

## 一种谐振型推挽式直流变换器

袁义生, 龚昌为

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘要:** 通过在变压器副边串联  $LC$  谐振器件, 在谐振频率高于 2 倍开关频率时, 电路能够实现功率 MOSFET 的零电压开通和零电流关断, 以及副边续流二极管的零电流关断。描述了电路软开关实现的具体过程。针对副边  $LC$  谐振过程中特有的  $n$  周期谐振现象, 探索了其形成机理, 推导了  $n$  周期谐振下输出电压、负载电阻及谐振电容电压之间的解析公式关系, 归纳得到了变换器输出电压与输出电阻、输出电流之间的特性曲线, 进而阐述了电路的应用范围及设计特点。最后制作了一台实验室样机, 样机最多可工作在 4 周期谐振模式下, 对不同负载、不同周期谐振工作状态的电路波形进行测试, 验证了电路工作原理。

**关键词:** 直流变换器; 推挽电路; 软开关技术;  $LC$  谐振;  $n$  周期谐振

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1006-6047(2012)10-0083-05

### 0 引言

能够实现功率管软开关的三元件谐振隔离型直流变换器早在 20 世纪 90 年代初就被提出及归纳<sup>[1-2]</sup>, 但由于其控制的复杂性而未被重视。近年来, 由于其他软开关直流变换器技术的研究已足够深入并遇到瓶颈问题(如移相全桥电路的循环电流损耗及占空比丢失现象), 再加上不断提高的功率密度需求, 使得研究者对能够实现功率管全软开关工作的三元件谐振型电路又开始深入研究。各种半桥式、全桥式、三电平型<sup>[3-6]</sup>以及适合高压输出的  $LLC$  谐振型电路<sup>[7]</sup>被提出及研究, 甚至在交流感应加热领域<sup>[8]</sup>也有应用。针对这些  $LLC$  谐振电路中复杂的设计关系, 文献[9-11]中详细讨论了设计步骤和优化设计的方法。进一步地, 文献[12]中归纳了第 4 类  $LLC$  谐振电路的构造方法。

上述研究中, 鲜有研究谐振型推挽电路。这是因为推挽电路变压器原边有 2 个绕组, 无法在原边设置  $LC$  谐振环节。然而, 推挽电路在低压大电流输入领域广泛应用。文献[13]中研究了一种副边侧  $LCL$  谐振的推挽电路, 其实该谐振环节也可以放置到原边侧, 但该电路只能在谐振小电流下关断功率 MOSFET, 无法实现功率 MOSFET 的全软关断及二极管的零电流关断。文献[14]中提出的副边  $LCL$  型推挽电路中则存在额外的并联谐振电感  $L_{sr}$  的损耗过大问题。文献[15]中对副边串联  $LC$  谐振的推挽电路只做了

简单分析, 并没有详细的模式分析。事实上, 在变压器副边设置  $LC$  谐振环节时, 因为副边整流电路的不可控性, 谐振元件谐振时可能出现多周期谐振现象, 使得电路的分析更加复杂。

针对上述现象, 本文研究能够实现功率 MOSFET 全软开关工作和二极管零电流关断的一种谐振型推挽电路。分析了该电路的工作过程, 对其多周期谐振现象进行了理论分析和公式推导, 得到了该电路独有的输出特性。研制了一台原理样机, 试验结果验证了原理分析。

### 1 电路及原理

#### 1.1 主电路结构

主电路如图 1 所示, 该电路在传统的推挽电路的变压器 TX 副边串联了一个谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$ 。谐振电感  $L_r$  可以是变压器的漏感, 若不足则再串联外部电感。电路中的  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$  和  $C_1$ 、 $C_2$  分别是开关管  $V_{T1}$  和  $V_{T2}$  的体二极管和寄生电容。

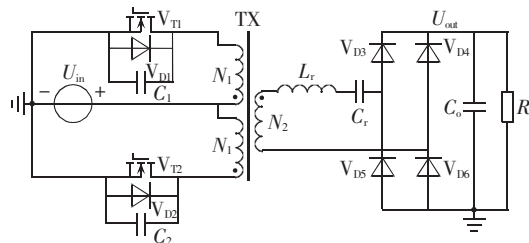


图 1 谐振型推挽直流变换器主电路

Fig.1 Main circuit of resonant push-pull DC-DC converter

现有研究的  $LLC$  谐振电路中, 变压器需要加气隙来调节励磁电感, 使得励磁电感较小导致了开关管需以较大励磁电流关断带来关断损耗以及额外的通态损耗。而图 1 电路中的变压器 TX 不需要留气隙来调节电感, 励磁电感大, 减小了关断励磁电流的器

收稿日期: 2011-05-18; 修回日期: 2012-08-24

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51067004); 江西省科技支撑计划重点项目(2010BGA02000)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51067004) and the Key Science and Technology Project of Jiangxi Province(2010BGA02000)

件损耗和通态损耗。

### 1.2 $n$ 周期谐振过程

本电路的  $n$  周期谐振区间,由于谐振回路中含不控二极管整流电路,所以谐振被启动后可能出现多周期谐振现象。这与原边 LLC 谐振电路是不同的,也带来了不同的电路特性。

假设各半导体器件导通电压为零,在稳态工作情况下谐振电容  $C_r$  两端电压初始值为  $U_0$ 。如果谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  的谐振频率  $f_r$  大于 2 倍的开关频率  $f_s$ ,谐振过程可能持续多个周期,图 2 为根据谐振电感电流  $i_L$  划分的 3 种谐振过程。

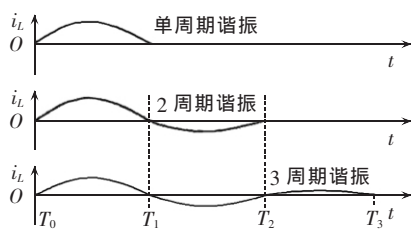


图 2 谐振区间 3 种谐振过程

Fig.2 Three kinds of resonant process in resonance period

## 2 变换器输出特性

### 2.1 $n$ 周期谐振过程推导

分析  $n$  周期谐振过程,设谐振电容  $C_r$  两端起始电压为  $U_0$ ,经过半个谐振电压为  $U_1$ ,经过  $n$  次谐振电压为  $U_n$ :

$$\left\{ \begin{aligned} & -\frac{1}{C} \int_0^{\pi\sqrt{LC}} (NU_{in} + U_0 - U_{out}) \times \\ & \quad \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right) dt = U_1 - U_0 \\ & -\frac{1}{C} \int_0^{\pi\sqrt{LC}} (NU_{in} + U_1 - U_{out}) \times \\ & \quad \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right) dt = U_2 - U_1 \\ & \quad \vdots \\ & -\frac{1}{C} \int_0^{\pi\sqrt{LC}} (NU_{in} + U_{n-1} - U_{out}) \times \\ & \quad \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right) dt = U_n - U_{n-1} \end{aligned} \right. \quad (1)$$

经递推得到通项公式如下:

$$U_n = [-1 + (-1)^{n+1}]NU_{in} - (-1)^{n+1}2nU_{out} - (-1)^{n+1}U_0 \quad (2)$$

由于电路稳定工作以后,经过开关频率半个周期,电容上电压的绝对值不变,即  $U_n = -U_0$ 。代入式(2)可得:

$$\begin{aligned} & [-1 + (-1)^{n+1}]U_0 = [-1 + (-1)^{n+1}]NU_{in} - (-1)^{n+1}2nU_{out} \\ \Rightarrow & \begin{cases} U_0 = nU_{out} & n \text{ 为偶数} \\ U_{out} = \frac{NU_{in}}{n} & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3) \end{aligned}$$

再根据能量守恒公式及电容电荷公式:

$$\left\{ \begin{aligned} & \int_0^{\pi\sqrt{LC}} NU_{in} I_L dt = \frac{U_{out}^2 T}{2R} \\ & Q_C = \int_0^{\pi\sqrt{LC}} I_L dt = 2CU_0 \end{aligned} \right. \quad (4)$$

最终推导得到输出电压  $U_{out}$  为:

$$U_{out} = \begin{cases} \frac{4nNRCU_{in}}{T_s} & n \text{ 为偶数} \\ \frac{NU_{in}}{n} & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (5)$$

相应得谐振电容稳态电压  $U_0$  为:

$$U_0 = \begin{cases} nU_{out} & n \text{ 为偶数} \\ \frac{U_{out} T_s}{4nRC} & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (6)$$

而电路为  $n$  谐振周期工作模式时的负载  $R$  工作范围如下:

$$\frac{T_s}{4n(n+1)C} \leq R \leq \frac{T_s}{4n(n-1)C} \quad (7)$$

### 2.2 输出特性

根据以上推导公式分别绘出该谐振变换器的输出电压  $U_{out}$  对输出电流、负载电阻之间的特性曲线如图 3 和图 4 所示。

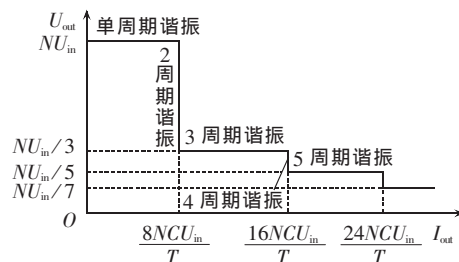


图 3 输出电压与输出电流关系

Fig.3 Relationship between output voltage and current

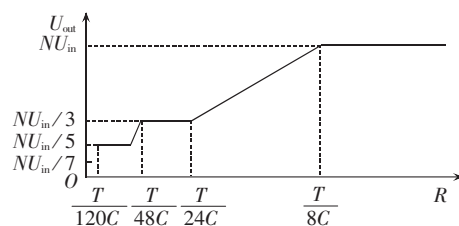


图 4 输出电压和负载电阻关系

Fig.4 Relationship between output voltage and load resistor

由上述特性曲线可见,该谐振变换器随着谐振次数的增加,输出表现为恒压源和恒流源交替出现特性。随谐振次数  $n$  增加,其输出恒压源特性时的电压幅值与  $n$  成反比下降;而输出恒流源特性时的电流幅值却与  $n$  成正比增加。

为了实现电路短路后自身的限流保护功能,则要求电路工作在恒流阶段,而为了最大限度地限制短路电流和扩大开关频率,设计电路的谐振频率为开关频率的 2 倍,电路原理分析如下。

由于开关频率为谐振频率的一半,则无论负载有多大电路,在半个开关周期中最多只能谐振 1 个周期,

当电路稳定工作以后,由于能量守恒和电量守恒仍然成立,由能量守恒得:

$$NU_{in} \left[ \int_0^{\pi\sqrt{LC}} (NU_{in} + U_0 - U_{out}) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t\right) dt - \int_0^{\pi\sqrt{LC}} (U_1 - NU_{in} - U_{out}) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t\right) dt \right] = \frac{U_{out}^2 T}{2R} \Rightarrow U_{out} = \frac{8NRCU_{in}}{T} \quad (8)$$

由电量守恒得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} \int_0^{\pi\sqrt{LC}} (NU_{in} + U_0 - U_{out}) \times \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t\right) dt &= U_1 + U_0 \\ \frac{1}{C} \int_0^{\pi\sqrt{LC}} (U_1 - NU_{in} - U_{out}) \times \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t\right) dt &= U_1 - U_0 \end{aligned} \quad (9)$$

由式(3)和(4)可得:

$$\begin{cases} U_1 = 2NU_{in} \\ U_0 = 2U_{out} \end{cases} \quad (10)$$

则当负载  $R \geq T/(8C)$  时,电路工作在稳压工作模式。

$$\begin{cases} U_{out} = \frac{NU_{in}}{n} \\ U_0 = \frac{U_{out} T}{4RC} \end{cases} \quad (11)$$

当负载  $R < T/(8C)$  时,电路工作在恒流工作模式。

$$\begin{cases} U_{out} = \frac{8NRCU_{in}}{T} \\ U_1 = 2NU_{in} \\ U_0 = 2U_{out} \end{cases} \quad (12)$$

随着负载的增大,  $U_0$  一直在下降,前半个谐振周期电流为:

$$i_1 = (NU_{in} + U_0 - U_{out}) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}}t\right) \quad (13)$$

具体工作状态如图 5 所示。

模式 1:  $t_0 \sim t_1, t_0$  时刻,  $V_{T1}$  处于导通状态, 副边谐振电容为负压  $U_0$ ,  $V_{D4}$  和  $V_{D5}$  导通, 副边开始谐振, 电流开始上升, 电容电压正向上升, 直到上升至正向最大值  $U_1$ , 副边电流降到零。

模式 2:  $t_1 \sim t_2, t_1$  时刻, 谐振电容电压  $U_1$  与变压器副边电压和输出电压之和做比较。

a. 如果  $U_1$  小于变压器副边电压和输出电压之和, 二极管  $V_{D3}$ 、 $V_{D4}$ 、 $V_{D5}$ 、 $V_{D6}$  承受反压关断, 由于谐振半个周期, 谐振电感电流为零, 实现了副边二极管的零电流关断。原边开关管  $V_{T1}$  继续导通, 励磁电流线性增加。

b. 如果  $U_1$  大于变压器副边电压和输出电压之和, 则二极管  $V_{D3}$  和  $V_{D6}$  导通, 又开始谐振半个周期, 谐

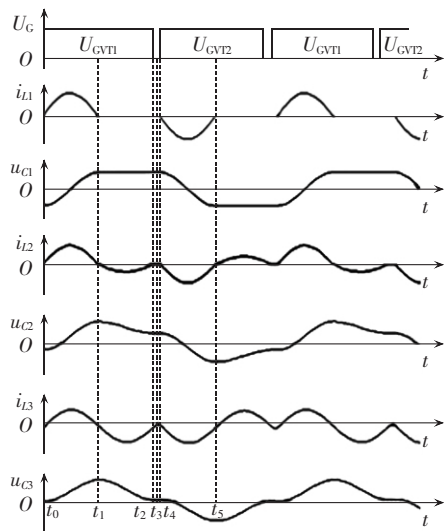


图 5 电路工作状态

Fig.5 Circuit operating states

振电容电压  $U_1$  下降到  $U_2$ , 谐振电感电流再次降到零。

模式 3:  $t_2 \sim t_3, t_2$  时刻, 副边谐振电感电流为零, 原边只存在励磁电流, 由于励磁电流很小, 加上开关管有寄生电容存在, 此时关断开关管  $V_{T1}$ , 相当于实现了  $V_{T1}$  的零电压和零电流关断。电容  $C_1$  上电压逐渐上升, 电容  $C_2$  电压下降, 变压器原边电压开始下降。

a. 如果副边变压器的电压仍小于谐振电容电压和输出电压之和, 则副边断开。

b. 如果副边变压器的电压仍大于谐振电容电压和输出电压之和, 则副边二极管  $V_{D4}$  和  $V_{D5}$  承受正压导通, 谐振电流增加。

模式 4:  $t_3 \sim t_4, t_3$  时刻, 当原边  $C_1$  由于励磁电流充电电压上升, 变压器副边电压随之反向上升, 直到大于谐振电容电压和输出电压之和时, 则二极管  $V_{D3}$  和  $V_{D6}$  承受正压导通, 副边开始谐振。但当  $C_1$  电压升到  $2U_{in}$ 、 $C_2$  电压为 0 时, 开通  $V_{T2}$ , 可实现  $V_{T2}$  的零电压和零电流开通。

模式 5:  $t_4$  时刻, 开通  $V_{T2}$ , 副边二极管  $V_{D3}$  和  $V_{D6}$  仍然导通, 开始谐振, 电路进入下半个周期, 工作模式与前半个周期相同。

### 3 应用及设计

该谐振型推挽式直流变换器能够实现功率 MOSFET 的全软开关及功率二极管的零电流关断, 是一种高效率直流变换器。

根据对其特性的分析, 该电路适合应用于低压大电流高频隔离的场合, 尤其是三级串联变流器构成的电源系统的中间级。例如, 在高频隔离型光伏并网逆变器中, 前级通常采用 Boost 升压电路将波动的光伏板电压升高到一个稳定的电压, 中间级则可以采用本文提出的全软开关电路进行隔离升压, 后级进行逆变并网输出电流。在实际设计中, 应让其最多工作

在 2 周期谐振模式下。在正常负载范围内,电路为单周期谐振工作模式;在过流时,电路进入 2 周期谐振工作模式,实现限流。

该电路另一个应用是两级式充电电路的后级电路。在前级电路已经实现了稳定电压输出的情况下,将该电路也设计成最多 2 周期谐振工作模式。在电池电压低时,电路工作在恒流充电的 2 周期谐振模式下;随着充电过程电池电压上升,电路过渡到单周期谐振的恒压充电模式。

#### 4 实验及结果

为验证分析工作原理,设计了实验室样机,主要参数如下:变压器的原副边匝数  $N_1:N_2=14:20$ ;开关频率  $f_s=66.6\text{ kHz}$ ;谐振电容  $C_r=11.2\text{ nF}$ ;谐振电感  $L_r=40\text{ }\mu\text{H}$ 。

图 6 为负载  $R$  取  $161\text{ }\Omega$ 、 $36\text{ }\Omega$  和  $0.5\text{ }\Omega$ ,输入  $70\text{ V DC}$  条件下测量得到的谐振电感电流  $i_L$ 、谐振电容电压  $u_C$  和输出电压  $U_{out}$  波形。可见,各波形与理论计算吻合。

图 7—9 分别为工作在图 6(a)、(b)、(c)情况下的原边输出电压、开关管  $V_{T1}$  两端的电压和流过的电流波形。从图 7 和 8 可以看出此谐振电路实现了开关管的零电流、零电压开通和关断。

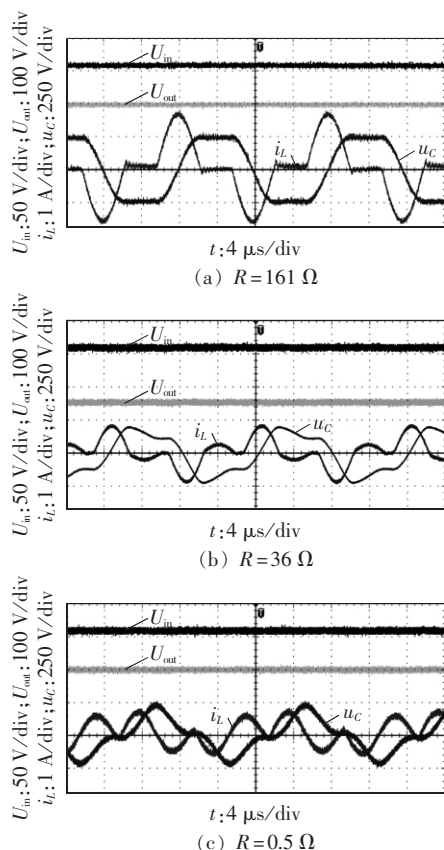


图 6 不同负载电阻下输入电压  $U_{in}$ 、输出电压  $U_{out}$ 、谐振电容电压  $u_C$ 、谐振电感电流  $i_L$  波形  
Fig.6 Waveforms of  $U_{in}$ ,  $U_{out}$ ,  $u_C$  and  $i_L$  for different load resistors

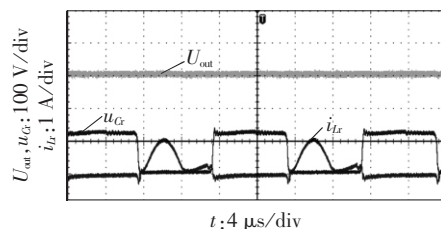


图 7 输出电压  $U_{out}$ 、开关管  $V_{T1}$  电流  $i_{Lr}$ 、电压  $u_{Cr}$  波形  
Fig.7 Waveforms of  $U_{out}$ ,  $i_{Lr}$  and  $u_{Cr}$

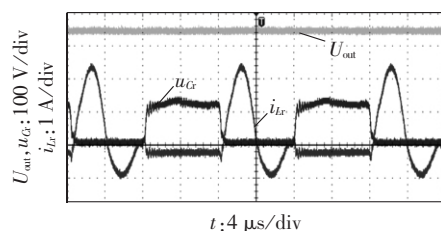


图 8 输出电压  $U_{out}$ 、开关管  $V_{T1}$  电流  $i_{Lr}$ 、电压  $u_{Cr}$  波形  
Fig.8 Waveforms of  $U_{out}$ ,  $i_{Lr}$  and  $u_{Cr}$

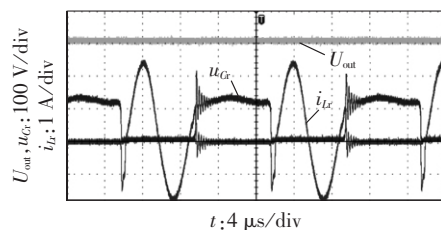


图 9 输出电压  $U_{out}$ 、开关管  $V_{T1}$  电流  $i_{Lr}$ 、电压  $u_{Cr}$  波形  
Fig.9 Waveforms of  $U_{out}$ ,  $i_{Lr}$  and  $u_{Cr}$

图 10 为该谐振变换器的效率曲线。

为了验证更多谐振周期下的输入/输出关系,改变谐振电感和谐振电容,将输出电阻从大向小调节,研究输出电压与输入电压的关系以及输出电流的变化。图 11 为将谐振电感变为  $21\text{ }\mu\text{H}$ 、谐振电容保持不变、输入电压  $70\text{ V DC}$ ,负载从  $1800\text{ }\Omega$  到短路的调节过程中输入、输出电压和输出电流波形。图 12 为改变谐振电感为  $21\text{ }\mu\text{H}$  和谐振电容为  $5.6\text{ nF}$ ,输入电压  $70\text{ V DC}$ ,负载从  $1800\text{ }\Omega$  到短路的调节过程中输入、输出电压和输出电流波形。从图 12 中明显

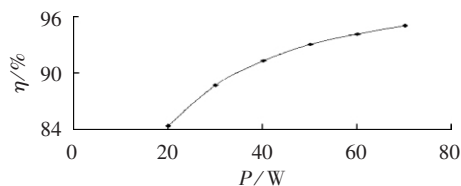


图 10 输出功率-效率测试曲线  
Fig.10 Curve of efficiency vs. output power

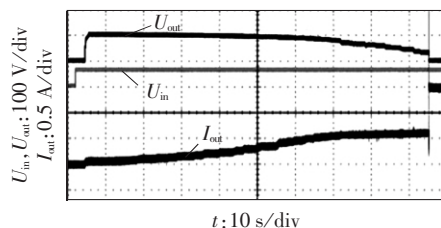
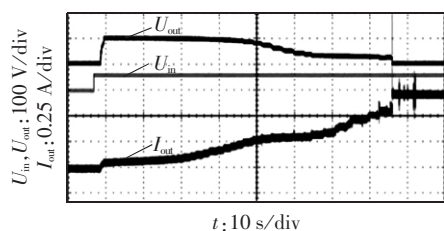


图 11 输入电压  $U_{in}$ 、输出电压  $U_{out}$ 、输出电流  $I_{out}$  波形  
Fig.11 Waveforms of  $U_{in}$ ,  $U_{out}$  and  $I_{out}$



图 12 输入电压  $U_{in}$ 、输出电压  $U_{out}$ 、输出电流  $I_{out}$  波形Fig.12 Waveforms of  $U_{in}$ ,  $U_{out}$  and  $I_{out}$ 

能看出在输入电压不变的情况下,负载电阻从大到小调节过程中电路从单周期谐振恒压输出 100 V 依次转换为 2 周期谐振恒流输出 0.28 A、3 周期恒压输出 32 V 的过程。这与理论计算的值相符合。

## 5 结论

分析了一种谐振 LC 环节在副边的软开关推挽式电路,它能够实现功率管的全软开关工作。在  $n$  周期谐振工作模式下,其输出表现为随负载变化的恒压源或恒流源形式。该电路适用于三级电路的中间隔离级或充电电路的后级电路设计。实验结果证明了电路原理。

## 参考文献:

- [1] SEVERNS R P. Topologies for three-element resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(1): 89-98.
- [2] BATARSEH I. Resonant converter topologies with three and four energy storage elements[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(1): 64-73.
- [3] 胡平,谢顺依,杨迎化,等. 新型 ZVS 全桥 DC/DC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(2): 103-105.  
HU Ping, XIE Shunyi, YANG Yinghua, et al. Novel full-bridge DC/DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(2): 103-105.
- [4] GU Yilei, LÜ Zhengyu, HANG Lijun, et al. Three-level LLC series resonant DC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 781-789.
- [5] 陈威,吕征宇. 一种新颖的三电平全桥谐振型软开关 DC/DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(3): 52-59.  
CHEN Wei, LÜ Zhengyu. A novel three level full bridge resonant DC/DC converter suitable for high power wide range input applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(3): 52-59.
- [6] 金科,阮新波. 复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(3): 53-58.  
JIN Ke, RUAN Xinbo. Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(3): 53-58.
- [7] 顾亦磊,吕征宇. 副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 50-55.  
GU Yilei, LÜ Zhengyu. Topology of LLC resonant converter with minimized voltage stress for secondary side[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 50-55.
- [8] 王正仕,楼珍丽,陈辉明. 零电压双 LLC 谐振软开关超高频感应加热电源变换器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(9): 99-106.  
WANG Zhengshi, LOU Zhenli, CHEN Huiming. Zero voltage dual-

LLC resonant soft switching converter for super high frequency induction heating power supplies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(9): 99-106.

- [9] 马皓,祁丰. 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 6-10.  
MA Hao, QI Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 6-10.
- [10] XIE Xiaogao, ZHANG Junming, ZHAO Chen, et al. Analysis and optimization of LLC resonant converter with a novel over-current protection circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 435-443.
- [11] 赵晨,石洋,吴新科,等. 三元件串联 LLC 谐振变换器的优化设计策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(1): 65-71.  
ZHAO Chen, SHI Yang, WU Xinke, et al. Optimal design strategy for three components series LLC resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(1): 65-71.
- [12] 陈威,吕征宇. 第四类 LLC 谐振变换器模块功能准同构拓扑探索及变形研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 35-42.  
CHEN Wei, LÜ Zhengyu. Investigation on set of quasi-isomorphic topologies and structural variations of type-4 LLC resonant DC-DC converter based on module function identification [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(9): 35-42.
- [13] RYAN M J, BRUMSICKLE W E, DIVAN D M, et al. A new ZVS LCL-resonant push-pull DC-DC converter topology [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(5): 1164-1174.
- [14] CHEN Wei, LÜ Zhengyu, ZHANG Xiaofeng, et al. A novel ZVS step-up push-pull type isolated LLC series resonant DC-DC converter for UPS systems and its topology variations [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, USA: IEEE, 2008: 1073-1078.
- [15] BOONYARONATE I, MORI S. A new ZVCS resonant push-pull DC/DC converter topology [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference. Dallas, USA: IEEE, 2002: 1097-1100.
- [16] 陆治国,刘捷丰,郑路遥,等. 新型双输入 Boost 变换器[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(9): 42-45.  
LU Zhiguo, LIU Jiefeng, ZHENG Luyao, et al. Double-input Boost converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(9): 42-45.
- [17] 陈兵,谢运祥. 新型三电平 Buck 型功率因数校正器[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(6): 71-75.  
CHEN Bing, XIE Yunxiang. Three-level Buck-type power factor corrector [J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(6): 71-75.
- [18] 张厚升. 单周控制无源无损软开关高功率因数整流器[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(7): 60-64.  
ZHANG Housheng. Passive lossless soft-switching high power factor rectifier with one-cycle control [J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(7): 60-64.

## 作者简介:

袁义生(1974-),男,江西上高人,副教授,博士,研究方向为电力电子系统及控制技术(E-mail: cloudstone\_yuan@yahoo.com.cn);

龚昌为(1989-),男,江西九江人,硕士,研究方向为电力电子及电力传动。

(下转第 93 页 continued on page 93)

- unbalance[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(5): 50-56.
- [13] 吴峰,郑建勇,梅军,等. 基于串联 VSC 的故障限流与动态电压恢复联合控制策略研究[J]. 华东电力, 2011, 39(3): 353-356.  
WU Feng, ZHENG Jianyong, MEI Jun, et al. VSC-based combined control strategies for fault current limiting and dynamic voltage restoring[J]. East China Electric Power, 2011, 39(3): 353-356.
- [14] 李哲,夏立,吴正国,等. UPQC 输出滤波器的优化设计[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(7): 56-61.  
LI Zhe, XIA Li, WU Zhengguo, et al. Optimum design of output filter for UPQC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(7): 56-61.
- [15] 梁祖权,束洪春,刘志坚,等. UPQC 完全解耦直接控制策略[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(4): 27-31.  
LIANG Zuquan, SHU Hongchun, LIU Zhijian, et al. Completely decoupled direct control strategy of UPQC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(4): 27-31.
- [16] 谭智力,李勋,陈坚. 基于  $p-q-r$  理论的 UPQC 直接控制策略[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(11): 12-17.  
TAN Zhili, LI Xun, CHEN Jian. Direct control strategy of UPQC based on  $p-q-r$  theory[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(11): 12-17.

#### 作者简介:

吴 峰(1986-),男,江苏徐州人,硕士研究生,主要研究方向为电能质量分析与控制(E-mail: wf\_861026@126.com);

郑建勇(1966-),男,江苏南京人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用;

梅 军(1971-),男,江苏淮安人,副教授,主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用。

### Multi-objective control strategy of multi-converter unified power quality controller

WU Feng<sup>1,2</sup>, ZHENG Jianyong<sup>1,2</sup>, MEI Jun<sup>1,2</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Suzhou Laboratory of Electrical Equipment and Automation Research Institute, Southeast University, Suzhou 215123, China)

**Abstract:** The multi-objective control strategy is proposed for the MC-UPQC (Multi-Converter Unified Power Quality Controller), including dynamic voltage restoration, fault current limitation and active power filtering. The first two objectives are realized by the series VSC (Voltage Source Converter) and the last one is realized by the shunt VSC. The configuration principle of MC-UPQC is illustrated for different operating conditions. The combined control strategy of series VSC is analyzed in detail and the basis of device parameter selection is given. The simulative results with MATLAB/Simulink confirm the correctness and feasibility of the proposed strategy. The problems existing in the engineering application of devices are analyzed and the suggestions about the selection of primary components are given; the solid-state circuit breaker with cooling device is a preferred choice for the changeover switch; the voltage levels of different distribution lines linked by a VSC should be as same as possible.

**Key words:** unified power quality controller; electric converters; power quality; voltage control; computer simulation

(上接第 87 页 continued from page 87)

### Resonant push-pull DC-DC converter

YUAN Yisheng, GONG Changwei

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

**Abstract:** By inserting the  $LC$  resonant components in series at the secondary side of transformer and when the resonant frequency is higher than the doubled switching frequency, the zero voltage turning-on and zero current turning-off of MOSFET and the zero current turning-off of freewheeling diode can be realized in push-pull converter. The soft switching process is described and the generating mechanism of the  $n$ -period resonance specially existing in secondary-side  $LC$  resonance is analyzed. The mathematic relationship between output voltage and load resistor (current) under  $n$ -period resonance is derived, the characteristic curve of output voltage vs. output current is demonstrated, and the application field and design features of the proposed converter are explained. The test of a laboratory prototype with different loads and under different period resonance modes, which can operate under up to four-period resonance mode, verifies the theoretical analysis.

**Key words:** DC-DC converters; push-pull circuit; soft-switching technique;  $LC$  resonance;  $n$ -period resonance