

一种桥型副边 LC 谐振变换器及其建模和设计

袁义生, 朱本玉, 张伟平, 彭春华

(华东交通大学电气学院, 江西 南昌 330013)

摘要:提出了一种零电流开关(ZCS)的谐振变换器,变压器副边采用倍压结构,由谐振电容和变压器漏感组成的LC谐振可实现电路中能量的传递。电路采用调频工作,开关频率小于谐振频率,使得开关管和二极管都能获得ZCS。原边开关管电压应力取决于原边电路结构,副边二极管只承受输出电压。详细分析了各工作模式,基于基波分析法推导了电路的电压增益与频率比 m 、漏感系数 h 以及品质因数 Q 的关系,表明了变压器副边绕组可以比传统设计减半。针对在车载逆变器样机的应用,对该电路提出了一种高效的设计方案。最后,建立了一个21~28V输入/额定功率600W的逆变样机,实验波形及较高的变换效率验证了电路的正确性及设计方案的可行性。

关键词:直流变换器; LC谐振; 零电流开关; 逆变器

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1003-3076(2015)11-0063-06

1 引言

在低压电池供电的中功率车(船)载单相逆变器中,前级一般采用推挽直流变换器或者全桥直流变换器升压。由于输入电流较高,此类前级电路损耗大效率低,故研究软开关的推挽直流变换器和全桥直流变换器成为业界关注的焦点,尤其是能实现开关管和二极管全软开关的LC谐振型电路。

推挽直流变换器因为原边有2个变压器绕组而无法直接在原边串联LC器件,故只能采用在副边加LC器件的方案。它包括LCL谐振型^[1-3]和LLC^[4,5]谐振型。LCL谐振型利用变压器漏感和一个接地电容谐振实现开关管的ZCS开通和接近零电流关断,缺点是还需要一个输出滤波电感。另外,并联谐振电感 L_{sr} 方案^[3]的励磁电流大, L_{sr} 损耗过大。LLC谐振型利用漏感和副边谐振电容进行串联谐振,从而获得开关管和二极管的ZCS,缺点是副边可能出现多周期谐振现象,导致输出特性交替呈恒压和恒流源特性。这两类电路之前的研究都限于输入电压比较固定的应用场合。

原边LLC谐振型全桥电路^[6,7]研究较多。它能够实现开关管的ZVS开通,二极管的零电流关断,

也不需要输出滤波电感。但缺点是为了获得宽的电压增益调节能力不得降低励磁电感/漏感比,导致励磁电流很大,带来了附加的通态损耗以及较大的关断损耗,降低了轻载效率和不利于宽输入范围工作。

所以,研究能够应用于推挽电路及其他电路的副边LC谐振电路是对现有LC谐振电路的有益补充。推挽电路中开关管电压应力大小为2倍的输入电压,但其变压器原边2个绕组适合大电流输入;而全桥变换器的开关管电压应力是1倍的输入电压,但其变压器原边1个绕组不适合大电流输入。

为此,本文提出了一种新型副边LC谐振变换器,原边采用桥型4开关管结构,每个开关管承受1倍输入电压应力;变压器有2个原边绕组均流。变压器副边采用谐振倍压结构,降低了变压器变比。倍压电容充当谐振电容。电路采用调频工作方式,原边开关管和副边二极管均可实现全软开关。本文介绍了变换器工作原理,根据基波分析法(FHA)^[8,9]对谐振网络进行稳态建模,提出了降低循环电流损耗的设计方法。制作了一台600W实验样机,测试结果验证了电路分析的正确性以及所提设计方案的有效性。

收稿日期: 2014-07-27

基金项目: 国家自然科学基金(51467005)、江西省自然科学基金(20142BAB206025)资助项目

作者简介: 袁义生(1974-),男,江西籍,副教授,博士,研究方向为电力电子系统及控制技术;

朱本玉(1989-),男,湖北籍,硕士研究生,研究方向为电力电子系统及控制技术。

2 变换器工作原理

2.1 拓扑结构

所提的副边 LC 谐振结构可用于一系列直流变换电路中,前端可采用推挽、全桥、半桥以及桥型推挽等结构,图 1 为桥型推挽结构。各拓扑原理基本相似,但桥型推挽结构结合了前两者的各自优点,选取该拓扑为例分析。

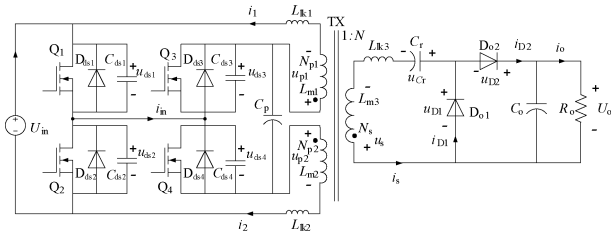


图 1 桥型副边 LC 推挽谐振变换器

Fig. 1 Proposed secondary-side LC resonant converter with bridge-type structure

图 1 中,变换器原边由主开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 、变压器 TX 初次侧双绕组以及钳位电容 C_p 组成;副边由副边绕组、 C_r 以及整流二极管 (D_{o1}, D_{o2}) 组成。 $D_{ds1} \sim D_{ds4}$ 分别为 MOSFET $Q_1 \sim Q_4$ 的寄生二极管, $C_{ds1} \sim C_{ds4}$ 为其体电容和外并电容之和, C_o 为输出电容;各物理量参考方向如图 1 所示。

2.2 工作模式分析

分析电路工作原理前,假定开关管与二极管为理想器件,导通压降为零。另外假设:①变压器参数满足 $N_{p1} = N_{p2} = N_s/N, L_{m1} = L_{m2} = L_m = L_{m3}/N^2, N^2 L_{lk1} = N^2 L_{lk2} = L_{lk3}$ 远小于 $N^2 L_m$;② $C_{s1} = C_{s2} = C_{eq}, u_{p1} = u_{p2} = u_s/N = u_p$;③电路稳定工作, C_p 上电压恒定在 U_{in} ;④采用固定导通时间的变频控制方式。

图 2 为变换器主要工作波形。在一个开关周期内,分 8 个工作模式对该变换器进行分析,各模式分析如下。

(1) 模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: 开关管换流

t_0 时刻之前, Q_2, Q_3 导通,电路处于励磁电感储能阶段,电流沿 $U_{in} - N_{p1} - Q_3 - Q_2 - U_{in}$ 回路上升,副边谐振至开路。

t_0 时刻关断 Q_2, Q_3 , 励磁电感、漏感与各开关管体电容进行谐振。谐振过程中, u_{ds2}, u_{ds3} 上升, u_{ds1}, u_{ds4} 下降。 u_{p1} 由反向减小至正向增加。漏感相对励磁电感较小,谐振过程中可忽略。认为该过程中励磁电流不变。 t_1 时刻, u_{p1} 正向上升至使 D_{o1} 导通。

(2) 模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: 电流下降

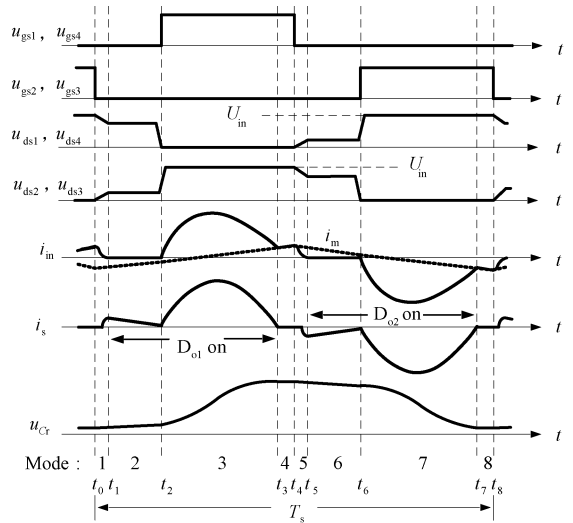


图 2 主要工作波形

Fig. 2 Main operation waveforms

t_1 时刻,励磁电流由原边迅速转移至副边。副边开始谐振,忽略漏感,谐振回路为 $N_s - D_{o1} - C_r - N_s$, u_{Cr} 谐振上升, i_s 谐振下降。原边受副边牵制, $C_{s1} \sim C_{s4}, L_{lk1}, L_{lk2}$ 参与谐振,各电流量在阻尼谐振下迅速将至零。原边绕组电压被钳位在一定值,电压 u_{ds1}, u_{ds4} 与 u_{ds2}, u_{ds3} 分别恒定在某一值。

(3) 模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: 谐振电容 C_r 储能

t_2 时刻, Q_1, Q_4 导通,原、副边励磁电感、漏感和 C_r 一同谐振。原边电流从零开始谐振变化, u_{ds1}, u_{ds4} 迅速下降至 0, u_{ds2}, u_{ds3} 迅速上升至 U_{in} ;副边电流 i_{o1} 从零 (或一较小值) 谐振变化, u_{Cr} 增加。

t_3 时刻,原边电流下降至等于励磁电流,副边电流谐振到零, u_{Cr} 上升至最大值,此阶段结束。

(4) 模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: 励磁电感充电

t_3 时刻,副边停止谐振,变压器原边电压会立即被 U_{in} 钳位。此后,原边励磁电流继续上升,回路为 $U_{in} - Q_1 - Q_4 - N_2 - U_{in}$,副边变压器绕组开路。原边电流 i_{in} (本阶段中即励磁电流) 线性增加。

(5) 模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: 开关管换流

t_4 时刻关断 Q_1, Q_4 , 励磁电感、漏感与各开关管体电容进行谐振。谐振过程中, u_{ds1}, u_{ds4} 上升, u_{ds2}, u_{ds3} 下降。 u_{p2} 由正向减小至反向增加。漏感相对励磁电感较小,谐振过程中可忽略。认为该过程中励磁电流不变。 t_5 时刻, u_{p2} 反向上升至使 D_{o2} 导通。

(6) 模式 6 [$t_5 \sim t_6$]: 电流下降

t_5 时刻,励磁电流由原边迅速转移至副边。副边开始谐振,忽略漏感,谐振回路为 $N_s - C_r - D_{o2} - C_o - N_s$, u_{Cr} 下降, i_s 幅值下降。原边受副边牵制, $C_{s1} \sim$

C_{s4} 、 L_{lk1} 、 L_{lk2} 参与谐振, 各电流量在阻尼谐振下迅速降至零。原边绕组电压被钳位在一定值, 电压 u_{ds2} 、 u_{ds3} 与 u_{ds1} 、 u_{ds4} 分别恒定在某一值。

(7) 模式 7 [$t_6 \sim t_7$]: 原边向负载供能

t_6 时刻, Q_2 、 Q_3 导通, 原、副边励磁电感、漏感和 C_r 一同谐振。原边电流从零开始谐振变化, u_{ds2} 、 u_{ds3} 迅速下降至 0, u_{ds1} 、 u_{ds4} 迅速上升至 U_{in} ; 副边电流 i_{o2} 从零 (或一较小值) 谐振变化, u_{Cr} 减小。

t_7 时刻, 原边电流下降至等于励磁电流, 副边电流谐振到零, u_{Cr} 上升至最小值, 此阶段结束。

(8) 模式 8 [$t_7 \sim t_8$]: 励磁电感充电

t_8 时刻, 副边停止谐振, 变压器原边电压会立即被 U_{in} 钳位。此后, 原边励磁电流继续上升, 回路为 $U_{in}-N_{p1}-Q_3-Q_2-U_{in}$, 副边变压器绕组开路。原边电流 i_{in} (本阶段中即励磁电流) 线性增加。

3 电路增益模型建立

开关组 Q_1 、 Q_4 与开关组 Q_2 、 Q_3 互补式 (死区可变) 工作, 由于原边电路的对称性, 变压器原边上下绕组呈对称式工作, 分析两者工作情况, 可将其转化为二端口网络, 进而得其交流等效电路, 因此, 可采用基波分析法分析。电路稳定时, C_p 上电压稳定在 U_{in} , 波动很小, 交流分析时, 可将其看成短路。

Q_1 、 Q_4 导通时, 可得电路的二端口网络图如图 3(a) 所示; Q_2 、 Q_3 导通时, 可得电路的二端口网络图如图 3(b) 所示。

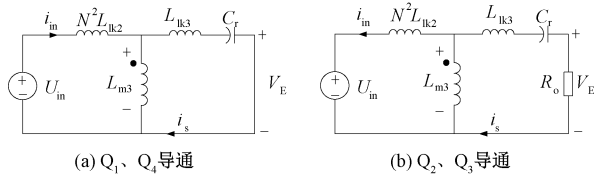


图 3 不同开关组合下的二端口网络

Fig. 3 Two-port network at different switches combinations

综合两者可得其交流等效电路, 如图 4 所示。

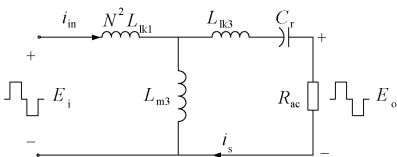


图 4 LC 谐振变换器交流等效电路

Fig. 4 AC equivalent circuit of LC resonant converter

图 4 中 E_i 、 E_o 分别为输入输出电压基波有效值, R_{ac} 为交流等效负载。忽略电路运行中一些小阶段, 只考虑传递能量的主要阶段, 由傅里叶分析可得

$$\begin{cases} E_i = (2\sqrt{2}NU_{in}/\pi)\sin(\pi m/2) \\ E_o = (2U_o/\pi)\sin(\pi m/2) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $m = f_s/f_r$, 为频率比, 其中 f_s 为开关频率; f_r 为电路中 LC 谐振频率。由副边二极管 D_{o2} 的平均电流等于输出电流可求得

$$R_{ac} = (4R_o/\pi^2)\sin(\pi m/2) \quad (2)$$

通过基波分析法得到交流基波电压增益为

$$\begin{aligned} G_{ac} &= \frac{E_o}{E_i} \\ &= \frac{2\pi m Q^*}{2\pi m Q^* (h+1) + j[\pi m^2 (h+2) - 2\pi (h+1)]} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, h 为漏感系数, $h = L_{lk3}/L_{m3}$; Q^* 为谐振品质因数, $Q^* = R_{ac}/\sqrt{2L_{lk3}/C_r}$ 。

可推导直流增益为

$$\begin{aligned} G_{dc} &= \frac{U_o}{NU_{in}} \\ &= \frac{16mQ\sin(\pi m/2)}{\sqrt{64[mQ(h+1)\sin(\pi m/2)]^2 + [\pi m^2 (h+2) - 2\pi (h+1)]^2 \pi^4}} \end{aligned} \quad (4)$$

式中, Q 为自定义品质因数, $Q = R_o/\sqrt{2L_{lk3}/C_r}$ 。

4 应用设计

4.1 设计分析

在做 220V 输出的单相逆变器的前级电路应用时, 依传统的方法, 本变流器的输出一般设定为一个固定值。然而电池电压波动较大, 以 24V 电池组为例, 波动范围达到 20~28V。根据式 (4), 在 Q 值相同情况下, 输入电压在 28V 时电路的开关频率要远低于电池电压 21V 时的开关频率。由 2.2 节工作模式分析可见, 所提变流器在模式 4 和模式 8 是电流内部环流阶段。开关频率越低, 意味着循环能量损耗越大, 电路效率越低。所以, 电路设计时要尽量降低循环能量损耗。

为此, 在此类应用中, 有别于传统的固定输出电压的方法, 本文提出一种变直流输出电压的设计方法。新的设计定义输出电压随输入电压变化而在 335~448V 之间变化, 目的是减小循环电流阶段。以下比较它与传统的固定输出电压为 335V 的设计方法的差别。

4.2 两种设计的比较

以一个输入 21 ~ 28V, 额定输出功率 600W 的变流器为设计例子。

由式(4)分析可知,当 h 减小到一定值后继续变化对 G_{dc} 几乎无影响,因此,绘出电压增益 G_{dc} 与 Q 、 m 的关系曲线,如图 5 所示。考虑到死区时间,定义电路最大电压增益为 1.8,得到 28V 输入时电压最低增益为 1.34,由此选择 $Q = 7$,并定义谐振频率 f_r 为 105kHz,就可以得到所需要的 L_r 和 C_r 。具体参数见表 1。

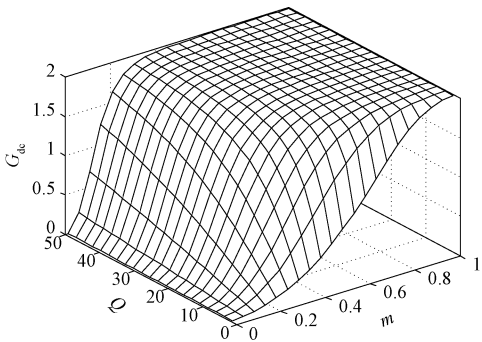


图 5 G_{dc} 关于 Q 、 m 的关系曲线图

Fig. 5 Relation curves of G_{dc} on Q , m

表 1 试验样机参数

Tab. 1 Principal parameters of prototype

参数	数值	参数	数值(型号)
开关频率 f_s /kHz	45 ~ 95	C_o /μF	470
绕组变比 N	6:6:52	TX	铁氧体 ETD50
原边 L_m /μH	136	$Q_1 \sim Q_4$	IRF3205
$N^2 L_m$ /mH	10.1	D_{o1}, D_{o2}	RHRP1560
L_{lk3} /μH	28.6	$T_1 \sim T_4$	GW45HF60WD
C_r /nF	40	L_{ac} /mH	1

采用变输出电压方法设计时,在满载下及输入电压波动范围内,电路的开关频率固定为 95kHz。而当采用固定输出电压为 335VDC 的设计时,同样在满载下,当输入电压从 21V 升到 28V 时,开关频率从 95kHz 下降到 45kHz,这不仅增加了循环损耗,也增加了变压器的励磁电流。

两种方案的主要器件损耗如图 6 所示。

5 拓扑比较

将本电路与典型的全桥原边 LLC 谐振电路比较,具体各部分特性见表 2。

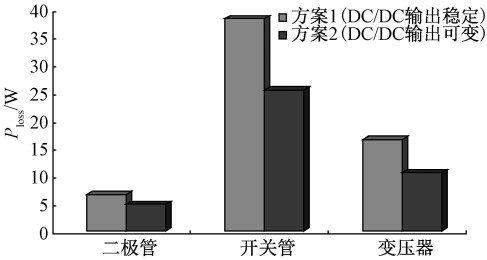


图 6 额定输入和输出下两种方案的电路主要损耗

Fig. 6 Main losses chart of two different schemes at rated input voltage and output power

表 2 两种谐振电路比较

Tab. 2 Comparison of two resonance circuits

项目	全桥原边 LLC 谐振电路	所提副边谐振电路
开关管	零电压开通; 励磁电流关断; 通态电流含励磁电流	零电流开通; 很小的励磁电流关断; 通态电流含很小的励磁电流
二极管	零电流关断	零电流关断
变压器	留气隙,励磁电感/漏感比小	不留气隙,励磁电感/漏感比很大;副/原边变比更低
控制	固定关断时间调频控制	固定导通时间调频控制
环流损耗	谐振结束的剩余导通时间有励磁电流环流损耗	关断时间内有励磁电流环流损耗;有一个电容充电谐振过程

6 实验分析

分析可知, Q_1 、 Q_4 工作波形相同, Q_2 、 Q_3 工作波形相同,且两组开关管工作波形基本一致。取 Q_1 为研究对象,图 7 ~ 图 9 为满载 600W 条件下的测试波形,显示了电路中 u_{gs1} 、 u_{ds1} 、 i_s 和 U_o 的工作波形。图 7 中,输入电压 U_{in} 为 21V,输出 U_o 均为 335V,两种方案中电路均以最大频率 $f_{s,max}$ (92kHz) 工作,与设计最大工作频率基本一致。 Q_2 、 Q_3 开通期间, Q_1 承受电压 u_{ds1} 被钳位在输入电压,由于线路杂散电感以及自身内阻原因,开通和关断期间会有较小的波动。图 8(a) 中,输入电压 U_{in} 为 24V,输出 U_o 稳定在 335V,工作频率为 61kHz;图 8(b) 中, U_{in} 为 24V,电路仍以最大频率 $f_{s,max}$ (92kHz) 工作,输出 U_o 为 370V, Q_1 承受的电压应力为输入电压,电流 i_s 的峰值较图 8(a) 中小。图 9 中,输入电压 U_{in} 为 28V,图 9(a) 中输出 U_o 稳定在 335V,工作频率为 48kHz;图

9(b)中,电路仍以最大频率 $f_{s,max}$ (92kHz)工作,输出 U_o 为448V, Q_1 承受的电压应力为输入电压,电流 i_s 的峰值较图9(a)中小。

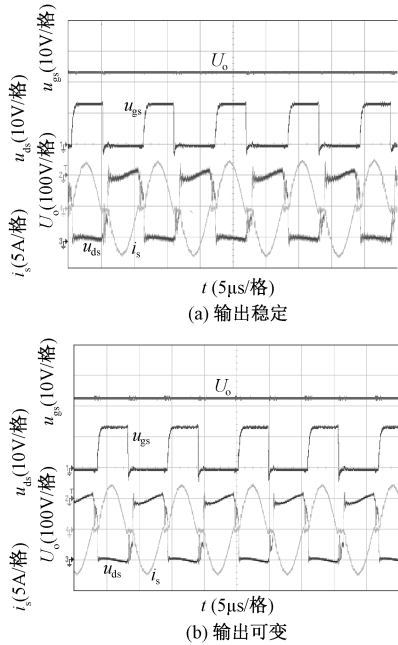


图 7 $U_{in} = 21V$, 额定输出时 u_{gs1} 、 u_{ds1} 、 i_s 和 U_o 的波形
Fig. 7 u_{gs1} , u_{ds1} , i_s and U_o waveforms at $U_{in} = 21V$
and rated output power

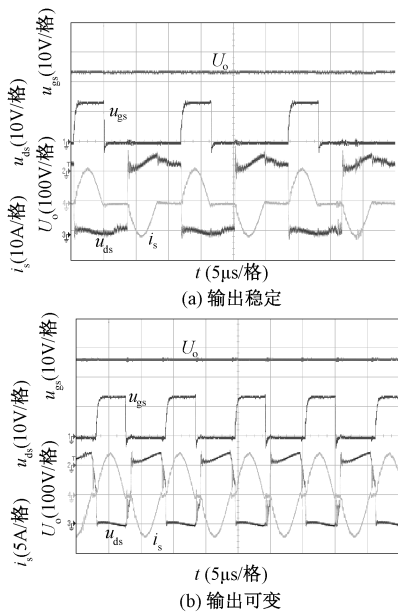


图 8 $U_{in} = 24V$, 额定输出时 u_{gs1} 、 u_{ds1} 、 i_s 和 U_o 的波形
Fig. 8 u_{gs1} , u_{ds1} , i_s and U_o waveforms at $U_{in} = 24V$
and rated output power

本文测试了额定输入电压 24V 时两种方案下的系统效率,如图 10 所示。明显可见采用了变输出

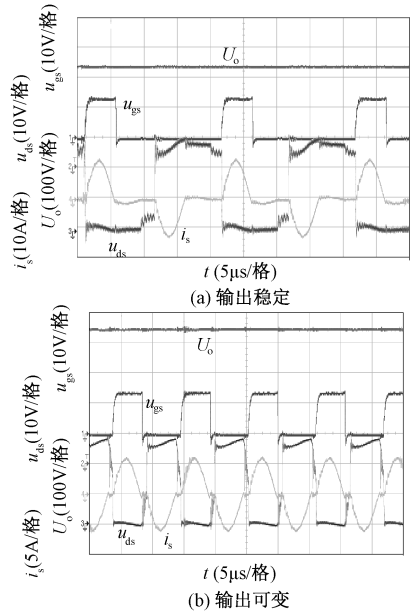


图 9 $U_{in} = 28V$, 额定输出时 u_{gs1} 、 u_{ds1} 、 i_s 和 U_o 的波形
Fig. 9 u_{gs1} , u_{ds1} , i_s and U_o waveforms at $U_{in} = 28V$
and rated output power

电压控制的电路比固定输出电压控制的电路效率要高,两者在最高效率处相差约 3%。

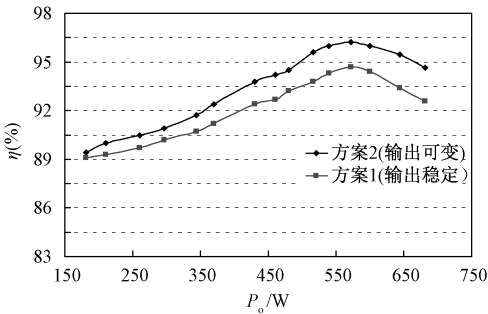


图 10 效率对比曲线
Fig. 10 Comparison of efficiency curves

7 结论

本文提出的桥型副边 LC 谐振直流变换器具有以下特点:

- (1) 电路采用调频率工作方式,归一化最大电压增益可达 2。
- (2) 开关管实现零电流开通,并以很小励磁电流关断,副边二极管为零电流开通与关断。
- (3) 开关管关断期间电压被箝位在输入电压。
- (4) 漏感较小更适合实际设计,变压器副边采用倍压结构,只需两个整流二极管。
- (5) 采用变输出电压的设计方法,降低循环电

流损耗,提高了电路的效率。

参考文献 (References):

- [1] Yuan Yisheng, Chen Ming, Qian Zhaoming. A parallel front-end LCL resonant push-pull converter with a coupled inductor for automotive applications [A]. IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. 2010. 1460-1463.
- [2] Yuan Y S, Chang L C, Song P G. A new LCL-resonant push-pull DC-DC converter for inverter application [A]. IEEE Large Engineering System Conference Record on Power Engineering [C]. 2007. 261-264.
- [3] 陈威, 吕征宇 (Chen Wei, Lv Zhengyu). 新颖软开关推挽 LLC 谐振变流器及其拓扑延拓 (Novel soft-switching push-pull type LLC resonant converter and its topology investigation) [J]. 浙江大学学报: 工学版 (Journal of Zhejiang University: Engineering Science), 2012, 44 (8): 1540-1547.
- [4] Boonyaroonate I, Mori S. A new ZVCS resonant push-pull DC/DC converter topology [A]. 7th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. Dallas, USA, 2002. 1097-1100.
- [5] 袁义生, 龚昌为 (Yuan Yisheng, Gong Changwei). 一种谐振型推挽式直流变换器的研究 (Resonant push-pull DC-DC converter) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2012, 32 (10): 83-87.
- [6] 马皓, 祁丰 (Ma Hao, Qi Feng). 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法 (An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2008, 28 (33): 6-10.
- [7] 赵晨, 石洋, 吴新科, 等 (Zhao Chen, Shi Yang, Wu Xinke, et al.). 三元件串联 LLC 谐振变流器的优化设计策略 (Optimal design strategy for three components series LLC resonant converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2008, 23 (1): 65-71.
- [8] Huang Hong. FHA-based voltage gain function with harmonic compensation for LLC resonant converter [A]. 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [C]. 2010. 1770-1777.
- [9] Oeder C, Duerbaum T. ZVS investigation of LLC converters based on FHA assumptions [A]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) [C]. 2013. 2643-2648.

Bridge-type secondary-side LC resonant DC/DC converter and optimization design

YUAN Yi-sheng, ZHU Ben-yu, ZHANG Wei-ping, PENG Chun-hua

(College of Electrical and Electronics Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A zero-current-switching resonant converter is proposed with a voltage-doubling structure on the secondary side. The energy is transferred by resonance between the voltage-doubling capacitance and the leakage inductor. The converter adopts frequency-modulating method with switching frequency less than resonant frequency. All power switches and diodes can achieve ZCS. Voltage stresses on transistors are up to the structure on primary side, while voltage stresses on diodes are output voltage. Operation modes are elaborated. The relation among voltage-gain and frequency ratio m , magnetizing inductance/ leakage inductor ratio h and quality factor Q , is derived. The turns of the secondary-side winding are half of that in a traditional push-pull converter. Taking an inverter applied in a vehicle for example, an optimal design method is deduced. At last, a 20 ~ 28V input/600W inverter prototype is built. The test waveforms and a high efficiency verifies the feasibility of the converter and optimal designing.

Key words: DC converter; LC resonance; zero-current-switching; inverter