

# 储能用宽范围输入改进型串联Z源逆变器

阚志忠, 姜春鹏, 何浩, 徐菁远, 张纯江

(燕山大学电气工程学院, 河北秦皇岛 066004)

**摘要:** 针对储能用逆变器提出一种带有旁路开关的改进型串联Z源拓扑, 在电池电压较高时将Z源网络切除, 保留原串联Z源逆变器优势的同时, 其降压模式工作特性与传统电压源逆变器相同, Z源网络不产生损耗, 且可实现能量双向流动。首先对改进型串联Z源逆变器的工作模态进行了分析, 推导了输入输出电压关系, 并给出了Z源网络参数设计原则。然后给出了一种输入电压前馈、电容电压反馈的直流链电压控制策略, 最后通过仿真与实验证实了拓扑与控制策略的有效性。

**关键词:** 逆变器; 储能; Z源; 直流链电压控制

DOI: 10.12067/ATEEE2005017

文章编号: 1003-3076(2021)04-0010-07

中图分类号: TM464

## 1 引言

储能技术在发展新能源发电与建设智能电网中有着不可替代的重要作用, 由于光伏和风力发电具有间歇性, 对电网的稳定运行有比较大的影响, 所以在光伏和风力发电系统中一般需要配备储能装置<sup>[1,2]</sup>。储能装置中的核心单元就是连接电池和交流母线的逆变器接口电路, 储能锂电池在充放电过程中电池电压变化范围较大, 所以储能逆变器的直流输入侧应具有适应宽范围输入的特征。传统逆变器无法满足输入电压宽范围变化的要求, 为此文献[3]在逆变器后级加入工频变压器, 文献[4]在逆变器前级加入高频变压器和DC/AC、AC/DC变换器, 两种方案均可实现对储能电池电压的调节, 但工频变压器体积庞大, 而高频变压器系统结构、控制复杂。为了适应储能电池宽电压变化范围的需求, DC/DC+DC/AC的两级变换得到了广泛研究和应用<sup>[5-8]</sup>, DC/DC变换器(一般为非隔离型)用于对电池的升压, 后级DC/AC逆变器输出交流电, 相比变压器隔离型系统, 其系统体积更小, 但储能电池输出功率经过两级变换会导致损耗的增加。为了实现宽范围电压输入同时提高系统效率, 许多学者研究了Z源型逆变器。Z源逆变器最早是由彭方正教授提

出的<sup>[9]</sup>, 该逆变器通过上下逆变桥臂直通实现对输入直流电压的升压, 与传统逆变器相比不需要加入死区时间, 因此大大降低了输出交流电压的谐波含量。但是由于Z源网络电容初始状态等效为短路, 该拓扑存在启动冲击电流问题。通过交换Z源网络二极管与三相逆变桥臂的位置得到串联型Z源逆变器<sup>[10]</sup>, Z源网络与三相逆变桥臂串联, 从而解决了启动冲击电流的问题。通过改变Z源网络元器件的位置得到两种准Z源逆变器<sup>[11,12]</sup>。

本文以串联型Z源逆变器为基础, 提出改进型串联Z源逆变器, 通过单级结构实现宽范围电压输入, 在电池电压较高时的逆变模式下或向电池充电模式下通过双向旁路开关将Z源网络切除, 可避免Z源网络与逆变桥臂损耗, 使其更适合作为储能逆变器应用于锂电池储能中。针对Z源逆变器直流链电压为脉动量, 闭环控制中检测困难的问题, 采用了输入电压前馈、电容电压反馈的直流链电压间接控制策略, 并给出了Z源网络参数设计原则。

## 2 工作模式分析

改进型串联Z源逆变器拓扑如图1所示, 其中 $V_{dc}$ 为储能电池电压,  $C_1$ 、 $C_2$ 为Z源网络电容,  $L_1$ 、 $L_2$ 为Z源网络电感,  $L_f$ 为输出滤波电感,  $C_f$ 为输出滤

收稿日期: 2020-07-10

基金项目: 河北省自然科学基金资助项目(E2018203152)

作者简介: 阚志忠(1970-), 男, 河北籍, 副教授, 博士, 研究方向为微电网运行与控制、新能源发电变流器及控制、电机控制技术;

姜春鹏(1995-), 男, 山东籍, 硕士研究生, 主要研究方向为储能变流器及功率流控制(通讯作者)。

波电容,IGBT 组成的全控开关  $S_1 \sim S_6$  构成三相逆变桥臂,在逆变桥臂中插入直通工作状态,与 Z 源网络配合即可实现对直流输入电压的升压, $S_7$  为 Z 源网络开关管,可实现 Z 源网络能量双向流动, $S_8$ 、 $S_9$  为 Z 源网络旁路开关,由反向串联 MOSFET 组成,电压等级较低时可选用通态电阻极低的 MOSFET 进一步降低旁路开关导通损耗(MOSFET 具有同步整流特性)。

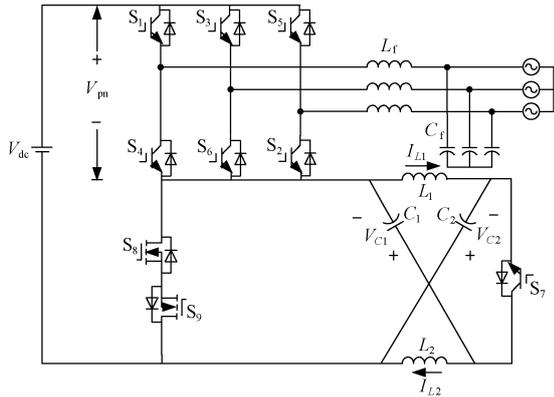


图1 改进型串联 Z 源逆变器  
Fig.1 Improved series Z-source inverter

改进型串联 Z 源逆变器直流侧等效电路如图 2 所示,交流侧等效为电流源,其两端电压为直流链电压。

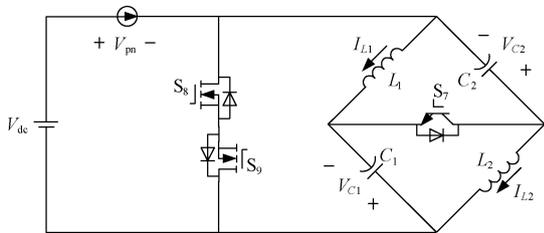


图2 直流侧等效电路  
Fig.2 equivalent circuit of DC side

当储能电池电量充足时,电池电压较高,直流输入电压  $V_{dc}$  能够满足交流侧输出要求,不需要 Z 源网络升压,旁路开关  $S_8$ 、 $S_9$  闭合,等效电路如图 3 所示,此时直流链电压等于直流输入电压,改进型 Z 源逆变器工作状态与传统电压源逆变器相同,Z 源网络中无电流流过,不产生额外损耗,逆变桥臂中无直通工作状态,不产生直通损耗。

随着电池放电,电池两端电压不断降低,当直流输入电压不能满足交流输出要求时,旁路开关断开,逆变桥臂中加入直通工作状态,由 Z 源网络对直流输入电压进行升压,此时改进型 Z 源逆变器可分为

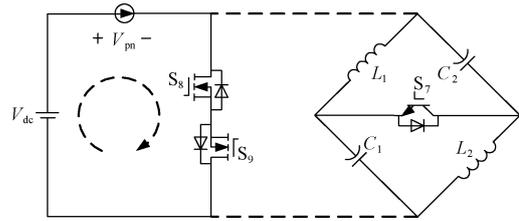


图3 旁路开关闭合等效电路  
Fig.3 Equivalent circuit when bypass switch closes

直通与非直通两种工作状态。

直通工作状态等效电路如图 4 所示,此时逆变器上下桥臂直通,交流侧等效为短路, $S_7$  断开。

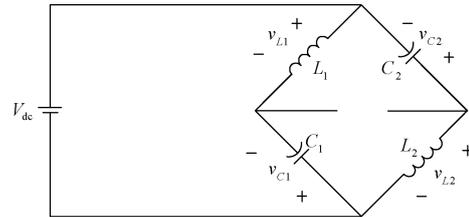


图4 直通工作状态  
Fig.4 Shoot-through stage

设 Z 源网络为对称网络,即两电感取值相同,两电容取值相同,则:

$$\begin{cases} v_{C1} = v_{C2} = v_C \\ v_{L1} = v_{L2} = v_L \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $v_{C1}$ 、 $v_{C2}$ 、 $v_C$  为  $C_1$ 、 $C_2$  暂态电压;  $v_{L1}$ 、 $v_{L2}$ 、 $v_L$  为  $L_1$ 、 $L_2$  暂态电压。

一个开关周期中电容电压近似不变,其瞬时值近似等于稳态值,  $v_C \approx V_C$ , 则由图 4 直通工作状态下电压关系可知:

$$\begin{cases} v_L = V_{dc} + V_C \\ v_{pn} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $v_{pn}$  为直流链电压暂态值。

非直通工作状态等效电路如图 5 所示,开关管  $S_7$  体二极管导通。

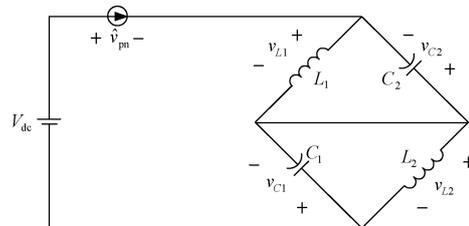


图5 非直通工作状态  
Fig.5 Non-shoot-through stage

由图 5 可得:

$$\begin{cases} v_L = -V_C \\ \hat{v}_{pn} = V_{dc} + 2V_C \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $\hat{v}_{pn}$  为直流链电压峰值。

稳态时, 一个开关周期中电感两端电压平均值为 0, 设一个开关周期中直通时间为  $T_0$ , 直通占空比为  $D_0$ ,  $D_0 = T_0/T_s$ , 由式(2)和式(3)可得:

$$(V_{dc} + V_C)D_0 - V_C(1 - D_0) = 0 \quad (4)$$

由式(4)可得稳态时电容电压为:

$$V_C = \frac{D_0}{1 - 2D_0} \cdot V_{dc} \quad (5)$$

稳态时直流链电压峰值为:

$$\hat{v}_{pn} = \frac{1}{1 - 2D_0} \cdot V_{dc} \quad (6)$$

逆变器输出相电压峰值可表示为:

$$\hat{U}_o = M \cdot \frac{\hat{v}_{pn}}{2} = M \cdot \frac{V_{dc}}{2(1 - 2D_0)} \quad (7)$$

式中,  $\hat{U}_o$  为输出相电压峰值;  $M$  为调制比。

### 3 直流链电压控制

由式(7)可知, 在直流输入电压宽范围变化时, 若调制比  $M$  不变, 则需要通过调节直通占空比  $D_0$  保持直流链电压峰值稳定, 而稳态时直流链电压是一个周期等于开关周期的方波, 如图 6 所示, 导致直接检测直流链电压进行控制较为困难。

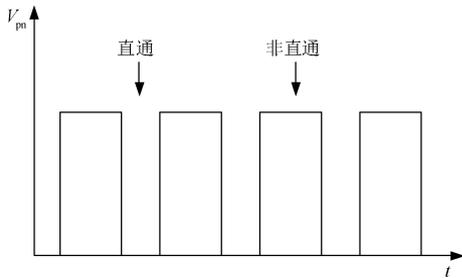


图 6 直流链电压稳态波形

Fig.6 Steady-state waveform of DC chain voltage

Z 源网络电容电压相对稳定, 且与直流链电压之间存在固定关系, 由式(3)可得:

$$V_C = \frac{\hat{v}_{pn} - V_{dc}}{2} \quad (8)$$

因此可通过采样直流输入电压与 Z 源电容电压来控制直流链电压。输入电压前馈、电容电压反馈的直流链电压间接控制策略控制框图如图 7 所示。

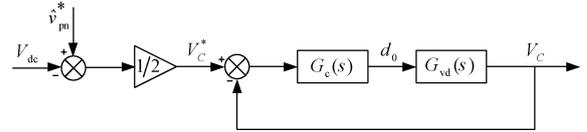


图 7 输入电压前馈和电容电压反馈控制

Fig.7 Control block diagram with input voltage feedforward and capacitor voltage feedback

## 4 Z 源网络参数设计

### 4.1 Z 源网络电容参数设计

由式(3)可知, 直流链电压峰值为直流输入电压与两倍的 Z 源网络电容电压之和, 而直流链电压经过逆变后作为三相交流电压供给负载或并入电网, 为了得到高质量的交流输出电压, 必须减小 Z 源网络电容电压纹波。降低纹波的方法通常是增大电容取值, 但是电容取值过大会导致系统动态响应速度变慢。综合考虑各方面影响, 对 Z 源网络电容设计如下。

由电路原理可得电容的计算式为:

$$C = \frac{i_C}{\Delta v_C} \cdot \Delta t \quad (9)$$

式中,  $\Delta v_C$  为电容电压变化量;  $\Delta t$  为电容电压变化时间。

对改进型 Z 源逆变器工作原理分析可知, 直通期间 Z 源网络电容电流等于电感电流, 由于直通时间很短, 在一个开关周期中电感电流看作恒定值, 即:

$$i_C = i_L = I_L \quad (10)$$

式中,  $i_C$  为电容电流暂态值;  $i_L$  为电感电流暂态值;  $I_L$  为电感电流稳态值。

在采用简单升压控制时, Z 源网络电容电压在一个开关周期中脉动波形如图 8 所示。

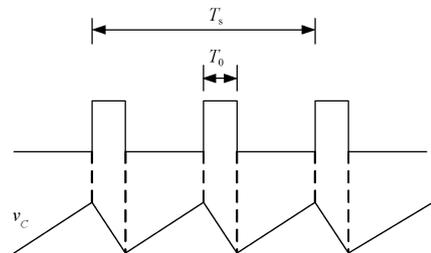


图 8 Z 源网络电容电压波形

Fig.8 Waveform of the Z-source capacitor voltage

从图 8 中可以看出一个开关周期中电容电压脉

动两次,非直通工作时电容放电,直通工作时电容充电,直通工作时一次脉动时间为:

$$\Delta t = D_0 \cdot \frac{T_s}{2} \quad (11)$$

式中,  $T_s$  为开关周期。

设稳态时允许的最大电容电压纹波为:

$$\Delta v_c = \alpha V_c \quad (12)$$

式中,  $\alpha$  为电压最大纹波系数。

将式(10)~式(12)代入式(9)可得 Z 源网络电容计算式为:

$$C \geq \frac{I_L D_0 T_s}{2\alpha V_c} = \frac{I_L(1-2D_0)}{2\alpha V_{dc} f_s} \quad (13)$$

#### 4.2 Z 源网络电感参数设计

增大 Z 源网络电感有利于减小电流纹波,但是会加重系统的非最小相位现象,此外电感的取值还要考虑避免使电感与电容间出现谐振现象。

由电路原理可得电感计算式如下:

$$L = \frac{v_L}{\Delta i_L} \cdot \Delta t \quad (14)$$

式中,  $\Delta i_L$  为电容电压变化量;  $\Delta t$  为电容电压变化时间。

对改进型 Z 源逆变器工作原理的分析可知,非直通期间 Z 源网络电感电压等于负的电容电压,由于直通时间很短,在一个开关周期中可将电容电压看作恒定值,即:

$$v_L = -v_c = -V_c \quad (15)$$

采用简单升压控制时,电感电流在一个开关周期中脉动波形如图 9 所示。

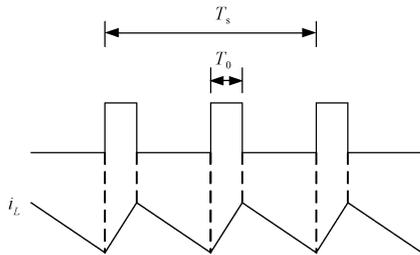


图 9 Z 源网络电感电流波形

Fig.9 Waveform of Z-source inductor current

Z 源网络电感在非直通工作时放电,直通工作时充电,电感电流脉动波形与电容电压脉动波形相反,一个开关周期中脉动次数相同,设稳态时允许的最大电感电流纹波为:

$$\Delta i_L = -\beta I_L = -\beta \cdot \frac{1-D_0}{1-2D_0} \cdot I_{dc} \quad (16)$$

式中,  $\beta$  为电流最大纹波系数。

非直通工作时间为:

$$\Delta t = (1-D_0) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (17)$$

将式(15)~式(17)代入式(14)可得 Z 源网络电感计算公式:

$$L \geq \frac{(1-D_0)V_c}{2\beta f_s I_L} = \frac{D_0 V_{dc}}{2\beta f_s I_{dc}} \quad (18)$$

式中,  $f_s$  为系统开关频率。

为了避免 Z 源网络电感与电容间产生谐振,应使谐振频率远低于系统开关频率:

$$f_s \geq \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (19)$$

综合考虑电流纹波与谐振要求,Z 源网络电感取值为:

$$L \geq \max\left(\frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C}, \frac{D_0 V_{dc}}{2\beta f_s I_{dc}}\right) \quad (20)$$

## 5 仿真验证

为了验证所提拓扑实现宽范围电压输入及减少系统损耗的有效性,在 Matlab/Simulink 中搭建改进型 Z 源逆变器模型,系统参数设置如表 1 所示。

表 1 系统参数设置

Tab.1 System parameter setting

参数	数值
直流输入电压 $V_{dc}/V$	684~486
开关频率 $f_s/Hz$	10 000
直流链电压峰值 $\hat{v}_{pm}^*/V$	780
输出滤波电感 $L_f/mH$	1.77
输出滤波电容 $C_f/\mu F$	14
Z 源网络电感 $L/mH$	1
Z 源网络电容 $C/\mu F$	440
交流相电压峰值 $\hat{U}_c/V$	311

采用 SPWM 调制时,输出相电压峰值为 311 V,则要求直流链电压不得低于 622 V,设直流输入电压高于 650 V 时,旁路开关闭合,改进型 Z 源逆变器工作在图 3 所示状态下,直流输入电压低于 650 V 时旁路开关断开,逆变桥臂插入直通工作状态,Z 源网络对直流输入电压进行升压。直流输入电压从 684 V 降至 486 V 时仿真结果如图 10 所示。

从图 10 中可以看出,直流输入电压高于 650 V 时,由于旁路开关闭合,直流链电压等于直流输入电压,直通占空比为零,Z 源网络电容电压为零,Z 源

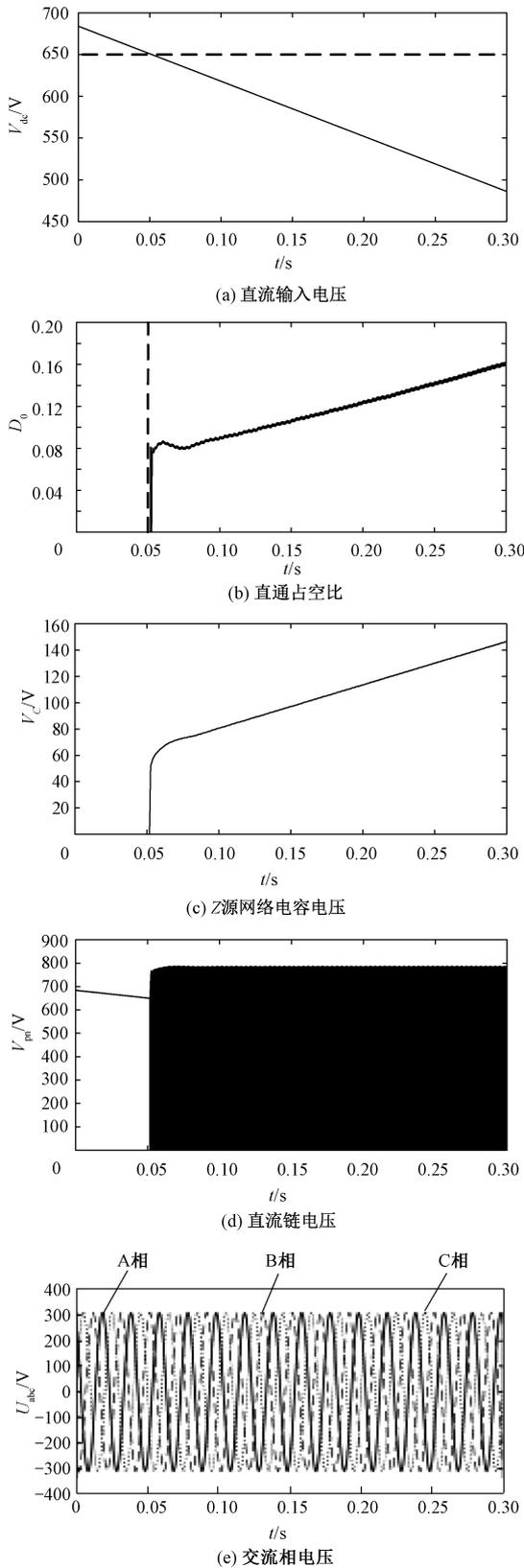


图10 仿真波形

Fig.10 Simulation waveforms

网络中无能量交换,不产生损耗。当直流输入电压降至 650 V 以下时,旁路开关断开,逆变桥臂中开始插入直通工作状态,直通占空比随直流输入电压降低而增大,Z 源网络电容电压升高,直流链电压保持给定值 780 V,交流输出相电压始终保持稳定,直流输入电压最低时直通占空比为 0.18。

通过仿真验证直流输入电压宽范围变化时,改进型 Z 源逆变器能够保持交流输入的的稳定,且直流输入电压较高时,旁路开关能够减少系统损耗。

## 6 实验

搭建改进型 Z 源逆变器实验平台参数设计如下:Z 源网络电容为 440  $\mu\text{F}$ ,由两个 220  $\mu\text{F}$  电容并联组成,以提高电容过流能力,Z 源网络电感 1.8 mH,旁路开关  $S_8$ 、 $S_9$  由 IPW90R120C3 型 MOSFET 组成,Z 源网络开关管  $S_7$  及逆变器桥臂开关管由 NGTB40N135IHRWG 型 IGBT 组成,输出滤波电感与滤波电容值与表 1 中取值相同,系统开关频率  $f_s = 20$  kHz。

实验中将仿真内容分为两部分验证,首先验证旁路开关闭合时切除 Z 源网络,及旁路开关关断后 Z 源网络对直流输入电压进行升压的过程,然后验证在直流输入电压宽范围变化时的闭环控制过程。

首先对旁路开关进行了开环实验,直流输入电压  $V_{dc} = 30$  V,旁路开关闭合时直通占空比为 0,旁路开关关断后插入直通占空比  $D_0 = 0.13$ ,实验结果如图 11 所示,从图 11 中可以看出,旁路开关闭合时 Z 源网络电容电压为 0,Z 源网络无能量消耗,直流链电压等于直流输入电压。旁路开关关断后 Z 源网络对直流输入电压进行升压,由式(5)、式(6)计算可得直通占空比为 0.13 时的直流链电压值与 Z 源网络电容电压理论值与实验结果符合。

采用输入电压前馈、电容电压反馈的直流链电压控制策略对直流链电压进行闭环控制,直流链电压峰值参考值 47 V,交流输出相电压峰值参考值 16 V,直流输入电压由 40 V 降低至 30 V 时实验结果如图 12 所示。

从图 12 中可以看出,直流输入电压降低时,Z 源网络电容电压升高,直流链电压峰值保持不变,交流输出相电压峰值始终稳定,证明闭环控制策略能够在直流输入电压宽范围变化时保持直流链电压与交流输出电压的稳定。

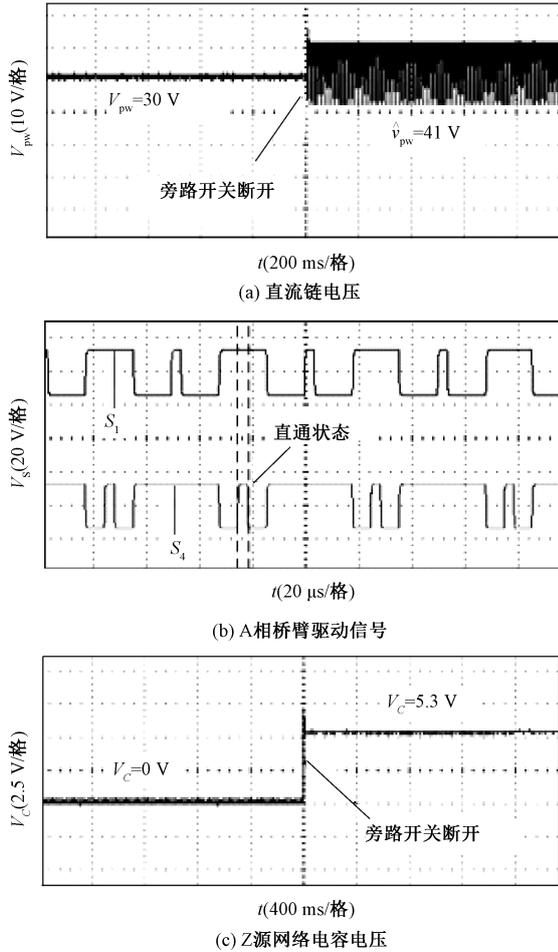


图 11 Z 源控制实验波形

Fig.11 Experimental waveforms for Z Source control

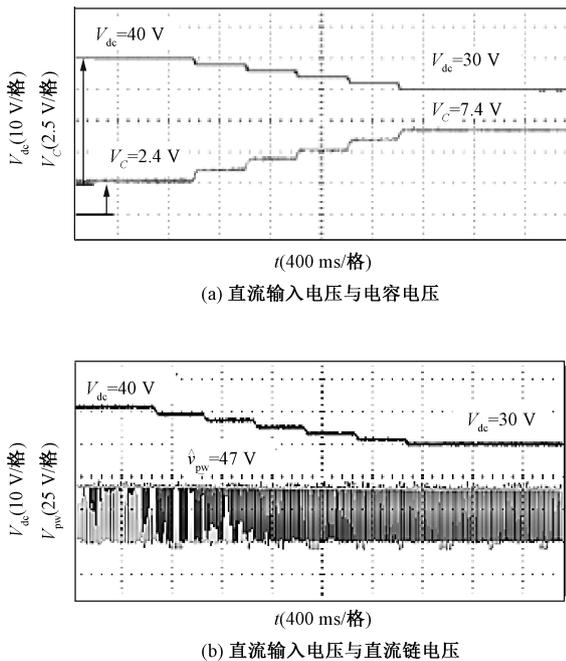


图 12 变流器系统实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of converter system

## 7 结论

针对锂电池储能系统的功率变换器,提出了一种改进型串联Z源逆变器,并搭建仿真与实验平台进行了验证,与传统Z源逆变器相比,降压模式下减少了Z源网络与逆变桥臂直通的损耗。①通过单级结构可实现从780~486V宽范围电压输入,在486V最低直流电压时直通占空比为0.18;②直流输入电压高于650V时旁路开关闭合,Z源网络被旁路无能量交换,不产生损耗;③采用输入电压前馈、电容电压反馈对直流链电压进行闭环控制,直流链电压保持给定值,交流输出相电压始终保持稳定。

## 参考文献 (References):

[1] 孔玉明,王志清 (Kong Yuming, Wang Zhiqing). 储能技术的发展现状与展望 (Development status and prospects of energy storage technology) [J]. 吉林水利 (Jilin Water Resources), 2018, (10): 57-58.

[2] 孙晓,李妍 (Sun Xiao, Lin Yan). 新能源并网及储能技术研究综述 (Review of new energy grid connection and energy storage technology) [J]. 通信电源技术 (Telecom Power Technology), 2020, 37 (2): 12-14.

[3] 陆原,宋淑苹 (Lu Yuan, Song Shuping). 基于工频变压器的独立逆变电源设计 (Design of power supply based on independent frequency inverter transformer) [J]. 电子设计工程 (Electronic Design Engineering),

- 2010, 18 (5): 172-173.
- [4] Mahmoud A S, Kazuma S, Takaharu T, et al. PWM switching technique for three-phase bidirectional grid-tie DC-AC-DC converter with high-frequency isolation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (1): 845-858.
- [5] Yang L, Peng J, Yang F, et al. Single-phase high-gain bidirectional DC/AC converter based on high step-up/step-down DC/DC converter and dual-input DC/AC converter [A]. 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) [C]. 2019. 554-559.
- [6] 袁义生, 周盼, 田纪云 (Yuan Yisheng, Zhou Pan, Tian Jiyun). 基于电荷平衡的两级式逆变器前级电路控制方法 (Controller of front-end converter in two-stage inverter based on electric-charger balance theory) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (12): 15-21.
- [7] 袁义生, 田纪云, 邱志卓 (Yuan Yisheng, Tian Jiyun, Qiu Zhizhuo). 光伏并网逆变器损耗分析及效率优化控制 (Losses analysis and efficiency optimization control of grid-connected photovoltaic inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (3): 33-40.
- [8] 关金萍, 徐永海 (Guan Jinping, Xu Yonghai). 电力电子变压器在风力发电系统中的应用研究综述 (Research review of power electronic transformer applications in wind energy conversion systems) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (2): 88-96.
- [9] Peng F Z. Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39 (2): 504-510.
- [10] 汤雨 (Tang Yu). Z源逆变器研究 (Research on Z-source inverter) [D]. 南京: 南京航空航天大学 (Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), 2008.
- [11] Anderson Joel, Peng F Z. Four quasi-z-source inverter [A]. In proceedings of 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) [C]. 2008. 10154599.
- [12] Bagheri F, Komurcugil H, Ku Rrer O, et al. Modeling, analysis and sliding mode controller design of high voltage gain switched-Z-source inverter [A]. 2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG) [C]. 2019. 1-6.

## Wide range input improved series Z source inverter for energy storage

KAN Zhi-zhong, JIANG Chun-peng, HE Hao, XU Jing-yuan, ZHAGN Chun-jiang  
(School of Electriccal and Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

**Abstract:** An improved series Z-source topology is proposed for energy storage inverter. A bypass switch is added to cut off the Z source network when the battery voltage is high, while maintaining the advantages of the original series Z-source inverter, it's buck mode operating characteristics are the same as traditional voltage source inverters, the Z-source network does not cause losses and can achieve bi-directional energy flow. Firstly, the working mode of the improved series Z-source inverter is analyzed, the relationship between input and output voltage is deduced, and the design principle of Z-source network parameters is given. Then, a direct current link voltage control strategy of input voltage feedforward and capacitor voltage feedback is given. Finally, the effectiveness of topology and control strategy is confirmed by simulation and experiment.

**Key words:** inverter; energy storage; Z-source; direct current link voltage control