文章编号: 1005－0523(2009)01－0071－05

一种新型 LCL谐振软开关推挽式直流变换器

袁义生,蒋文军

(华东交通大学 电气与电子工程学院,南昌 330013)

摘要:提出了一种新型 LCL谐振式 DC/DC变换器拓扑,它的谐振元件 LCL位于 Push-Pull电路的输入侧.该 Push-Pull变换器的功率开关管工作在占空比固定接近于 0.5的非调制模式下,谐振电路频率至少为开关频率的两倍.利用变压器副边励磁电流的续流,变压器原边开关管 mosfet工作在接近零电压 (ZVS) 的条件下.该变换器适用于蓄电池供电的低压大电流输入系统场合.在一台 12 VDC输入, 360 VDC输出的直流变换器中的应用试验表明,电路效率达到了 92%,试验波形也证明了电路原理分析是正确的.

关 键 词:直流变换器;推挽电路;谐振式变换器;零电压软开关

中图分类号: TM46 **文献标识码**: A

由低压蓄电池组、燃料电池等供电的逆变电源系统,通常采用两级串联电路结构.前级为 DC-DC隔离升压电路,将低的电池电压转换成恒定的高压直流母线电压.后级为 DC-AC变换器,将高直流母线电压转换成 220 VAC或 110 VAC的市电电压.在这些系统中,有限的电池储能对系统的效率提出了更高的要求.即使是中等功率的应用,电池的电流也将达到电池电压的上百倍.因为电路损耗大多在前级电路上,因此研究如何改善前级电路的效率是非常重要的.

由于电池输入电压有较宽的变化范围以及电池电压过低 (通常为 12 V或 24 V),采用常用的移相全桥软开关[1]和半桥软开关电路[2]很难在额定电压工作点获得好的效率,成本也过高.文 [3][4]中提出了两种占空比固定的软开关 Push-Pull电路方案以提高电路效率.文 [3]中采用的是变压器副边串联 LC谐振元件的方法.文 [4]中用的则是变压器副边整流侧并联 CL谐振元件的方法.两种方法都可以实现原边开关管 mosfet的接近零电压 (ZVS)导通,但对于其原理的分析却有错误之处.另外,文 [1]中的谐振元件串联在主电电流回路中,这增加了元件的容量等级.而文 [2]中谐振元件放置在副边,使得电池侧电流有很大脉动,需要增加额外的滤波电感.

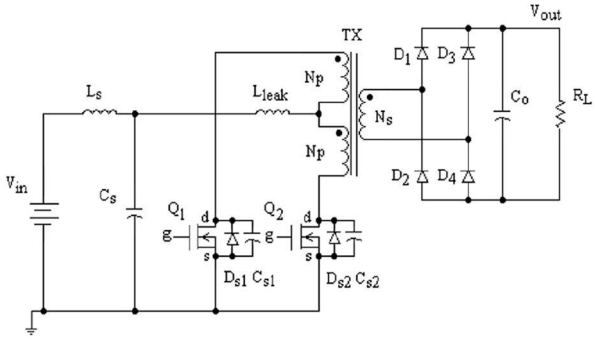

图 1 LCL谐振式软开关 Push-Pull DC/DC变换器

为此,本文提出了一种谐振元件 LCL在变压器原边侧的变换器电路.该电路中利用了变压器漏感实现并联谐振,使得原边开关管 mosfet在接近零电压条件下导通.电路各阶段的工作原理被详细分析.该电路工作原理在一台 12 VDC输入, 360 VDC输出的逆变器前级上得到验证,测试表明电路效率达到了 92%.

收稿日期: 2008－11－06

基金项目:国家自然科学基金项目 (50577025);江西省教育厅科技项目 (GJJ08240)

作者简介:袁义生 (1974－),男,江西上高人,博士,研究方向为电力电子电路、控制和 EMI技术.

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

1 LCL谐振软开关 Push-Pull电路

图 1为所提出的 LCL谐振式软开关 Push-Pull DC-DC电路.三个谐振元件 L_s、C_s和 L_{leak}位于变压器原边侧.其中 L_{leak}是变压器原边漏感和副边漏感折射到原边值之和.为了使电池电流的纹波较小,输入电感 L_s值应该远大于漏感 L_{leak}.

开关管 Mosfet Q_1和 Q_2受固定的接近但小于 0.5占空比的信号轮流驱动.在一个完整的开关周期内,电路包含六个工作模式.各模式下主要变量的波形示意图如图 2所示.

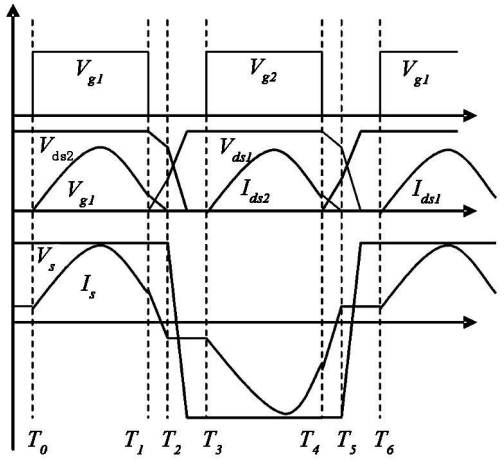

图 2 六种工作模式主要电路波形

1) 模式 1, T_0～T_1阶段

在模式 1阶段,功率管 Q_1受 V_{g1}信号驱动在近零电压条件下导通,功率管 Q_2受驱动 V_{g2}关断.输入电感 L_s、谐振电容 C_s和变压器漏感 L_{leak}开始谐振,功率管 Q_1开始流过谐振电流 I_{ds1}.谐振电流从零开始,所以功率管 Q_1的近 ZVS开通损耗几乎为零.因为输入电感 L_s远大于 L_{leak},可简化认为谐振电流频率即谐振电容 C_s和漏感 L_{leak}的谐振频率 f_r.而且,谐振电流的直流分量由输入电感 L_s提供,谐振电流的交流分量则由谐振电容 C_s提供.

在模式 1中,变压器副边电流 I_s的初始值为励磁电流.

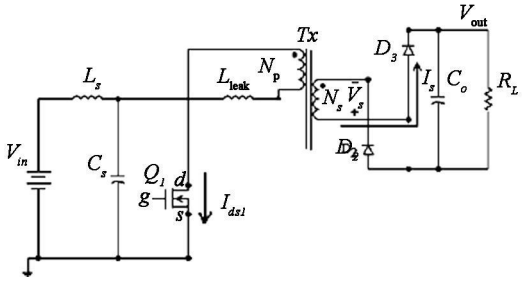

图 3 模式 1等效工作电路

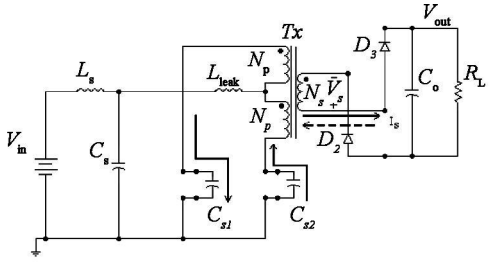

图 4 模式 2等效工作电路

2) 模式 2, T_1～T_2阶段

在 T_1时刻,功率管 Q_1被驱动关断,流过该管电流 I_{ds1}开始下降.如果设置谐振频率 f_r为开关频率 f_s的近偶次倍,功率管关断时刻的电流接近于零,其关断损耗也接近于零.漏感电流对功率管 Q_1的寄生输出电容 C_{s1}充电,对功率管 Q_2的寄生电容 C_{s2}放电.功率管 Q_1端电压 V_{ds1}开始上升,功率管 Q_2端电压相应 V_{ds2}下降.

同时,变压器副边电流 I_s下降.在 T_2时刻, I_{ds1}下降到零, I_s则由正向值 (图 4中所标实线方向)下降到等于反向励磁电流 (图 4中所标虚线虚线)处,此时反向励磁电流由二极管 D_2和 D_3的反向恢复电流提供.

3) 模式 3, T_2～T_3阶段

在 T_2时刻,因为变压器原边电流已经为零,变压器的工作相当是一个副边流过励磁电流,原边开路的空载变压器.在励磁电流的反电动势作用下,励磁电流通过二极管 D_1和 D_4续流.变压器副边电压迅速反向,从 $+V_{out}$变到 $-V_{out}$.相应的,变压器原边绕组电压被钳位在 $(N_p/N_s)V_{out}$值.因为开关管的占空比接近 0.5,该值非常接近但小于 V_{in}.所以,此时功率管 Q_2的端电压 V_{ds2}等于 $V_{in}-(N_p/N_s)V_{out}$,该值非常接近于零,为功率管 Q_2的近零电压开通创造了条件.

在模式 3阶段,反压 $-V_{out}$施加在励磁电感上,故励磁电流有轻微下降.

4) 模式 4, T_3～T_4阶段

在 T_3时刻,功率管 Q_2驱动信号产生,在接近零电压 (ZVS)条件下开通.之后,谐振电容 C_s和漏感 L_{leak}谐振,功率管 Q_2中流过谐振电流 I_{ds2}并通过变压器传递到副边,再经整流二极管 D_1和 D_4提供给负载.

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

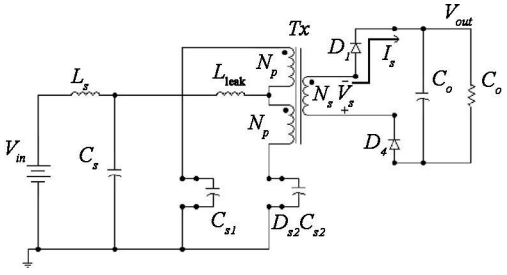

图 5　模式 3等效工作电路

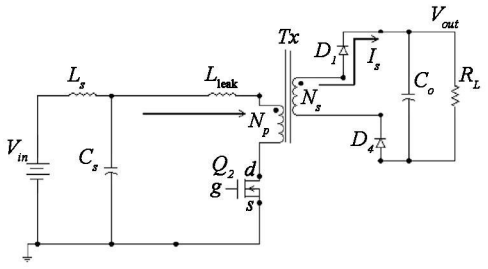

图 6　模式 4等效工作电路

5) 模式 5, T_4 ～T_5 阶段

在 T_4 时刻,功率管 Q_2 驱动关断.变压器原副边电流同时下降.原边漏感电流对功率管 Q_2 的寄生输出电容 C_{s2}充电,其端电压 V_{ds2}上升.受变压器耦合影响,功率管 Q_1 的寄生输出电容 C_{s1}放电,端电压 V_{ds1}下降.

到 T_5 时刻,漏感电流 I_{ls2}下降到零,副边电流 I_s由反向上升到正向励磁电流值处.变压器原边处于开路状态.

6) 模式 6, T_5 ～T_6 阶段

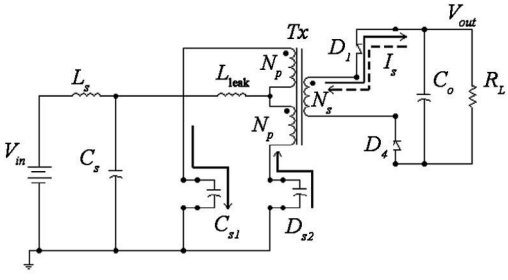

图 7　模式 5等效工作电路

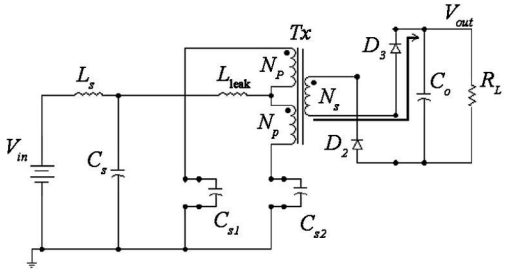

图 8　模式 6等效工作电路

在 T_5 时刻,副边励磁电感产生反电动势,副边电压迅速反向,从而使得励磁电流通过 D_2 和 D_3 续流.变压器副边电压被钳位为 V_{out},正向励磁电流逐渐减小.同时,因为变压器副边电压折射到变压器原边,使的功率管 Q_1 端电压 V_{ds1}被钳在 V_{in} —(Np/Ns)V_{out}值,为功率管 Q_1 的近 ZVS开通创造了条件.

模式 6结束后,电路进入模式 1工作.这就是该电路完整的一个工作周期状况.

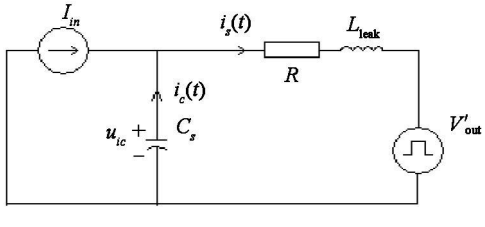

图 9　谐振过程等效电路

2　LCL谐振分析和参数设计

2.1　谐振公式

图 9表示了模式 1和模式 4发生谐振时的等效电路.其中,输入电感 L_s因为纹波足够小而可以用直流源 I_{in}表示,R是原边和副边折射到原边的电阻总和,V_{out}'是输出电压折射到原边值.

根据图 9列出状态方程如下:

$$\begin{cases} V'_{out} = u_c(t) - i_s(t) \cdot R - L_{leak} \cdot \dfrac{di_s(t)}{dt} \\ u_c(t) = u_c(0) - \dfrac{1}{C_S} \cdot \int i_c(t)\,dt \\ I_{in} = i_s(t) - i_c(t) \end{cases} \tag{1}$$

对上式求解并忽略次要项可以得到谐振电流 $i_s(t)$的表达式为

$$i_s(t) = 2(V'_{out} - u_c(0)) \cdot \frac{e^{-\xi \cdot t} \cdot \sin(\sqrt{\omega_n^2 - \zeta^2} \cdot t)}{\sqrt{Z_c^2 - R^2}} + I_{in} - I_{in} \cdot e^{-\xi \cdot t} \cdot \cos(\sqrt{\omega_n^2 - \zeta^2} \cdot t) \tag{2}$$

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

阻尼系数： $\xi = R/(2L_{leak})$

自然角频率：$\omega_n = 1/\sqrt{L_{leak} \cdot C_s}$

特征阻抗：$Z_c = 2\sqrt{L_{leak}/C_s}$

由式(2)可见，谐振电流实际上是以输入电流 I_{in}为偏置而做准正弦波衰减振荡的一个信号.

2.2 漏感 L_{leak}的参数设计

与传统的利用变压器漏感能量来实现功率管零电压开通的方案不一样，本文所提方案是利用变压器副边励磁电流续流来实现功率管零电压开通.所以，设计变压器时不需要额外增加漏感 L_{leak}，而应该尽量减小漏感的设计，使变压器效率提高.

2.3 谐振电容 C_s的参数设计

谐振电容 C_s作为主要的谐振元件，提供流过开关管电流的交流成分，决定了谐振频率.但是，谐振电容 C_s上的电压也存在交流分量和直流分量.忽略输入电感 L_s和线路上的电阻时，其直流分量就等于输入电压.其交流分量的计算较复杂.忽略电路死区时间，当设计满足谐振频率 f_r等于两倍开关频率 f_s时.谐振电容 C_s上的纹波电压可近似表示为：

$$V_{cs_ripple} = \frac{I_{in}}{8 C_s \cdot f_s} \tag{3}$$

谐振电容 C_s上的电压不宜过大.因为它会增加功率开关管的电压应力.功率开关管的额定电压 V_{ds}需满足

$$V_{ds} > 2(V_{in} + V_{cs_ripple}/2) \tag{4}$$

2.4 谐振频率的设计

为了使功率管关断时刻的电流尽量小以减小关断损耗，设计时可以使谐振频率 f_r尽量接近于开关频率 f_s的偶次倍数.但倍数太高会带来高频损耗，所以通常将谐振频率 f_r设计成 2倍或 4倍的开关频率 f_s即可.

3 仿真结果

按照表 1的设定参数对提出的 LCL谐振式 Push-Pull电路做仿真，得到的波形见图 10.

表 1 LCL谐振式 Push-Pull电路仿真参数

V_{in}(V)	V_{out}(V)	P_o(W)	f_s(Hz)	L_s(H)	C_s(uF)	L_{leak}(H)	f_r(Hz)	C_o(uF)	N_p: N_s
12	360	1000	30 k	10u	30	40 n	145 k	470	30

由仿真波形可见，功率 Mosfet管在接近 ZVS条件下导通.设置的谐振频率接近开关频率的 4倍，以减小谐振电容 C_s的体积.因为输入电感 L_s远大于漏感 L_{leak}，输入电流连续且纹波极低.

4 实验结果

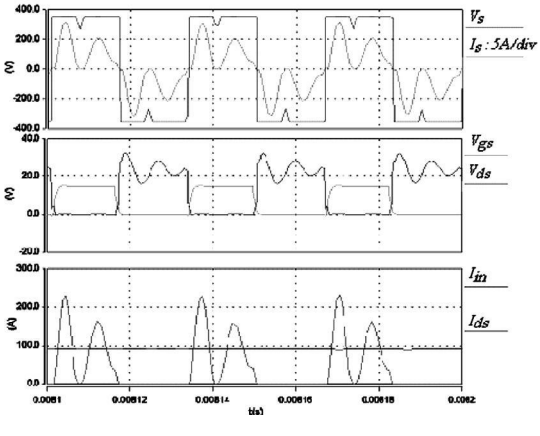

图 10 仿真波形

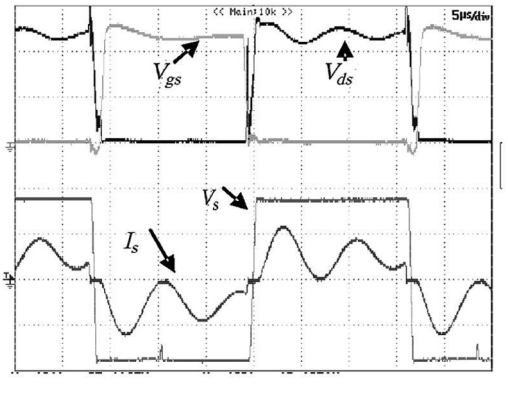

图 11 测试主要波形(CH1—V_{ds}: 10 V/div; CH2—V_s: 200 V/div; CH3—V_{gs}: 5 V/div; CH4—I_s: 5 A/div)

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

制作了一台 10 VDC～14 VDC输入,额定 220 VAC/1 kW输出的逆变器工业样机,其前级电路采用表 1参数,后级采用了一种干扰前馈控制的全桥逆变器来调制前级电路不控的输出电压以得到符合要求的逆变器输出电压,见文[5].

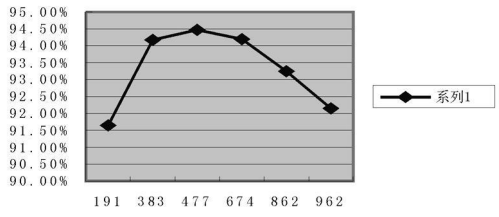

图 12　输出功率(W)→效率测试曲线

试验测得的功率管 Q_1的端电压 V_{ds}, 驱动电压 V_{gs}, 变压器副边电流 I_s和副边电压 V_s波形如图 11所示.由图可见,功率管的 V_{ds}在下降到接近零值后驱动电压 V_{gs}才上升,所以功率管很好的实现了近 ZVS开通,而且关断时刻电流也很小保证了小的关断损耗.测试的波形与分析和仿真波形吻合.

测量该直流变换器得到的效率曲线见图 12.电路在满载下效率超过了 92%.

5　结论

一种利用变压器副边励磁电流续流来实现原边开关管 ZVS开通的 LCL谐振式 Push-Pull电路被提出.该电路还具有输入电流纹波小的特点.因为该电路采用固定占空比非调制技术,适用于在电池供电的大电流输入多级系统中做前级升压电路.试验表明该电路具有高的效率,具有很好的实用价值.

参考文献:

[1]张军明.中功率 DC/DC变流器模块标准化若干关键问题研究[D].杭州:浙江大学, 2004.

[2]Yang B. Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System[D]. Blacksburg Virginia USA: CPES 2003.

[3] Boonyaroonate I and Mori S. A New ZVCS Resonant Push-Pull DC/DC Converter Topology[C]. IEEE APEC'2002: 28－36.

[4] Ryan M J, Brumsickle W E, Divan D M et al. A New ZVS LCL-Resonant Push-Pull DC-DC Converter Topology [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1998, 34(5): 1164－1174.

[5]袁义生,宋平岗,张榴晨.一种新型高效率独立逆变电源的研究[J].电气自动化, 2008, 30(4): 9－11.

A New LCL Resonant Soft-Switching Push-Pull DC-DC Converter

YUAN Yi-sheng, JIANG Wen-jun

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

Abstract: The paper presents a new LCL resonant DC/DC converter topology whose resonant LCL components are located in input side of the push-pull converter. The power switch of the push-pull converter operates in fixed nearly duty cycle 0.5 under unregulated mode. The resonant frequency is more than twice of the switching frequency. The Mosfet primary switches achieve almost zero-voltage switching (ZVS) conditions due to commutation of the magnetizing current of the transformer secondary side. The converter is suitable for the system with low input voltage and large input current input powered by batteries. A converter system with 12 VDC input and 360 VDC output is produced. the test shows efficiency of the proposed front DC-DC achieves 92%. The test waveforms have verified correctness of the theory analysis.

Key words: DC-DC converter; push-pull topology; resonant converter; zero voltage soft switching

(责任编辑:王建华)

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net