

采用模块化结构的多相多电平 LLC 谐振变换器

金峰, 刘福鑫, 阮新波

(江苏省新能源发电与电能变换重点实验室(南京航空航天大学), 江苏省 南京市 210016)

Multi-phase Multi-level LLC Resonant Converter With Modular Structure

JIN Feng, LIU Fuxin, RUAN Xinbo

(Jiangsu Key-Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics),
Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: In some applications with high voltage and high power, such as electrical vehicles and auxiliary power supplies in traction system, the voltage and current stress of power devices are relatively high, which is difficult to select the power devices. To satisfy the requirement for above applications, a multi-phase multi-level LLC resonant converter with modular structure was proposed. The voltage stress on the primary switch is only one-nth of the input voltage due to its multi-level structure, the current rating of power devices can be reduced by introducing the proposed multi-phase structure. By using the variable frequency control strategy, the primary switches can operate with zero-voltage-switching (ZVS) and the rectifier diodes can operate with zero-current-switching (ZCS) in a wide voltage and wide load range. Taken the topology with three modules for example, the operation principle of the converter under variable frequency control method was analyzed, the equivalent model and voltage gain of the converter were derived according to fundamental harmonic analysis. The parameters are designed under the condition that the switching frequency is higher or lower than the resonant frequency. To validate the feasibility of the proposed converter, a prototype with 540~660 V input and 400 V/5 A output has been built and tested in the lab and the experimental results can agree with the theoretical analysis.

KEY WORDS: multi-phase multi-level; LLC resonant converter; variable frequency control; zero-voltage-switching (ZVS); zero-current-switching (ZCS)

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项科研项目(NS2014025); 台达环境与教育基金会《电力电子科教发展计划》(DREG2013005); 江苏省高校优秀科技创新团队项目。

Project Supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities (NS2014025); Grants from the Power Electronics Science and Education Development Program of Delta Environmental & Educational Foundation (DREG2013005); Supported by Jiangsu Province University Outstanding Science And Technology Innovation Team Project.

摘要: 在电动汽车和轨道交通辅助电源等高压大功率场合, 开关管电压电流应力较高, 功率器件选择困难。为此, 该文提出了一种适用于高压大功率场合的模块化多相多电平 LLC 谐振变换器。其中, 多电平结构使得原边开关管的电压应力仅为输入电压的 $1/n$, 多相结构可有效降低开关管电流定额。采用变频控制策略, 在宽电压和宽负载范围内, 所有原边开关管均可实现零电压开关, 所有副边整流管均可实现零电流开关。以 3 个模块结构为例, 分析了变频控制策略下多相多电平 LLC 谐振变换器的工作原理, 通过基波分析法得到变换器的等效电路模型和输入输出电压增益。分别对开关频率低于谐振频率和高于谐振频率两个工作区域进行参数设计, 完成一台 540~660 V 输入、400 V/5 A 输出的原理样机, 实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 多相多电平; LLC 谐振变换器; 变频控制; 零电压开关; 零电流开关

0 引言

在分布式发电系统和轨道交通辅助电源等应用场合, 电力电子变换器的输入电压可高达数千伏。随着输入电压的提高, 变换器中开关管电压应力随之增大, 开关管选择困难。为解决该问题, 可采用三电平(three-level, TL)直流变换器^[1-5], 其开关管电压应力仅为输入电压的一半。为进一步降低开关管电压应力, 可采用多电平结构^[6-9], 如文献[9]提出一种开关管电压应力仅为三分之一输入电压的直流变换器, 它可以实现所有开关管的零电压开关(zero-voltage-switching, ZVS), 但该变换器存在软开关范围受限等缺点。

文献[10]借鉴了文献[9]中的原边结构, 提出了一类适用于高压输入、低压输出的单级直流变换器, 避免了能量的多级处理和由此带来的损耗。该变换器中, 多电平结构使得原边开关管电压应力仅为输入电压的 $1/n$, 多相 dc-ac 变换器和交错整

流电路使其具有大电流输出能力。但该变换器采用不对称控制策略，依然存在软开关范围受限等缺点。

在大功率应用场合，随着功率的增加，器件电流应力也随之增大，因此其应用受到限制。为解决该问题，可采用器件或变换器并联^[11-13]，但器件并联会带来电路制作和热设计的困难，均流问题也限制了它的应用。变换器并联则会带来控制电路、功率器件及驱动电路的冗余，致使系统总体积增加和成本升高。文献[14]最早提出三相直流变换器的概念，其由三相逆变器、三相变压器以及三相整流桥组合而成。与传统电路相比，它可有效降低功率器件的电流定额。在该变换器的基础上，研究人员陆续提出了一系列三相直流变换器^[15-17]。为进一步降低功率器件的电流定额，可将三相结构推广至多相结构，以期能够适应更大的功率场合。

谐振变换器具有宽软开关范围、低电磁干扰、高效率等优点。其中，LLC 谐振变换器可在宽负载范围内实现开关管的 ZVS 和副边整流管的零电流开关(zero-current-switching, ZCS)，因此得到了广泛应用。为结合多电平结构、多相结构和 LLC 谐振变换器的优点，本文提出了一种模块化多相多电平 LLC 谐振变换器，其原边开关管电压应力仅为输入电压的 $1/n$ ，在宽电压和宽负载范围内，可实现所有开关管的 ZVS 和副边整流管的 ZCS；多相结构可显著降低开关管的电流定额；输出端采用单电容滤波，整流管的电压应力仅为输出电压，适用于高压输出场合。

1 电路拓扑和控制策略

图 1 给出了本文所提出的多相多电平 LLC 谐振变换器拓扑结构。

如图 1 所示，变换器采用模块化结构，由 n 个模块组成，依次为 Mod_1 、 Mod_2 、 \dots 、 Mod_n 。模块结构如图 2 所示，第 x 个模块 Mod_x 由一个输入电

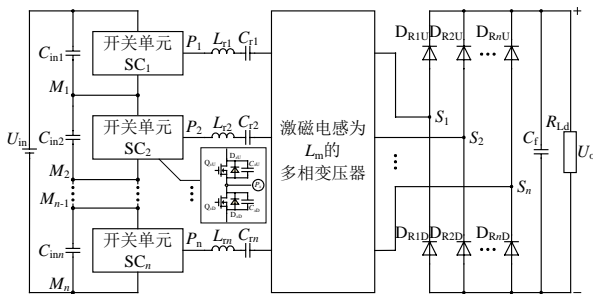


图 1 多相多电平 LLC 谐振变换器电路拓扑
Fig. 1 Topology of multi-phase multi-level LLC resonant converter

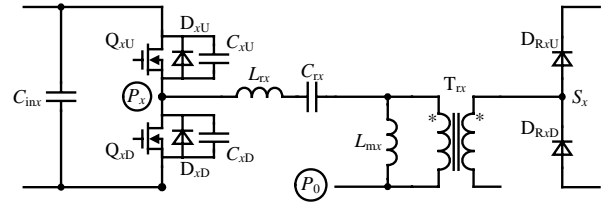


图 2 模块结构

Fig. 2 Module structure of Mod_x

容 C_{inx} 、一个开关单元 SC_x 、一个谐振电感 L_{rx} 、一个谐振电容 C_{rx} 、一个原副边匝比为 k 的单相变压器 T_{rx} 和一对二极管 D_{RxU} 、 D_{RxD} 组成。其中，变压器原边绕组与谐振电感和谐振电容串联，并与开关单元中点相连，每个开关单元两端并联一个电容，变压器副边绕组一端与二极管桥臂中点相连。模块与模块之间，每个开关单元依次串联均分输入电压，每个模块中的变压器原边绕组的异名端连接于同一节点，每个变压器副边绕组的异名端与下一个变压器副边绕组的同名端相连，每个模块的二极管桥臂并联。

该变换器采用变频控制策略，开关单元 SC_x 中的两个开关管 Q_{xU} 和 Q_{xD} 互补导通，占空比为 0.5(忽略死区时间)。开关单元 SC_x 和 SC_{x+1} 中的 Q_{xU} 和 $Q_{(x+1)U}$ 依次相差 T_s/n 时间导通，其中 T_s 为开关周期。

本文采用 3 个模块来验证多相多电平 LLC 谐振变换器的可行性，电路拓扑如图 3 所示。图 4 给出了变频控制下该变换器的主要工作波形。

为简化分析，作出如下假设：1) 所有器件均为理想器件；2) 谐振电感 $L_{r1}=L_{r2}=L_{r3}=L_r$ ，谐振电容 $C_{r1}=C_{r2}=C_{r3}=C_r$ ，激磁电感 $L_{m1}=L_{m2}=L_{m3}=L_m$ ；3) 滤波电容和分压电容足够大，可等效为恒压源。

2 变换器特性分析

2.1 变换器原边中点电压

由图 3 可得到以下关系式：

$$\sum_{x=1}^3 u_{Px0} = \sum_{x=1}^3 u_{Lrx} + \sum_{x=1}^3 u_{Crx} + \sum_{x=1}^3 u_{px} \quad (1)$$

$$\frac{u_{p1}}{k} + \frac{u_{p2}}{k} + \frac{u_{p3}}{k} = 0 \quad (2)$$

$$\sum_{x=1}^3 u_{Lrx} = L_r d(\sum_{x=1}^3 i_{Lrx}) / dt = 0 \quad (3)$$

$$\sum_{x=1}^3 u_{Crx} = \frac{1}{C_r} \int (\sum_{x=1}^3 i_{Crx}) dt = 0 \quad (4)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (5)$$

$$i_{Lrx} = i_{Crx} = i_x, \quad x = 1, 2, 3 \quad (6)$$

将式(2)—(6)代入式(1)，可得

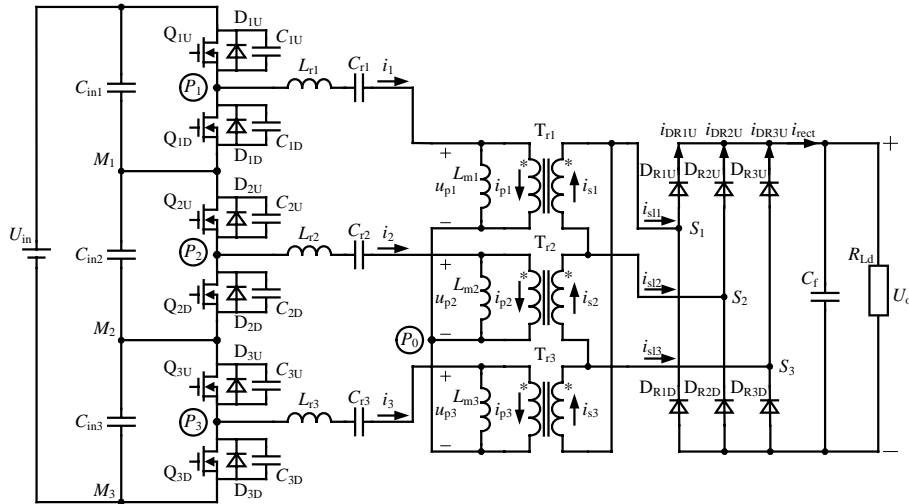


图3 3个模块组成的多相多电平 LLC 谐振变换器

Fig. 3 Multi-phase multi-level LLC resonant converter with three modules

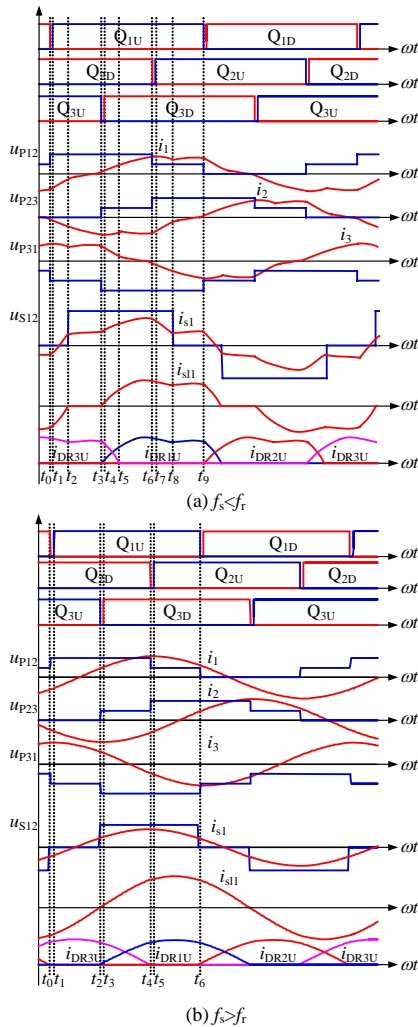


图4 主要工作波形

Fig. 4 Key waveforms

$$u_{P10} + u_{P20} + u_{P30} = 0 \quad (7)$$

从而, 可得到变换器原边中点电压为

$$u_{P0} = \frac{u_{P1} + u_{P2} + u_{P3}}{3} \quad (8)$$

2.2 谐振电容两端直流偏置电压

在一个开关周期内, 谐振网络的输入电压 u_{Px0} 的平均值不为 0, 其偏置电压由谐振电容 C_{rx} 来承担。图 5 给出了变换器的单相谐振网络图。

由图 5 可以得到以下关系式:

$$u_{Px0} = u_{Lrx} + u_{Crx} + u_{px} \quad (9)$$

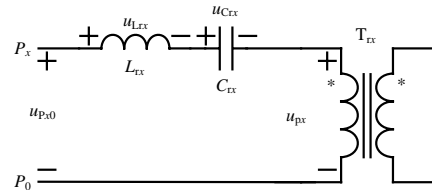


图5 单相谐振网络

Fig. 5 Resonant network of one phase

式(9)两边取平均值可得:

$$U_{Px0} = U_{Lrx} + U_{Crx} + U_{px} \quad (10)$$

稳态时, 一个开关周期内电感电压平均值、变压器原边电压平均值均为 0, 式(10)可简化为

$$U_{Crx} = U_{Px0} \quad (11)$$

即:

$$\begin{cases} U_{Cr1} = \frac{U_{in}}{3} \\ U_{Cr2} = 0 \\ U_{Cr3} = -\frac{U_{in}}{3} \end{cases} \quad (12)$$

2.3 变换器的单相等效电路模型

为便于分析, 可将变换器简化为单相等效电路模型, 如图 6 所示。当只考虑基波分量时, 副边相电压 $u_{Sx(x+1)}$ 与副边相电流 i_{sx} 同相位, 因此整流网络可以等效成一个纯阻性电阻 R_e 。为了进一步简化分析, 变压器和 R_e 可由交流等效电路 R_{ac} 来代替。 R_{ac}

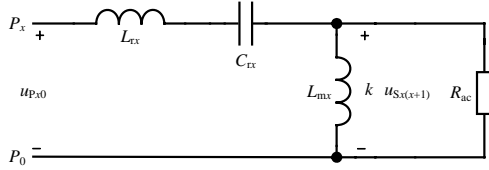


图 6 变换器单相等效电路模型

Fig. 6 Equivalent circuit model of one phase

可表示为

$$R_{ac} = k^2 R_e = \frac{18k^2}{\pi^2} R_{Ld} \quad (13)$$

2.4 输入输出电压增益

定义变换器的谐振频率为 f_r ，其表达式为

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r}) \quad (14)$$

定义变换器的特征阻抗为 Z_r ，其表达式为

$$Z_r = \sqrt{L_r / C_r} \quad (15)$$

定义谐振变换器品质因数为 Q ，其表达式为

$$Q = Z_r / R_{ac} \quad (16)$$

定义标么频率为 F ，其表达式为

$$F = f_s / f_r \quad (17)$$

定义激磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 的比值为 λ 。

定义变换器的电压增益为 M ，其表达式为

$$M = \sqrt{3}kU_o / (U_{in} / 3) \quad (18)$$

根据图 6，可以求得该谐振变换器的单相等效电路的增益函数 $H(j\omega_s)$ ：

$$H(j\omega_s) = \frac{1}{D_1 + jD_2} \quad (19)$$

其中，

$$\begin{cases} D_1 = 1 + \frac{1}{\lambda} \left(1 - \frac{1}{F^2}\right) \\ D_2 = Q \left(F - \frac{1}{F}\right) \end{cases} \quad (20)$$

由式(19)可得：

$$M = |H(j\omega_s)| \quad (21)$$

即：

$$M = 1 / \sqrt{\left[1 + \frac{1}{\lambda} \left(1 - \frac{1}{F^2}\right)\right]^2 + Q^2 \left(F - \frac{1}{F}\right)^2} \quad (22)$$

单相等效模型的二端口输入阻抗为

$$Z_{Px0} = (B_1 + jB_2) / B_3 \quad (23)$$

其中，

$$\begin{cases} B_1 = (QF\lambda)^2 \\ B_2 = QF\lambda + Q(F - 1/F)B_3 \\ B_3 = 1 + (QF\lambda)^2 \end{cases} \quad (24)$$

当单相等效模型的二端口输入阻抗 Z_{Px0} 虚部取 0，即 $B_2=0$ 时，可以得到纯阻性条件下电压增益 M_R 与 F 和 λ 的关系式为

$$M_R = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda F^2}}} \quad (25)$$

图 7 给出了变换器的增益特性曲线。从图 7 中可以看出，整个工作区域被纯阻性曲线和直线 $F=1$ 分为 3 个区域。

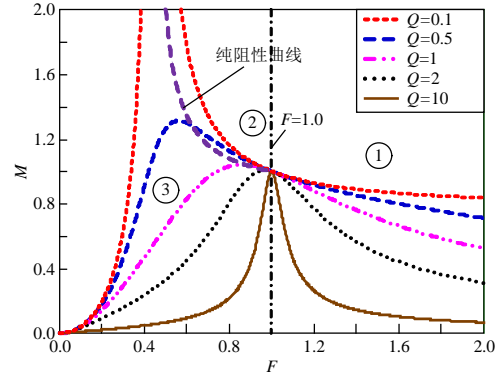


图 7 变换器的输入输出电压增益曲线

Fig. 7 Voltage gain of the converter

区域①：直线 $F=1$ 的右侧。增益 $M < 1$ ，变换器呈感性，开关管工作在 ZVS 状态。

区域②：直线 $F=1$ 的左侧以及纯阻性曲线的右侧。增益 $M > 1$ ，变换器呈感性，开关管工作在 ZVS 状态，整流管工作在 ZCS 状态。

区域③：直线 $F=1$ 的左侧以及纯阻性曲线的左侧。变换器呈容性，开关管工作在 ZCS 状态。

本文将以区域①和区域②作为主要工作区域，分别进行参数设计，并进行实验验证。

2.5 输出滤波电容

单相 LLC 谐振型变换器采用单相整流桥，其输出整流电流是正弦半波或近似正弦的波形，电流脉动大，需要提高滤波电容容值来降低输出电压纹波，由此使得输出滤波器体积较大。

图 8 给出了相同负载条件下单相 LLC 谐振变换器和 3 个模块组成的多相多电平 LLC 谐振变换器的输出整流电流 i_{rect} 波形。多相多电平 LLC 谐振变

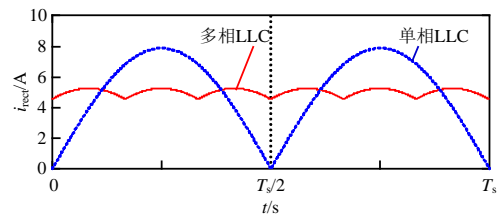


图 8 整流电流波形

Fig. 8 Rectified current waveforms

换器采用三相桥式整流电路,其整流电流的脉动频率为 $6f_s$,且电流纹波小,计算可得

$$\Delta i_{\text{rect_MP}} = \frac{2-\sqrt{3}}{6} \pi I_o \approx 0.14 I_o \quad (26)$$

单相 LLC 谐振变换器的输出整流电流脉动频率为 $2f_s$,且电流纹波较大,计算可得

$$\Delta i_{\text{rect_SP}} = \frac{\pi I_o}{2} \approx 1.57 I_o \quad (27)$$

假设输出电压纹波为 U_{o_ripple} ,输出滤波电容等效串联电阻 ESR 可表示如下:

$$\text{ESR} = \frac{U_{o_ripple}}{\Delta i_{\text{rect}}} \quad (28)$$

ESR 和容值 C_f 之间存在如下经验公式:

$$C_f \times \text{ESR} = 6.5 \times 10^{-5} \quad (29)$$

结合式(26)—(29)可以计算出相同输出电压纹波条件下,单相 LLC 谐振变换器和多相 LLC 谐振变换器所需的滤波电容大小分别为

$$C_{f_SP} = \frac{6.5 \times 10^{-5} \times I_o}{U_{o_ripple}} \times 1.57 \quad (30)$$

$$C_{f_MP} = \frac{6.5 \times 10^{-5} \times I_o}{U_{o_ripple}} \times 0.14 \quad (31)$$

对比发现,多相多电平 LLC 谐振变换器提高了输出电流脉动频率,显著降低滤波电容上电流脉动,进而有效减小了滤波电容容值和体积。

3 实验验证

为验证理论分析的正确性,对本文提出的多相多电平 LLC 谐振变换器进行参数设计,搭建原理样机。在整个输入电压范围内,为了获得足够的增益范围,同时要求调频范围尽可能窄,在设计参数时应要求增益曲线较陡。具体对应于图 7,即在区域②,品质因数 Q 应较小,而在区域①,品质因数 Q 应较大。变换器具体参数如表 1、2 所示。

图 9、10 分别给出了变换器在区域②和区域①、额定输入电压下的满载实验波形,与理论分析相一

表 1 原理样机输入输出指标

Tab. 1 Input and output specifications of the prototype

参数	取值
输入电压 U_m/V	540~660
输出电压 U_o/V	400
输出电流 I_o/A	5
谐振频率 f_r/kHz	50

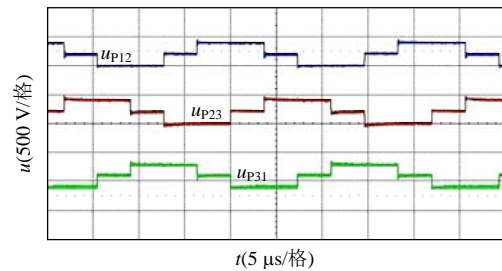
表 2 原理样机参数

Tab. 2 Parameters of the prototype

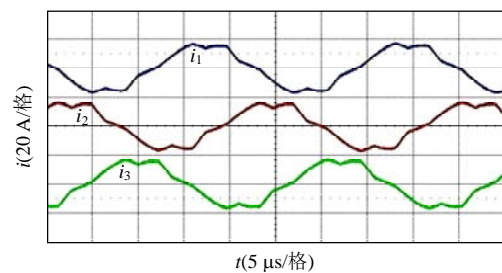
参数	$f_s < f_r$	$f_s > f_r$
谐振电感 $L_r/\mu H$	23	183
谐振电容 C_r/nF	450	50
激磁电感 $L_m/\mu H$	46	271
λ	2.0	1.48
变压器变比 $k=N_1/N_2$	16/48	10/40
谐振频率 f_r/kHz	49.4	52.6
品质因数 Q	0.486	6.634
开关管	IPW65R080CFD(43.3A/650V)	
整流二极管	IDW15S120(15A/1200V)	

致。其中,图 9(c)给出了副边线电流 i_{s13} 的电流波形,可以看出,整流二极管的电流自然下降到 0,二极管实现 ZCS。图 10(c)给出了副边线电流 i_{s13} 的电流波形,同样也实现了 ZCS。由此可见,三相整流桥的应用使得 LLC 谐振变换器在高于谐振频率时,仍然可以实现副边整流管的 ZCS。

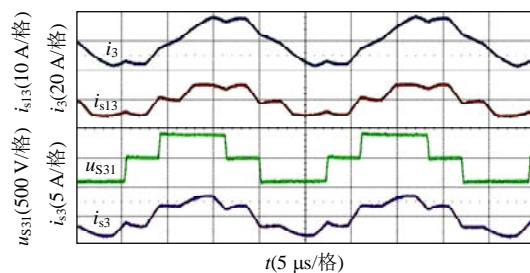
图 11、12 分别给出了变换器在区域②和区域①、额定输入电压下 10% 和 100% 满载时 Q_{3D} 的软开关波形,由波形可知, u_{DS} 在开关管开通之前下



(a) 开关单元中点电压波形 $u_{P12}, u_{P23}, u_{P31}$



(b) 原边三相电流波形 i_1, i_2, i_3



(c) 第三相电压电流波形 $i_3, i_{s13}, u_{S31}, i_{s3}$

图 9 额定输入电压满载工作下的实验波形 ($f_s < f_r$)

Fig. 9 Experiment waveforms at full load and nominal input voltage ($f_s < f_r$)

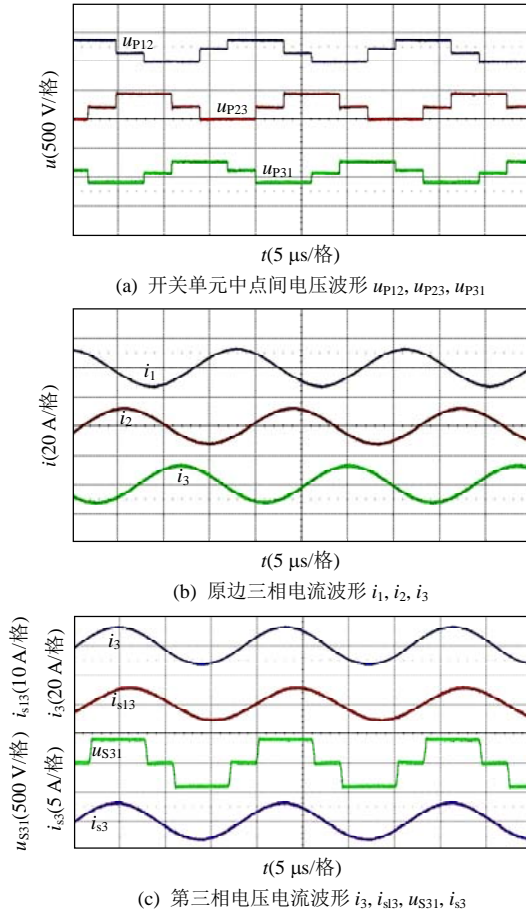


图 10 额定输入电压满载工作下的实验波形 ($f_s > f_r$)
 Fig. 10 Experiment waveforms at full load and nominal input voltage ($f_s > f_r$)

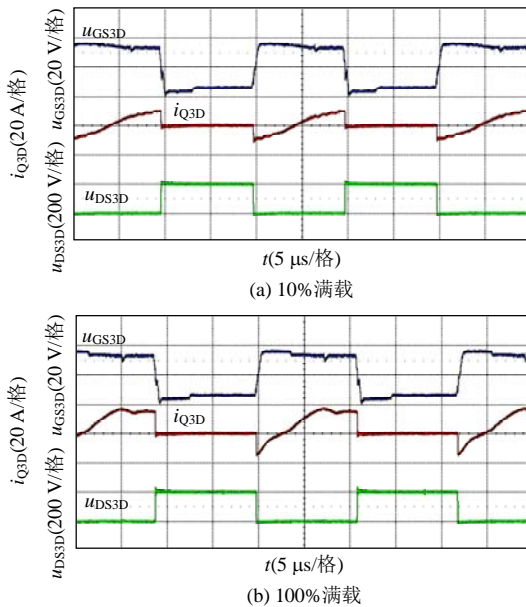


图 11 软开关波形 ($f_s < f_r$)

Fig. 11 Soft-switching waveforms ($f_s < f_r$)

降到 0, 实现了 ZVS。从漏源极两端电压波形可知开关管的电压应力为 $U_{in}/3$ 。

图 13 给出了变换器在区域①和区域②、额定输入电压下效率随负载变化的曲线。图 14 给出了

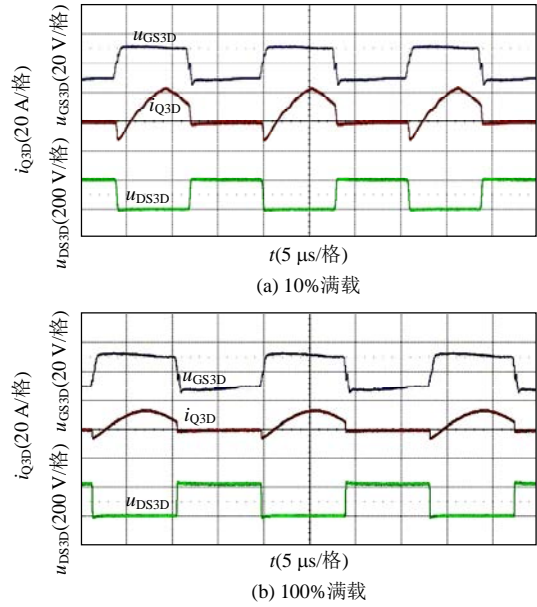


图 12 软开关波形 ($f_s > f_r$)

Fig. 12 Soft-switching waveforms ($f_s > f_r$)

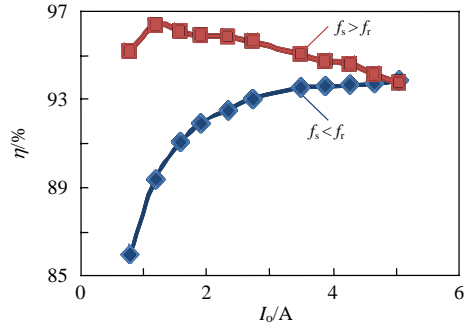


图 13 额定输入电压下, 效率随负载变化的曲线
 Fig. 13 Efficiency curves at different loads

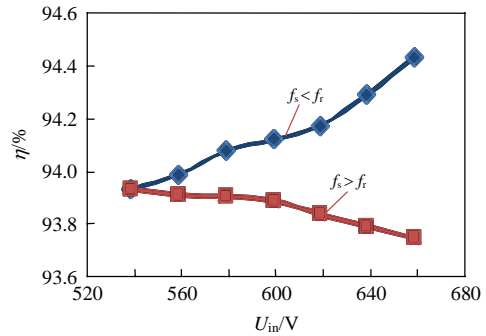


图 14 满载时, 效率随输入电压变化的曲线

Fig. 14 Efficiency curves at different input voltage

变换器在区域①和区域②、满载时效率随输入电压变化的曲线。由于在宽电压和宽负载范围内实现了原边开关管的 ZVS 和副边整流管的 ZCS, 变换器效率较高, 工作在区域②的变换器效率最高可达 94.4%, 而工作在区域①效率最高可达 96.3%。

4 结论

本文提出了一种适用于高压大功率场合的模块化多相电平 LLC 谐振变换器, 定义了模块结

构,并给出了拓扑构成方式。

采用3个模块验证了多相多电平LLC谐振变换器结构的可行性,通过基波分析法得到其等效模型和输入输出电压增益,分别对开关频率低于谐振频率和高于谐振频率2个工作区域进行原理分析、参数设计和实验验证。该变换器具有如下优点:

1) 采用模块化结构,易于构建和扩展;

2) 开关管的电压应力为输入电压的 $1/n$,适用于高压输入场合;

3) 多相结构可以降低开关管的电流定额,适用于大功率场合;

4) 采用变频控制策略,在宽电压和宽负载范围内,所有原边开关管可以实现ZVS,所有副边整流管可以实现ZCS,变换器具有高效率;

5) 输出采用多相整流桥,提高输出电流的脉动频率,降低滤波电容上电流脉动,减小滤波电容的容值和体积;

6) 输出整流桥的电压应力为输出电压,适用于高压输出场合。

参考文献

- [1] Pinheiro J R, Barbi I. The three-level ZVS PWM converter—a new concept in high voltage DC-to-DC conversion[C]//IEEE PEMC. San Diego: IEEE, 1992: 173-178.
- [2] 阮新波,李斌,陈乾宏.一种适用于高压大功率变换器的三电平直流变换器[J].中国电机工程学报,2003,23(5): 19-23.
Ruan xinbo, Li Bin, Chen Qianhong. A new approach for high voltage and high power three-level DC-DC conversion[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 19-23(in Chinese).
- [3] Agostini E, Barbi I. Three-phase three-level PWM DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(7): 1847-1856.
- [4] 刘福鑫,杨朔,阮新波.新型对称控制方式三相三电平直流变换器[J].中国电机工程学报,2012,32(9): 72-78.
Liu Fuxin, Yang Shuo, Ruan Xinbo. A novel three-phase three-level DC/DC converter with symmetrical control [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 72-78(in Chinese).
- [5] 刘福鑫,陈悦,胡高平,等.不对称控制方式三相三电平直流变换器[J].中国电机工程学报,2014,34(24): 4007-4014.
Liu Fuxin, Chen Yue, Hu Gaoping, et al. Three-phase three-level DC/DC converters with an asymmetrical control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4007-4014(in Chinese).
- [6] 陈阿莲,邓焰,何湘宁.一种具有冗余功能的多电平变换器拓扑[J].中国电机工程学报,2003,23(9): 34-38.
Chen Alian, Deng Yan, He Xiangning. A multilevel converter topology with redundancy ability [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 34-38(in Chinese).
- [7] 丁凯,邹云屏,王展,等.一种适用于高压大功率的新型混合二极管钳位级联多电平变换器[J].中国电机工程学报,2004,24(9): 62-67.
Ding Kai, Zou Yunping, Wang Zhan, et al. A novel hybrid diode-clamp cascade multilevel converter for high power application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 62-67(in Chinese).
- [8] 李冬黎,张晋,陈阿莲,等.一种具有自修复功能的多电平变换器拓扑[J].中国电机工程学报,2005,25(2): 54-60.
Li Dongli, Zhang Jin, Chen Alian, et al. A multilevel converter topology with self-repair ability[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 54-60(in Chinese).
- [9] Song T T, Chung H, Ioinovici A. High-voltage DC-DC Converter with low voltage stress and output current tripler[C]//IEEE PESC. Jeju: IEEE, 2006: 1-7.
- [10] Wang H, Chung H S H, Ioinovici A. A class of high-input low-output voltage single-step converters with low voltage stress on the primary-side switches and high output current capacity[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(6): 1659-1672.
- [11] Shammas N Y A, Withanage R R, Chamund D. Review of series and parallel connection of IGBTs[J]. IEE Proceedings—Circuits, Devices and Systems, 2006, 153(1): 34-39.
- [12] Chen J F, Lin J N, Ai T H. The techniques of the serial and paralleled IGBTs[C]//IEEE IECON. Taipei, China: IEEE, 1996: 999-1004.
- [13] 王子龙,肖岚,赵鹏.全桥直流变压器/变换器ISOP组合式系统的研究[J].中国电机工程学报,2014,34(33): 5819-5826.
Wang Zilong, Xiao Lan, Zhao Peng. Researches on combined input-series output-parallel systems composed of full-bridge DC transformers and converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(33): 5819-5826(in Chinese).

- [14] De Doncker R W A A, Divan D M, Kheraluwala M H. A three phase soft switched high-power density dc-dc converter for high power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1991, 27(1): 63-73.
- [15] Bhat A, Zheng L. Analysis and design of a three phase LCC-type resonant converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(2): 508-519.
- [16] Barbi I, Oliveira D. A three-phase ZVS PWM DC-DC converter with asymmetrical duty cycle for high power applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 370-377.
- [17] 刘畅, 金科. 三倍流整流 ZVS PWM 三相全桥直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(1): 159-166.
- Liu Chang, Jin Ke. Current-tripler-rectifier ZVS PWM three-phase full-bridge DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(1): 159-166(in Chinese).



金峰

收稿日期: 2014-12-29。

作者简介:

金峰(1990), 男, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术, jf.fighting@gmail.com;

刘福鑫(1979), 男, 博士, 副教授, 研究方向为功率电子变换技术、无线电能传输技术和新能源发电系统, liufuxin@nuaa.edu.cn;

阮新波(1970), 男, 教授、博士生导师, 教育部“长江学者”特聘教授, 研究方向为功率电子变换技术、航空航天电源系统、电力电子系统集成和新能源发电系统, ruanxb@nuaa.edu.cn。

(责任编辑 李婧妍)

“直流输电技术”专题征稿启事

近年来, 为应对能源环境和可持续发展的挑战, 世界范围内正推动新一轮的能源结构变革。直流输电在电力大规模远距离输送、可再生能源接纳、高效新型输电网构建和能源互联网建设等方面, 都有着显著的技术优势, 目前正获得越来越多的关注。这一领域已经获得一批国家自然科学基金和国家科技部项目的支持, 随着研究工作的深入开展, 也为直流输电的发展和應用带来新的机遇。为了展示国内外在该领域最新进展和发展趋势, 共享最新学术和技术成果, 《中国电机工程学报》编辑部特邀国网智能电网研究院汤广福教授级高工、中国电力科学研究院姚良忠千人专家担任特约主编, 主持“直流输电技术”专题, 希望与作者、读者一起, 共同研讨直流输电相关技术的最新进展、实践经验和未来方向, 共同推进直流输电在新架构、新理论、新技术、新应用等方面的研究成果。专题拟于2016年4月出版(正刊)。

一、专题征稿范围(包括但不限于)

- 1) 超/特高压直流输电技术。
- 2) 柔性直流输电技术。
- 3) 多端直流与直流输电网技术。
- 4) 直流配用电技术。
- 5) 特高压直流、柔性直流与直流电网装备技术。
- 6) 直流输电仿真、运行控制与保护技术。
- 7) 交直流混合大电网仿真、运行控制与保护技术。
- 8) 其他新型直流输电技术及应用。
- 9) 直流输配用电技术工程应用实践。

二、投稿要求

- 1) 引言中研究目的清晰明确, 详细介绍国内外研究背景, 对现有其他研究者的工作进行正确的评述; 阐述自己的观点, 并对自己的研究思路做一总体介绍, 引言字数不少于1000字。
- 2) 研究设计和方法叙述清楚, 数据合理并被正确地分析和解释; 比较所提出的方法和现有方法的优缺点。
- 3) 重点突出, 论述严谨, 文字简练, 避免长篇公式推导(必要的推导可列入附录), 字数以不超过6000字(包括图表)为宜。
- 4) 来稿请用Word排版, 格式、摘要、作者信息等尽量与《中国电机工程学报》一致。
- 5) 对英文稿件的要求与对中文稿件的要求相同, 请同时提供作者中文信息。

三、投稿截止日期: 2015 年 10 月 31 日。

四、投稿方式: 请登录<http://www.pcsee.org>, 注册作者用户名和密码投稿, 请注意在投稿栏目中选择“直流输电技术”。

真诚欢迎国内外相关领域的专家学者及国家级科研计划承担单位踊跃投稿!

联系人: 韩蕾 庞辉 汤广福 姚良忠 联系电话: 010-82812535

邮箱: hanlei@epri.sgcc.com.cn; panghui@sgri.sgcc.com.cn;

gftang@sgri.sgcc.com.cn; yaoliangzhong@epri.sgcc.com.cn