \omega_r$, 电感比 $k = L_m / L_r$ 。

1.2 HG 模式工作原理

HG 模式采用 $f_s = f_r$ 的定频 PWM, 此时 L_m 不参与谐振, 因此可以设计得很大。HG 模式的主要波形如图 2 所示。图中: U_{gs1} — U_{gs4} 分别为 S_1 — S_4 的驱动信号; ΔU_{Cr} 为谐振电容电压应力。同一桥臂上、下管之间的驱动信号相差半个开关周期 $T_s/2$ (T_s 为开关周期); L 桥臂的上、下管分别比 R 桥臂的上、下管先导通, 并在 L 桥臂的上、下管各自关断后立刻触发 R 桥臂的上、下管导通。该模式通过调节 L 桥臂导通占空比 $D_L = 2(t_1 - t_0)/T_s$ 来调节电压增益。死区时间固定, 死区占空比 $D_{DH} = 2(t_4 - t_3)/T_s$ 。

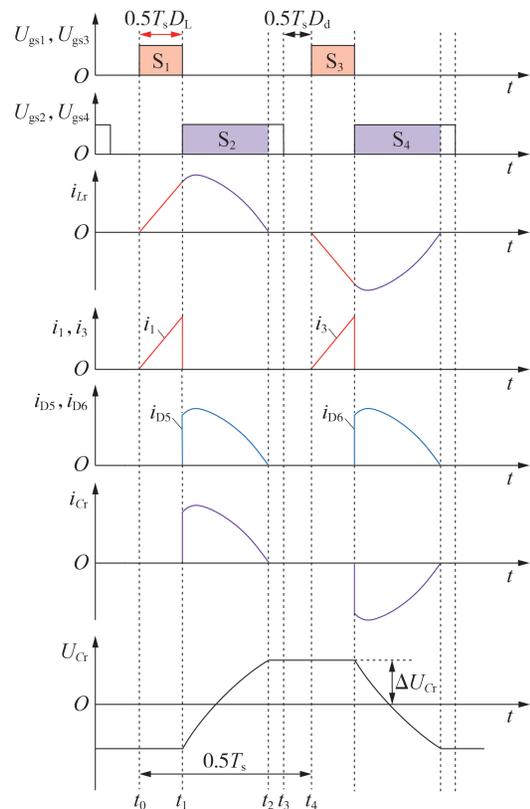


图 2 HG 模式主要波形

Fig.2 Main waveforms under HG mode

以下分析 $[t_0, t_4]$ 区间半个开关周期内变换器的工作原理, 变换器分 4 个工作阶段, 各阶段等效电路如附录 A 图 A1 所示。

1) 阶段 1 $[t_0, t_1]$: 电感线性储能阶段。 t_0 时刻以前, 电路处于 S_4 关断后的死区阶段, D_2 导通, C_r 上的初始电压为 $-\Delta U_{Cr}$, i_{Cr} 近似为 0。 t_0 时刻, 因为 L_r 的作用, S_1 实现零电流开通。 S_1 导通后, $U_i/2$ 对 L_r 充电, i_{Lr}

线性上升。由于 L_m 很大, 可认为 U_{Cr} 不变, i_{Cr} 依旧为 0。 t_1 时刻, $i_{Lr}(t_1)$ 可表示为:

$$i_{Lr}(t_1) = \frac{D_L U_i}{4 f_s L_r} \quad (1)$$

2) 阶段 2 [t_1, t_2): 谐振腔谐振释能阶段。 t_1 时刻, S_1 关断, S_2 实现零电压开通, D_5, D_8 导通, L_r 与 C_r 发生谐振, 能量由原边向副边传输。

本阶段 L_r 的初始电流为 $i_{Lr}(t_1)$, C_r 的初始电压为 $-\Delta U_{Cr}$, 其时域表达式为:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_i/2 - nU_o + \Delta U_{Cr}}{Z_r} \sin[\omega_r(t-t_1)] + i_{Lr}(t_1) \cos[\omega_r(t-t_1)] \quad (2)$$

$$U_{Cr}(t) = U_i/2 - nU_o + i_{Lr}(t_1) Z_r \sin[\omega_r(t-t_1)] - (U_i/2 - nU_o + \Delta U_{Cr}) \cos[\omega_r(t-t_1)] \quad (3)$$

t_2 时刻, i_{Lr} 降为 0, 谐振释能阶段结束, C_r 两端电压上升至 ΔU_{Cr} , i_{D5}, i_{D8} 下降为 0, 从而 D_5, D_8 实现零电流关断。

3) 阶段 3 [t_2, t_3): 续流阶段。 t_2 时刻, 谐振释能结束, 但 S_2 仍然导通。此时 D_5, D_8 关断, L_r, L_m, C_r 形成谐振网络, $i_{Cr} = i_{Lm} \approx 0$, 因 $L_m \gg L_r$, 故 i_{Cr} 近似不变。 t_3 时刻, S_2 实现零电流关断。

4) 阶段 4 [t_3, t_4): 死区阶段。 t_3 时刻, S_2 关断, 因 i_{Cr} 近似不变, C_2 充电的同时 C_4 放电。当 C_4 放电至 0 时 D_4 导通, 为 S_4 的零电压开通创造条件, L_r, L_m, C_r 通过 D_4 形成谐振网络。 t_4 时刻之后, 电路进入下半个工作周期。

HG 模式下, 所提变换器在谐振前对电感进行线性储能, 以此来获得 HG。相比于传统 LLC 谐振变换器的储能阶段有 3 个无源器件流过电流, 所提变换器只有 1 个无源器件(即电感)流过电流, 因而在储能阶段的损耗更小, 效率更高。

所提变换器的谐振电感电流在 R 桥臂开关管关断前复位为 0, 在整个工作阶段无能量回馈, 且励磁电感很大, 可认为环流近似为 0。HG 模式下的后 2 个阶段电流很小, 因而损耗也很小, 对效率的影响可以忽略; 而传统 LLC 谐振变换器有能量回馈阶段且需要较小的励磁电感以提高电压增益。

1.3 LG 模式工作原理

LG 模式采用 PFM, 主要波形如附录 A 图 A2 所示。该模式下 L 桥臂开关管始终关断, 仅 R 桥臂开关管工作在 PFM 状态。 S_2 与 S_4 导通占空比 $D_R = 2(t_1 - t_0)/T_s$, S_2 与 S_4 的死区占空比 $D_{dl} = 2(t_2 - t_1)/T_s$ 固定。

以下分析 [t_0, t_3] 区间半个开关周期内变换器的工作原理, 变换器分 3 个工作阶段, 各阶段等效电路如附录 A 图 A3 所示。

1) 阶段 1 [t_0, t_1): 谐振腔谐振释能阶段。 t_0 时刻之前, S_2 已经驱动导通, 电流 i_{Lr} 流经 D_2 。 t_0 时刻, i_{Lr} 上升为 0, 随后继续增大, C_r 上的初始电压为 $-\Delta U_{Cr}$, $D_5,$

D_8 导通, 能量由原边向副边传输, L_r 与 C_r 形成谐振回路。该阶段 i_{Lr} 和 U_{Cr} 的时域表达式分别为:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_i/2 + \Delta U_{Cr} - nU_o}{Z_r} \sin[\omega_r(t-t_0)] \quad (4)$$

$$U_{Cr}(t) = \frac{U_i}{2} - \left(\frac{U_i}{2} + \Delta U_{Cr} - nU_o \right) \cos[\omega_r(t-t_0)] - nU_o \quad (5)$$

t_1 时刻, S_2 关断, D_5, D_8 关断, 本阶段结束, i_{Cr} 迅速下降, C_r 上的电压上升到 ΔU_{Cr} 。

2) 阶段 2 [t_1, t_2): 死区阶段。 t_1 时刻, S_2 关断, i_{Lr}, i_{Cr} 分别通过 D_3, D_4 续流。因副边整流二极管关断, 一次侧 L_m, C_r 通过 D_4 形成谐振的循环电流回路, i_{Cr} 迅速下降到 i_{Lm} , 且近似为 0。另外, i_{Lr} 通过 D_3 将 L_r 的能量回馈给 C_{12} , i_{Lr} 线性下降。

3) 阶段 3 [t_2, t_3): 零电压开通阶段。 t_2 时刻, S_4 驱动导通, 实现零电压开通, 该阶段与上一个阶段类似, i_{Lr} 继续线性下降, $i_{Cr} = i_{Lm} \approx 0$ 。到 t_3 时刻, i_{Lr} 下降为 0, 进入下半个周期的谐振腔谐振释能阶段。

与传统 LLC 谐振变换器在电压增益小于 1 时采用 PFM 方式存在能量回馈阶段或者移相方式时存在循环电流阶段相比较, 所提变换器在 LG 模式既有能量回馈的回路, 也有循环电流的回路, 区别在于励磁电感大, 励磁电流小, 相应的损耗得到降低。

2 2 种模式电压增益分析

2.1 HG 模式电压增益

根据 1.2 节对 HG 模式的分析可知, 谐振电感电流的平均值等于输入电流 I_{in} , 可表示为:

$$I_{in} = 2f_s \int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = 2f_s \int_{t_0}^{t_1} i_{Lr}(t) dt + 2f_s \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{D_L^2 U_i}{8 f_s L_r} + \frac{I_o}{n} \quad (6)$$

忽略功率损耗, 输入电流也可以表示为:

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{U_i/2} = \frac{P_o}{U_i/2} = \frac{2U_o^2}{U_i R_o} \quad (7)$$

式中: P_{in} 为输入功率; P_o 为输出功率。

定义 HG 模式电压增益 G_{HG} 为:

$$G_{HG} = \frac{nU_o}{U_i/2} \quad (8)$$

将式(6)代入式(7)中, 结合式(8)可以得出 G_{HG} 为:

$$G_{HG} = \frac{2\sqrt{n\omega_n Q} + \sqrt{D_L^2 \pi^3 + 4n\omega_n Q}}{4\sqrt{n\omega_n Q}} \quad (9)$$

因 HG 模式下 $\omega_n = 1$, 式(9)可简化为:

$$G_{HG} = \frac{2\sqrt{nQ} + \sqrt{D_L^2 \pi^3 + 4nQ}}{4\sqrt{nQ}} \quad (10)$$

显然当 $D_L = 0$ 时, $G_{HG} = 1$ 。

2.2 LG 模式电压增益

忽略功率损耗, LG 模式电压增益 G_{LG} 为:

$$G_{LG} = \frac{nU_o}{U_i/2} = \frac{2nI_o R_o}{U_i} \quad (11)$$

输出电流表达式如下:

$$I_o = \frac{n \int_{t_0}^{t_1} i_{Lr}(t) dt}{1/(2f_s)} = \frac{2nf_s \{1 - \cos[\omega_r(t_1 - t_0)]\}}{Z_r \omega_r} \times \left\{ \frac{U_i}{2} - nU_o + \frac{U_i/2 - nU_o}{1 + \cos[\omega_r(t_1 - t_0)]} \right\} \quad (12)$$

将式(12)代入式(11),可以得出 G_{LG} 为:

$$G_{LG} = \frac{\pi \omega_n \left(1 - \cos \frac{\pi}{\omega_n}\right) \left(2 + \cos \frac{\pi}{\omega_n}\right)}{8Q \left(1 + \cos \frac{\pi}{\omega_n}\right) + n\pi \omega_n \left(1 - \cos \frac{\pi}{\omega_n}\right) \left(2 + \cos \frac{\pi}{\omega_n}\right)} \quad (13)$$

当 $\omega_n=1$ 时, $G_{LG}=1$ 。

2.3 2 种模式电压增益曲线

将 $n=1$ 代入式(10),可以得到 G_{HG} 在变压器变比为 1 时的 G_{HG} 特性曲线如图 3(a) 所示;将 $n=1$ 代入式(13),可以得到在变压器变比为 1 时的 G_{LG} 特性曲线如图 3(b) 所示;为了便于比较,绘制出 $k=5$ 时传统 LLC 变换器的电压增益 G_{LLC} 特性曲线,如图 3(c) 所示。

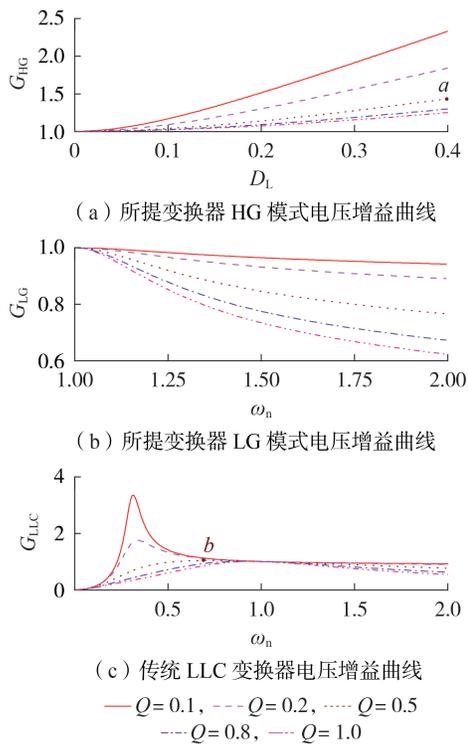


图 3 变换器电压增益曲线

Fig.3 Voltage gain curves of converter

对比图 3(a)、(c) 可以看出,所提变换器工作在 HG 模式时,相同 Q 值时的电压增益明显高于传统

LLC 变换器,能有较宽的电压调节范围,如在图 3(a) 的 a 点, $Q=0.5, D_L=0.4, G_{HG}$ 接近 1.5,而在传统 LLC 变换器 $Q=0.5$ 时的最高电压增益(b 点)未超过 1.2。所提变换器工作在 LG 模式下,电压增益特性与传统 LLC 谐振变换器接近。

3 控制策略

所提变换器可用一个简单的电压环来实现输出电压稳定,其控制框图如图 4 所示。图中: $D_{L,max}$ 为 L 桥臂最大导通占空比。

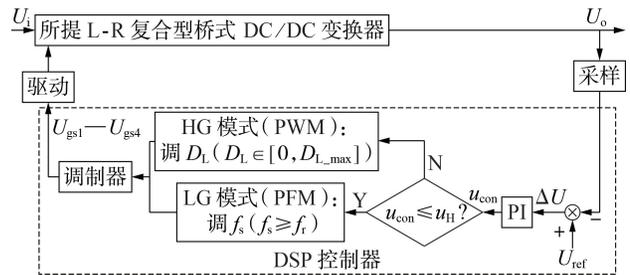


图 4 所提变换器控制框图

Fig.4 Control block diagram of proposed converter

对输出电压 U_o 进行实时采样,并与输出电压指令 U_{ref} 进行比较,产生的误差信号 ΔU 经过 PI 控制器,得到电压控制信号 u_{con} ,设定 2 种模式切换的阈值为 u_H, u_{H1} 对应 $D_L=0$ 且 f_s 为最小开关频率时 HG 模式和 LG 模式之间的临界电压增益。从而可将 u_{con} 分为 2 个区间,分别对应:① LG 模式 ($u_{con} \leq u_H$),采用 PFM, f_s 会随着 u_{con} 的增加而减小,使得电压增益提高;② HG 模式 ($u_{con} > u_H$),采用 PWM, D_L 会随着 u_{con} 的增加而增加,从而提高电压增益。该控制框图保证了输出电压能在 2 种模式间平滑切换。如:当变换器起初工作在 LG 模式,输出电压为 $U_{o,L}$ 时,如果此时将 U_{ref} 设置成 HG 模式的输出电压 $U_{o,H}^*$,则 $\Delta U = U_{o,H}^* - U_{o,L} > 0$,经过 PI 控制器后, u_{con} 增加,当 u_{con} 增加到 u_H 时,变换器进入 HG 模式。

4 变换器参数设计及分析

4.1 $D_{L,max}$ 的设计

HG 模式下,死区时间固定, D_L 的选取会影响电感线性储能阶段的电流大小,同时还会影响 G_{HG} 。但电感线性储能阶段的时间并不是越长越好, D_L 时间过长时, $i_{Lr}(t_1)$ 增大, S_1, S_3 的关断损耗也随之增大,同时过大的电流也会对电路产生严重的干扰,不利于电磁兼容优化,影响变换器工作。综合考虑, $D_{L,max}$ 取 0.4。

4.2 谐振参数设计

根据 4.1 节选取的 $D_{L,max}$,结合图 3(a),得出符合最大输出增益 G_m 要求的最大品质因数 Q_m 。由最大输出功率 P_m, Q_m, G_m 和 f_s 可得出 L_r 和 C_r 的取值如下:

$$\begin{cases} L_r = \frac{Q_m U_i^2 G_m^2 \omega_n}{\pi^3 f_s P_m} \\ C_r = \frac{P_m \omega_n \pi}{4 U_i^2 Q_m f_s G_m^2} \end{cases} \quad (14)$$

4.3 L_m 的设计

前文对变换器的原理分析时,认为 $L_m \gg L_r$ 。实际情况下,为了降低 i_{Lm} 带来的损耗, L_m 会尽可能地取大,但 L_m 过大,不利于 S_2 、 S_4 实现零电压开通。所以 L_m 的取值应在满足零电压开通的情况下,尽可能取大值。开关管实现零电压开通的条件为:

$$i_{Lm_pk} T_d \geq 2C_{oss} U_i \quad (15)$$

式中: T_d 为死区时间; C_{oss} 为开关管的输出电容; i_{Lm_pk} 为励磁电流峰值,表达式见式(16)。

$$i_{Lm_pk} = \frac{U_i}{4L_m f_s} \quad (16)$$

根据式(15)、(16)得出 L_m 的取值范围为:

$$L_m \leq \frac{D_{dl} T_s^2}{16C_{oss}} \quad (17)$$

4.4 C_r 电压应力

HG模式下可认为 C_r 只在电感线性储能阶段充放电,谐振电容电压应力可表示为:

$$\Delta U_{Cr} = \frac{1}{2C_r} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{I_o}{4nC_r f_s} \quad (18)$$

根据式(6)和式(7)可以得出 I_o 为:

$$I_o = \frac{nD_L^2 U_i}{8f_s L_r (G_{HG} - 1)} \quad (19)$$

将式(19)代入式(18)可得:

$$\Delta U_{Cr} = \frac{D_L^2 U_i \sqrt{nQ}}{8C_r L_r f_s^2 \left(\sqrt{D_L^2 \pi^3 + 4nQ} - 2\sqrt{nQ} \right)} \quad (20)$$

将 D_{L_max} 代入式(20)即可得到 C_r 的最大电压应力。

4.5 软开关分析

在HG模式, S_1 、 S_3 开通前 i_{Lr} 总能复位为0,故 S_1 、 S_3 能够实现零电流开通。当 L_m 取值在式(17)的范围内时, C_2 、 C_4 通过 i_{Lm} 能够在死区阶段和电感线性储能阶段完成充放电,从而 S_2 、 S_4 能够实现零电压开通。 i_{Lm} 在 S_2 、 S_4 关断前复位为0,从而 S_2 、 S_4 能够实现零电流关断。

在LG模式, S_2 、 S_4 的关断电流大于 i_{Lm} ,故 S_2 、 S_4 易实现零电压开通。

5 拓扑比较

本文提出的L-R复合型桥式DC/DC变换器与传统半桥LLC谐振变换器^[19]、带辅助双向开关的LLC谐振变换器^[20]的拓扑比较如表1所示。表中: U_{Lr} 为谐振电感电压。

传统半桥LLC谐振变换器重载时最大电压增益不高,难以实现宽范围输出,轻载时开关损耗大,效率低;在LG模式时,器件开关频率过高,使得损耗加大、效率降低;变换器进行谐振储能时,串联工作的无源器件有3个,电流流经器件过多,增加了电路的损耗。此外,电流回馈的存在进一步地降低了电路效率。

带辅助双向开关的LLC谐振变换器与本文所提变换器原理有一定相似之处,都是通过复用谐振电感,预先给它进行储能从而达到提升谐振腔能量的目的。但是带辅助双向开关的结构给开关管带来了更大的电压应力,环流问题仍然没有得到解决,变换器实际损耗仍然很高。同时开关管的数量过多,也使得变换器的控制更加复杂。

本文提出的L-R复合型桥式DC/DC变换器相比传统半桥LLC谐振变换器增加了L桥臂,通过L桥臂实现电感线性储能,储能时仅需经过1个无源器件 L_r ,R桥臂实现以谐振方式从输入侧往输出侧传递能量。其中的复合电感既可以工作在线性储能状态,又可以工作在谐振储能释能状态,从而提高了电路的电压增益。所提变换器有HG和LG这2种模式,HG模式采用PWM,LG模式采用PFM,能够在全负载范围内实现软开关、无能量回馈和无环流运行,具备宽范围下高效率应用的优点。

6 实验验证

为了验证所提L-R复合型桥式DC/DC变换器工作原理和电路特性的正确性,搭建了一台实验样机如附录A图A4所示,具体参数如附录A表A1所示。

表1 3种拓扑比较

Table 1 Comparison of three types of topologies

对象	传统半桥LLC谐振变换器	带辅助双向开关的LLC谐振变换器	所提L-R复合型桥式DC/DC变换器
器件	2个MOSFET、2个整流二极管、1个变压器、1个谐振电感、1个谐振电容、1个滤波电容	6个MOSFET、2个整流二极管、1个变压器、1个谐振电感、1个谐振电容、1个滤波电容	4个MOSFET、4个整流二极管、1个变压器、1个谐振电感、1个谐振电容、1个滤波电容
开关管电压应力	$S_1, S_2: U_i$	$S_1-S_4: U_i$ $S_5-S_6: U_i + U_{Lr}$	$S_1-S_4: U_i$
调制方法	PFM	PWM	PWM+PFM
软开关条件	重载下易实现零电压开通,轻载下不易实现	全负载范围内 S_1-S_4 零电压开通, S_5, S_6 零电流开通	全负载范围内 S_1, S_3 零电流开通, S_2, S_4 零电压开通
增益范围	窄	宽	宽
回路	有能量回馈	有环流	无能量回馈,无环流

图 5 为变换器工作在 HG 模式下, $D_L=0.31$ 时的关键实验波形。图中: U_{S_2} 为 S_2 两端的电压。此时电路输出额定功率为 640 W, 输出电压为 160 V, $Q=0.27$, $G_{HC}=1.45$, 将 G_{HC} 和 Q 值代入式(10)中, 得出理论的 $D_L=0.3$, 充分验证了 HG 模式电压增益公式的正确性。由图 5(a)、(b)可以看出, S_1 导通, 变换器进入电感线性储能阶段, i_{Lr} 线性上升, 随后 S_1 关断、 S_2 导通, 进入谐振腔谐振释能阶段, 能量向副边馈送, 在 S_2 关断前, i_{Lr} 下降为 0, 没有能量回馈, 同时为 S_3 的零电流开通提供条件。图 5(c) 为软开关波形, 可以看出 S_1 实现了零电流开通, S_2 实现了零电压开通。

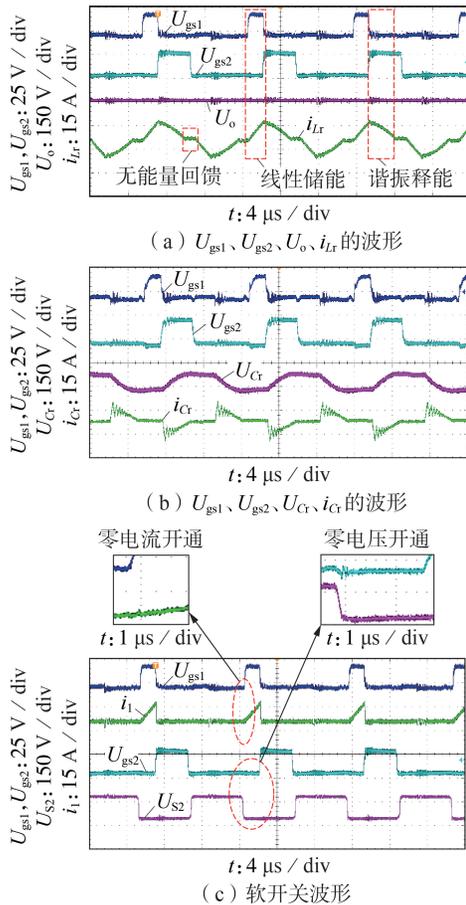


图 5 HG 模式关键波形 ($U_o=160$ V, $I_o=4$ A)
 Fig.5 Key waveforms under HG mode
 ($U_o=160$ V, $I_o=4$ A)

附录 A 图 A5 为变换器工作在 HG 模式下, 输出轻载时的关键实验波形。此时 $D_L=0.1$, $U_o=160$ V, $P_o=105$ W, $Q=0.045$, $G_{HC}=1.45$, 将 G_{HC} 和 Q 值代入式(10)中, 得出理论的 $D_L=0.12$, 验证了 HG 模式电压增益公式的正确性。从图中可以看出, S_1 实现了零电流开通, i_{Lr} 在 S_2 关断前复位为 0, 没有能量回馈。

附录 A 图 A6 为变换器工作在 LG 模式下的关键实验波形。此时开关管开关频率为 110 kHz, $\omega_n=1.22$, $U_o=100$ V, $P_o=350$ W, $Q=0.38$, $G_{LG}=0.91$, 将 G_{LG} 和 Q 值代入式(13)中, 得出理论的 $\omega_n=1.28$, 验证了

LG 模式电压增益公式的正确性。 S_2 导通后, i_{Lr} 过零后才进入谐振腔谐振释能阶段, 能量馈送至副边。 S_2 关断后, i_{Cr} 迅速下降到 i_{Lm} , 且近似为 0, i_{Lr} 在 $U_r/2$ 的作用下, 线性下降直至为 0。从图 A6(b) 可以看出 S_2 实现了零电压开通。

为了与传统半桥 LLC 谐振变换器比较, 将所搭建样机的 S_1 、 S_3 及其反并联二极管和电容去掉, 改变控制和调制方法, 制作了传统半桥 LLC 谐振变换器。附录 A 图 A7 为 $f_s=f_r$ 时测试的传统半桥 LLC 谐振变换器关键波形, 可见在 2 个开关管导通的死区阶段存在能量的回馈, 从而降低了变换器的效率。

图 6 为变换器工作在 HG 模式下, 负载切换时的动态响应波形图。由图可见, 当由重载变为轻载时, S_1 的导通占空比会减小以维持输出电压稳定。

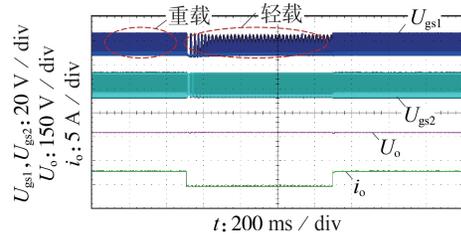


图 6 HG 模式下负载切换动态响应
 Fig.6 Dynamic response of load switching under HG mode

图 7 为实验机和传统半桥 LLC 谐振变换器在不同输出电压时的效率 η 曲线。相比于传统半桥 LLC 谐振变换器, 所提变换器工作效率更高, 尤其是轻载时, 效率提升更为显著, 如: 当输出电压为 160 V、输出功率为 100 W 时, 所提变换器和传统变换器的效率分别为 89.8% 和 86%; 而当输出电压为 160 V、输出功率为 640 W 时, 所提变换器和传统变换器的效率分别为 94% 和 93.5%。所提变换器在较宽输出范围内有可观的工作效率, 最高效率可达 96.1%。

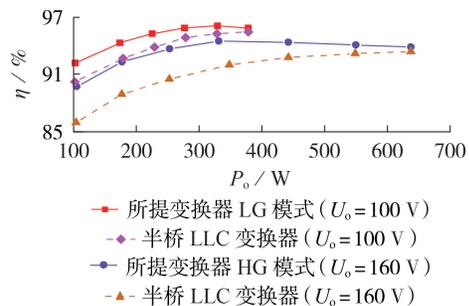


图 7 输出不同电压时的效率曲线
 Fig.7 Efficiency curves under different output voltages

7 结论

本文提出了一种 L-R 复合型桥式 DC / DC 变换器, 该变换器结合了传统 Boost PWM 变换器和 LLC 谐振变换器的优点, 既能只用 1 个电感预储能以达

到实现高电压增益的目的,又能获得开关管的谐振软开关以实现高效率工作。所提变换器在HG模式采用PWM,降低了传统LLC谐振变换器的调频范围,获得了更高的电压增益;在LG模式采用PFM,降低了励磁电流带来的损耗。所提变换器结构简单,适用于宽电压范围场合。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 袁义生,张钟艺,兰梦罗. Boost-LCL型谐振变换器的TDSA仿真建模及控制[J]. 电力自动化设备,2020,40(8):62-67,75.
YUAN Yisheng,ZHANG Zhongyi,LAN Mengluo. TDSA simulation modeling and control of Boost-LCL resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(8):62-67,75.
- [2] 吴建雪,许建平,陈章勇. CLL谐振变换器谐振电路参数优化设计[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):79-84,152.
WU Jianxue,XU Jianping,CHEN Zhangyong. Optimal design of resonant circuit parameters for CLL resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(1):79-84,152.
- [3] 刘硕,苏建徽,赖纪东,等. LLC谐振变换器PO模式增益公式与模式边界条件分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(6):164-170.
LIU Shuo,SU Jianhui,LAI Jidong,et al. Analysis on gain formula and mode boundary condition for LLC resonant converter in PO mode[J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(6):164-170.
- [4] SUN X,SHEN Y,LI W,et al. A PWM and PFM hybrid modulated three-port converter for a standalone PV/battery power system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2015,3(4):984-1000.
- [5] 张航,赵晋斌,屈克庆,等. 高效率LLC谐振变换器的定频混合控制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(7):92-98.
ZHANG Hang,ZHAO Jinbin,QU Keqing,et al. Fixed-frequency hybrid control strategy of high-efficiency LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(7):92-98.
- [6] 袁义生,赖立. 一种适用于宽范围输出的复合谐振型全桥变换器[J]. 中国电机工程学报,2020,40(20):6694-6704.
YUAN Yisheng,LAI Li. A compound resonant full-bridge converter suitable for wide range output[J]. Proceedings of the CSEE,2020,40(20):6694-6704.
- [7] JOVANOVIĆ M M,IRVING B T. On-the-fly topology-morphing control-efficiency optimization method for LLC resonant converters operating in wide input- and/or output-voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(3):2596-2608.
- [8] 袁义生,张钟艺,梅相龙. 三电平LLC谐振变换器关断损耗的优化设计[J]. 电力自动化设备,2020,40(2):28-34.
YUAN Yisheng,ZHANG Zhongyi,MEI Xianglong. Optimal design of switching-off loss in three-level LLC resonant converters[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(2):28-34.
- [9] 潘海燕,贺超,蒋友明,等. 高效的LLC谐振变换器变模式控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):71-78.
PAN Haiyan,HE Chao,JIANG Youming,et al. Efficient variant mode control of LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(1):71-78.
- [10] 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.
LI Ju,RUAN Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(4):72-79,94.
- [11] XIAO Yudi,MAO Xingkui,ZHANG Zhe,et al. New hybrid control for wide input full-bridge LLC resonant DC/DC converter[C]//2018 3rd International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid(IGBSG). Yilan,China:IEEE,2018:1-4.
- [12] LIANG Zhigang,GUO Rong,WANG Gangyao,et al. A new wide input range high efficiency photovoltaic inverter[C]//2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta,GA,USA:IEEE,2010:2937-2943.
- [13] CHUNG S K,KANG B G,KIM M S. Constant frequency control of LLC resonant converter using switched capacitor[J]. Electronics Letters,2013,49(24):1556-1558.
- [14] JEONG Y,MOON G,KIM J. Analysis on half-bridge LLC resonant converter by using variable inductance for high efficiency and power density server power supply[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Tampa,FL,USA:IEEE,2017:170-177.
- [15] KIM D,MOON S,YEON C,et al. High-efficiency LLC resonant converter with high voltage gain using an auxiliary LC resonant circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(10):6901-6909.
- [16] WANG H,CHEN Y,FANG P,et al. An LLC converter family with auxiliary switch for hold-up mode operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(6):4291-4306.
- [17] 张至盛,钱挺. 一种复合型双Boost-LLC谐振变换器[J]. 电力电子技术,2018,52(12):85-87,128.
ZHANG Zhisheng,QIAN Ting. A switching multiplexed double Boost-LLC resonant converter[J]. Power Electronics,2018,52(12):85-87,128.
- [18] 孙孝峰,申彦峰,朱云娥,等. 一种Boost型宽电压范围输入LLC谐振变换器[J]. 中国电机工程学报,2015,35(15):3895-3903.
SUN Xiaofeng,SHEN Yanfeng,ZHU Yune,et al. A Boost-integrated LLC resonant converter for wide input voltage range[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(15):3895-3903.
- [19] 王镇道,赵亚魁,章兢,等. LLC半桥式谐振变换器参数模型与设计[J]. 电工技术学报,2012,27(12):51-55.
WANG Zhendao,ZHAO Yakui,ZHANG Jing,et al. Parameter model and design for LLC resonant half-bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(12):51-55.
- [20] 杨东江,段彬,丁文龙,等. 一种带辅助双向开关单元的宽输入电压范围LLC谐振变换器[J]. 电工技术学报,2020,35(4):775-785.
YANG Dongjiang,DUAN Bin,DING Wenlong,et al. An improved LLC resonant converter with auxiliary bi-directional switch for wide-input-voltage range applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2020,35(4):775-785.

作者简介:



袁义生

袁义生(1974—),男,教授,博士,主要研究方向为电力电子系统及其控制(E-mail: cloudstone_yuan@aliyun.com);

彭能(1999—),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: pnpndapn@foxmail.com);

刘伟(1985—),男,博士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: liuweisut@163.com)。

(编辑 李莉)

L-R hybrid bridge DC / DC converter

YUAN Yisheng, PENG Neng, LIU Wei

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: An L-R hybrid bridge DC / DC converter is proposed. Based on the traditional half-bridge LLC resonant converter, the proposed converter only adds a group of L-bridge arms and has HG (High voltage Gain) and LG (Low voltage Gain) modes. In HG mode, PWM (Pulse Width Modulation) is used and the linear energy storage of inductor is achieved through L-bridge arm, so as to obtain higher voltage gain and wider output voltage range compared with traditional LLC resonant converter. The voltage gain is less affected by excitation inductor, and the circuit works without feedback current. In LG mode, PFM (Pulse Frequency Modulation) is adopted, and the voltage gain characteristic is close to that of traditional LLC resonant converter, while the feedback current and circulating current are smaller. The working principles of the two voltage gain modes of the proposed topology are analyzed in detail, and the gain formula is derived and compared with traditional topology. Finally, an experimental prototype with an input voltage of 220 V and an output voltage of 100~160 V is built, and the experimental results verify the correctness of theoretical analysis.

Key words: DC / DC converter; resonance; hybrid; high voltage gain; wide range output

(上接第153页 continued from page 153)

Optimal strategy of economic operation for flexible interconnected distribution network in maintenance day considering FID comprehensive loss

ZHANG Zhen, OUYANG Sen, YANG Moyuan, WU Han

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Aiming at the problem that the load balancing strategy does not consider the impact of the FID (Flexible Interconnection Device) comprehensive loss on economic operation, and does not involve the optimal problem of economic operation mode in maintenance day. Firstly, based on the simulation, the LES (Least Square Estimation method) is used to establish the loss rate model of converter valve and converter transformer, and the damage coefficient model of converter valve. Secondly, combined with the topology of three-terminal flexible interconnected distribution network in the demonstration project, the system operation modes are divided according to the operation state of DCCB (DC Circuit Breaker). Then, the two-stage economic operation optimal model in maintenance day is established. In the first stage, the economic time series optimal model is established with the objective of minimizing the loss cost of each period. In the second stage, the optimal model of operation mode in maintenance day is established with the objective of minimizing the loss cost of DCCB maintenance day. The improved LDW-PSO (Linear Descend Weight-Particle Swarm Optimal method) and IEM (Implicit Enumeration Method) are used to solve the two-stage model. Finally, the example results show that the optimal strategy can quickly and accurately calculate the system time series loss cost, effectively reduce the loss cost in maintenance day and provide economic guidance for maintenance.

Key words: FID comprehensive loss; economic operation; DCCB maintenance; improved LDW-PSO; flexible interconnected distribution network

附录 A

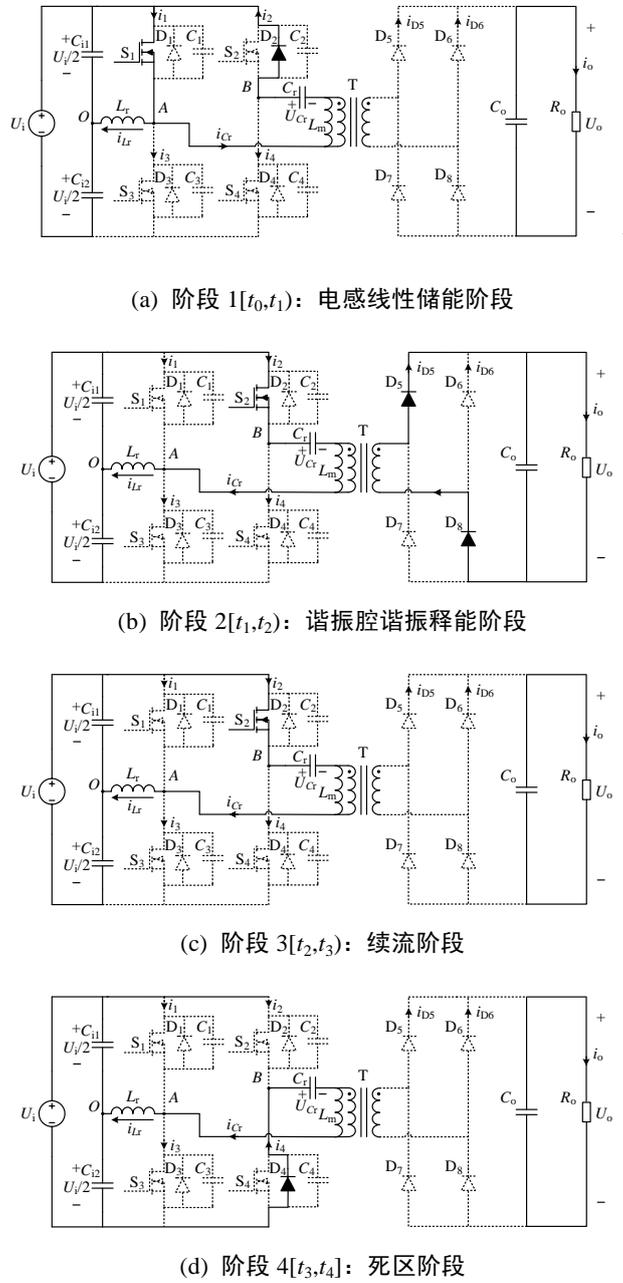


图 A1 HG 模式各工作阶段等效电路

Fig.A1 Equivalent circuits of each stage under HG mode

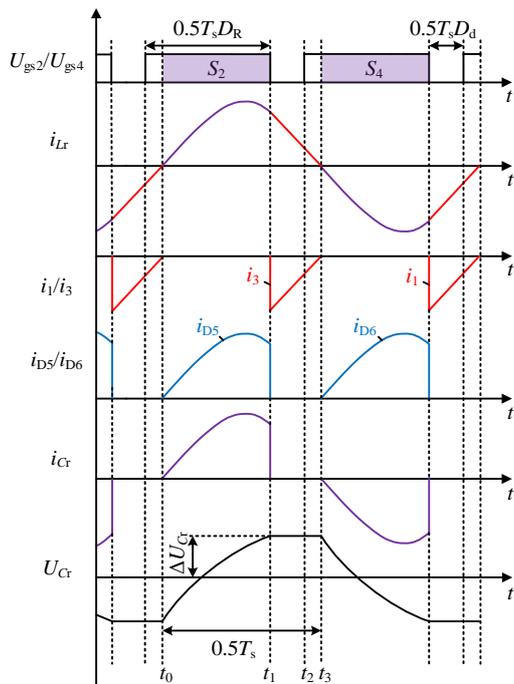
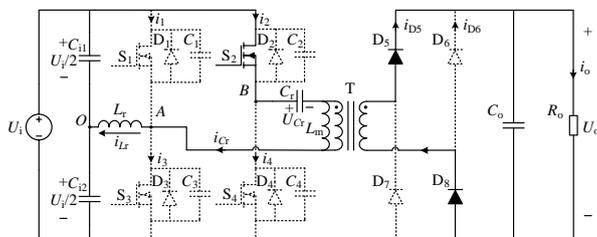
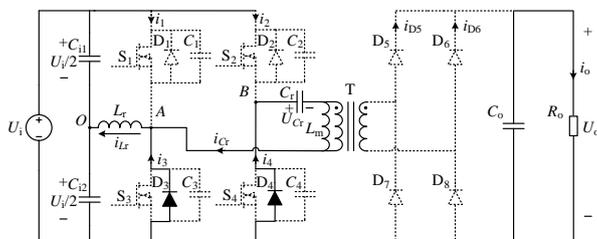


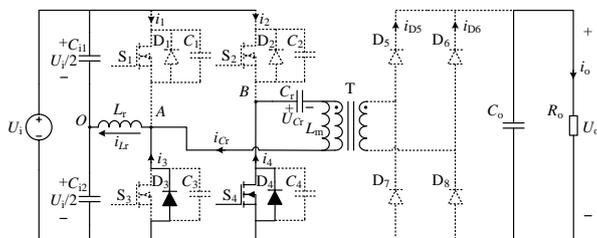
图 A2 LG 模式主要波形
Fig.A2 Main waveforms under LG mode



(a) 阶段 1 $[t_0, t_1]$: 谐振腔谐振释能阶段



(b) 阶段 2 $[t_1, t_2]$: 死区阶段



(c) 阶段 3 $[t_2, t_3]$: ZVS 开通阶段

图 A3 LG 模式各阶段等效电路

Fig.A3 Equivalent circuits of each stage under LG mode

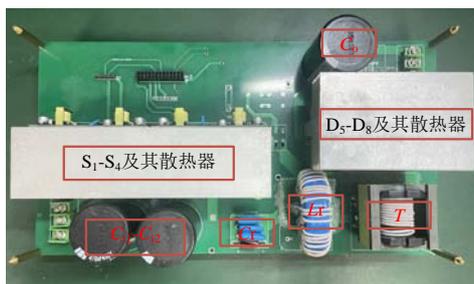


图 A4 所提 L-R 复合型桥式变换器实验样机

Fig.A4 Experimental prototype of proposed L-R hybrid bridge converter

表 A1 实验元器件参数

Table A1 Parameters of experimental components

样机参数	数值
谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	15.5
谐振电容 C_r/nF	201
变压器励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	300
额定输入电压 U_i/V	220
额定输出功率 P_o/W	640
额定输出电压 U_o/V	160
输出电压范围/ V	100~160
开关频率 f_s/kHz	90~110
谐振频率 f_r/kHz	90
开关管 S_1-S_4	IPA50R350CP
整流二极管 D_5-D_8	IDH10SG60C
变压器 T(原、副边匝比)	EE42(10:10)

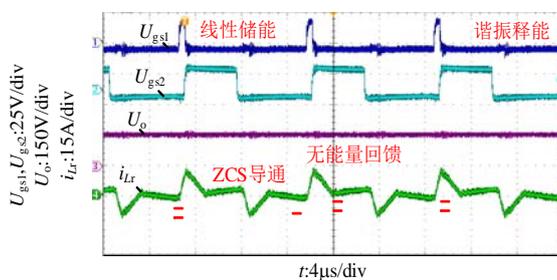
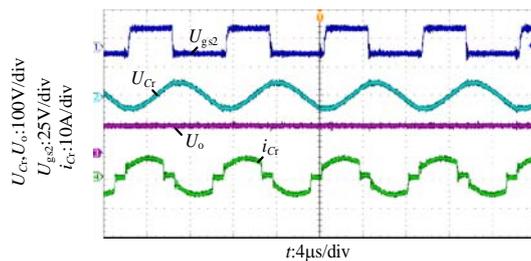
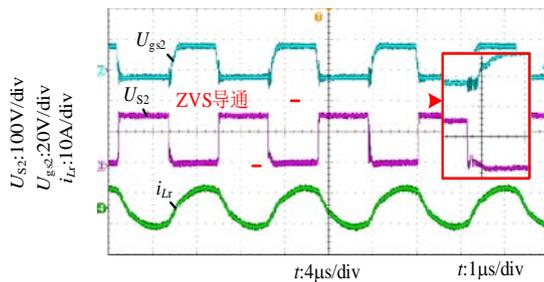


图 A5 轻载工作关键波形($U_o=160\text{ V}, I_o=0.65\text{ A}$)

Fig.A5 Key waveforms under light load operation($U_o=160\text{ V}, I_o=0.65\text{ A}$)



(a) U_{gs2} 、 U_{Cr} 、 U_o 、 i_{Cr} 的波形



(b) 软开关及 i_{Lr} 的波形

图 A6 LG 模式关键波形 ($U_o=100\text{ V}$, $I_o=3.5\text{ A}$)

Fig.A6 Key waveforms under LG mode ($U_o=100\text{ V}$, $I_o=3.5\text{ A}$)

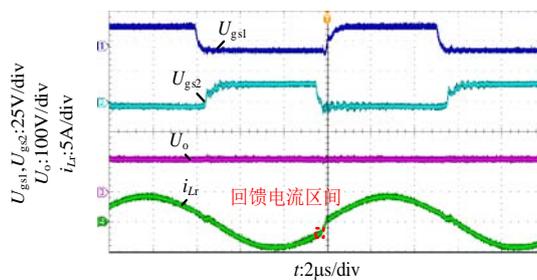


图 A7 传统半桥 LLC 谐振变换器关键波形

Fig.A7 Key waveforms of traditional half bridge LLC resonant converter