

# 新型三相电压型准 Z 源 AC-AC 变换器

李昊舒<sup>1</sup>, 徐 飞<sup>2</sup>(中国电源学会会员), 赵志远<sup>3</sup>

(1. 山东化工职业学院机电工程学院, 潍坊 261000; 2. 滨州职业学院机电工程学院, 滨州 256600;  
3. 国网山东省电力公司齐河县供电公司, 德州 251100)

**摘要:**提出一种新型三相准 Z 源 AC-AC 变换器的电路拓扑, 并对电路的基本工作原理和结构进行了研究分析, 对输入电压和输出电压的关系进行了推导。这种电路拓扑使用脉冲宽度调制法进行控制, 可以达到改变输出电压的效果。运用 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型, 对仿真结果进行分析。最后在仿真模型基础上搭建了实验电路。实验结果验证了电路拓扑的可行性和电路分析的正确性。

**关键词:**三相; 准 Z 源; AC-AC 变换器; 脉冲宽度调制

## Novel Three-phase Voltage-fed Quasi-Z-source AC-AC Converter

LI Haoshu<sup>1</sup>, XU Fei<sup>2</sup>, Member, CPSS, ZHAO Zhiyuan<sup>3</sup>

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Shandong Chemical Industry Vocational College, Weifang 261000, China; 2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Binzhou Polytechnic, Binzhou 256600, China; 3. Qihe County Power Supply Company, State Grid Shandong Electric Power Company, Dezhou 251100, China)

**Abstract:** The circuit topology of a novel three-phase quasi-Z source AC-AC converter is proposed, and the basic working principle and structure of the circuit are analyzed. In addition, the relationship between input voltage and output voltage is also derived. This circuit topology is controlled by a pulse width modulation method, which can achieve the effect of changing the output voltage. MATLAB/Simulink is used to build a simulation model, and the simulation results are analyzed. Finally, an experimental circuit was built on the basis of the simulation model, and experimental results verified the feasibility of the proposed circuit topology and the correctness of circuit analysis.

**Keywords:** Three-phase; quasi-Z-source; AC-AC converter; pulse width modulation

为克服传统调压器电路的固有缺陷, 文献[1]提出传统 Z 源升压变换器。之后, 一些改进的新型 Z 源逆变器被广泛研究<sup>[7-17]</sup>。其中, 文献[4]在 Z 源网络的基础上提出了准 Z 源网络拓扑<sup>[5]</sup>, 准阻抗源变换器的出现是阻抗源变换器理论和拓扑的一个新的发展<sup>[2]</sup>。这种电路拓扑一经提出就引起高校和工业界的广泛关注, 在整流电路、交直流调压电路、逆变电路中得到深入研究。与传统阻抗源变换器相比, 准阻抗源变换器可以克服传统阻抗源变换器的某些缺陷, 如在电压型电路中, 阻抗源网络电容器电压过高<sup>[2, 6]</sup>。另外, 相比于传统相控式交流调压器只

能实现升压或者降压的单一作用, 准 Z 源 AC-AC 变换器则既能完成升压也能实现降压, 还可以实现电压的变相, 即使输出和输入电压同相或反相。除此以外, 还可以克服传统斩控式交流调压器由于电路中功率开关器件的共态导通或共态关断导致的电源短路或电感性电流开路的问题<sup>[3]</sup>。提高了系统稳定性与开关管寿命<sup>[5]</sup>。对于单相准 Z 源交流调压的研究已经相对成熟, 但是对于三相准 Z 源电路的研究则相对较少。本文提出一种新型三相准 Z 源 AC-AC 变换器电路拓扑, 对电路进行了分析, 并利用 Matlab/Simulink 搭建了仿真模型, 进行了仿真研究, 对仿真结果进行了分析, 最后在仿真模型的基础上搭建出了实物实验电路, 得到了实验电路的波

形,通过实验结果验证了理论分析和仿真结果的科学性和正确性。

## 1 三相准 Z 源交流调压器的拓扑结构

新型三相准 Z 源 AC-AC 变换器电路拓扑如图 1 所示,电路由三相对称的电感、电容以及全控双向开关组成。其中,电感和电容是电路的核心部分,分为准 Z 源部分和滤波部分,可以实现两种功能:准 Z 源部分的电感和电容实现变压,后面部分的电感和电容实现滤波。全控双向开关为电路的控制部分,是由 IGBT 和二极管反向并联以后面对面串联组成的电路模块,其可以通过 PWM 信号来实现对电路的控制。其控制方法是每相中的两个可控双向开关在一个开关周期内互补导通,为了保证三相对称,PWM 信号需对电路中的双向开关同步控制,如图 1 中  $S_{a1}$ 、 $S_{b1}$ 、 $S_{c1}$  的状态需同步, $S_{a2}$ 、 $S_{b2}$ 、 $S_{c2}$  的状态需同步。通过调节占空比  $D$  可以实现对电压的调节变换。

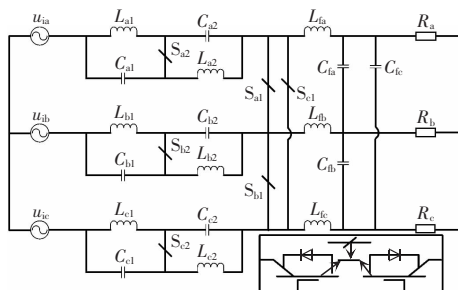


图 1 新型三相准 Z 源 AC-AC 变换器电路拓扑

Fig. 1 Circuit topology of novel three-phase quasi-Z source AC-AC converter

## 2 三相准 Z 源交流调压器的工作状态分析

因为电路中存在二极管、开关管等非线性元件,不能采用已有的线性分析理论,但是当时间基准取地无穷小时,这些非线性元件在某些时刻可以当成线性元件来处理<sup>[7]</sup>。又因为电源频率远低于可控双向开关的开关频率,所以在分析电路的过程中可以将输入信号近似成直流信号。根据可控双向开关的开

关状态,可以分为两种电路状态,但是在这两种状态下,根据电流的流向,可分为以下五种工作状态( $S_{a1}$ 、 $S_{b1}$ 、 $S_{c1}$  定义为  $S_{x1}$ , $S_{a2}$ 、 $S_{b2}$ 、 $S_{c2}$  定义为  $S_{x2}$ ,每一相滤波电感定义为  $L_{fk}$ ,每一相滤波电容定义为  $C_{fk}$ ):

工作状态 1:如图 2(a)所示。 $S_{x1}$  闭合, $S_{x2}$  断开,电源和准 Z 源中的电容一起给准 Z 源中的电感充电,负载中的电能由滤波电感  $L_{fk}$  提供,电流方向如图 2(a)中所示。

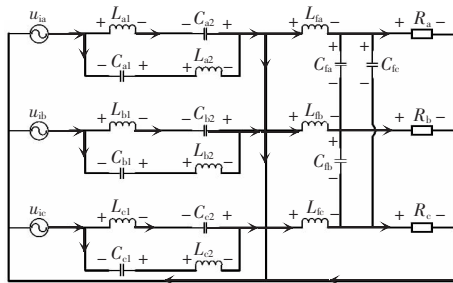
工作状态 2:如图 2(b)所示。所有可控双向开关的开通和关断的状态和状态 1 完全相同,但是,滤波电感  $L_{fk}$  中电流的方向与状态 1 中  $L_{fk}$  中电流的方向相反,当滤波电感  $L_{fk}$  中的电能消耗完以后,其中的电流变为 0,这时滤波电容  $C_{fk}$  中的电能会流向滤波电感  $L_{fk}$ ,即滤波电容给滤波电感充电,滤波电感  $L_{fk}$  中的电流相对于状态 1 会发生反向,并且逐渐增大。

工作状态 3:如图 2(c)所示。 $S_{x1}$  断开, $S_{x2}$  闭合,这时若滤波电感  $L_{fk}$  中的电流是反向的,准 Z 源网络由滤波电容  $C_{fk}$  提供,三相电源中的每一相电源和每一相准 Z 源网络中的电感给每一相准 Z 源网络中的电容充电,此时,三相负载中每一相电阻的电能来自于每一相电源和各自准 Z 源网络中的电感。

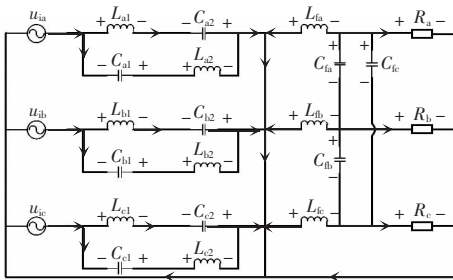
工作状态 4:如图 2(d)所示。此时,可控双向开关的状态和工作状态 3 中的状态完全一致,但是,这时每一相滤波电感  $L_{fk}$  中的电流与状态 3 时相反,是正向流动的,此时每一相电源和各自准 Z 源网络中的电感给各自的负载提供电能,各相准 Z 源网络中的电感中的电能逐渐减少,电流也随之逐渐减小。

工作状态 5:如图 2(e)所示。每一相准 Z 源网络的电感中流过的电流逐渐减小,当其中的电流与各自准 Z 源网络中滤波电容  $C_{fk}$  的电流大小相同时,三相电阻的每一相电阻的电能将由各自准 Z 源网络中的电容提供。

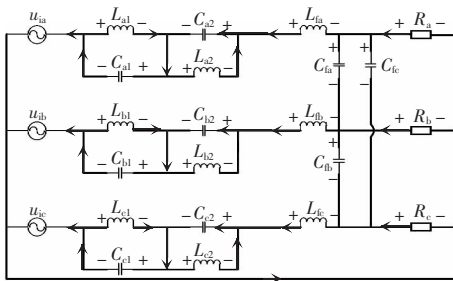
以上 5 种工作状态以  $S_{x1}$  和  $S_{x2}$  互补导通为前提条件,所以以 PWM 信号来控制可控双向开关就可以达到控制输出电压的目的。根据可控双向开关的状态,可以将以上 5 种工作状态划分为两大组情况,即



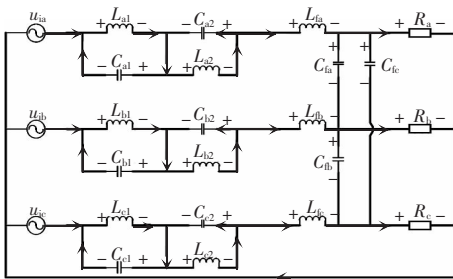
(a) 工作状态 1



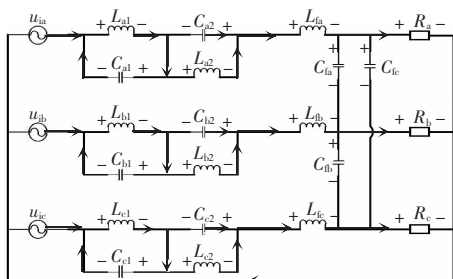
(b) 工作状态 2



(c) 工作状态 3



(d) 工作状态 4



(e) 工作状态 5

图 2 5 种工作状态

Fig. 2 Five operating states

$S_{x1}$  闭合、 $S_{x2}$  断开和  $S_{x1}$  断开、 $S_{x2}$  闭合，分别定义为 A 状态和 B 状态，接下来将对两大组状态进行定量分析，推导出输出电压和输入电压之间的关系。

### 3 三相准 Z 源交流调压器升压比的推导

在推导升压比的过程中需要用到两个关系： $S_{x1}$  断开时，三相电源中性点和三相负载中性点的瞬时电压关系； $S_{x1}$  闭合时，三相电源中性点、三相负载中性点和可控双向开关  $S_{x1}$  处的瞬时电压关系。如果运用推导计算的方法过程会非常繁琐，此处用 Matlab/Simulink 进行仿真得到以上两个关系。在  $S_{x1}$  导通占空比为 0.3 时进行仿真。图 3 是三相电源中性点和三相负载中性点之间点位差仿真图。

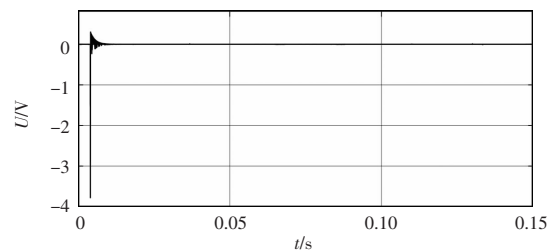


图 3 三相电源和三线负载中性点电位差

Fig. 3 Neutral point potential difference between three-phase power supply and three-wire load

图 4 是三相电源中性点和可控双向开关  $S_{x1}$  处电压关系的仿真结果。

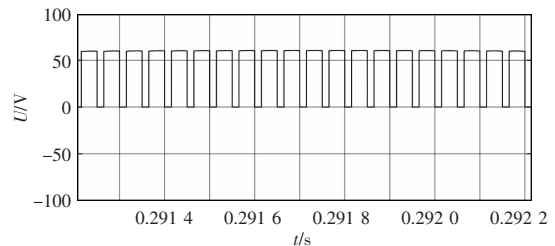
图 4 三相电源中性点和  $S_{x1}$  处电压关系Fig. 4 Voltage relationship between three-phase power supply neutral point and  $S_{x1}$ 

图 5 是三相负载中性点和  $S_{x1}$  处的电压关系仿真结果。

由仿真结果可知，在三相负载对称的前提下，可以得出如下两个结论：

(1)由图 3 可知,当电路中电感和电容充放电完成,调压器电路进入稳定状态后,三相电源中性点和三相负载中性点处的电位差时刻为 0。

(2)由图 4 和图 5 可知,当可控双向开关  $S_{x1}$  闭合时,三相电源中性点、三相负载中性点以及  $S_{x1}$  处的电位差为 0。

根据以上仿真结果,可得出  $S_{x1}$  处于不同状态时的等效电路图,分别如图 6 和图 7 所示。

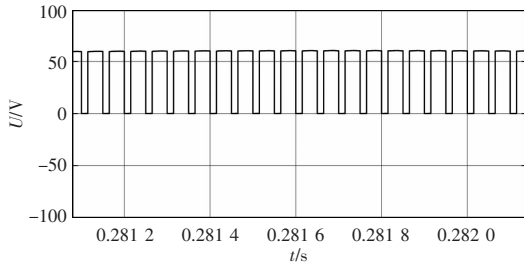


图 5 三相负载中性点和  $S_{x1}$  处电压关系

Fig. 5 Voltage relationship between three-phase load neutral point and  $S_{x1}$

A 状态的等效电路图如图 6 所示。

根据 KVL 得

$$\begin{bmatrix} -V_a \\ -V_b \\ -V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{La1} \\ V_{Lb1} \\ V_{Lc1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{Ca2} \\ V_{Cb2} \\ V_{Cc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} -V_a \\ -V_b \\ -V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{La2} \\ V_{Lb2} \\ V_{Lc2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{Cb1} \\ V_{Cb1} \\ V_{Cb1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} V_{Lfa} \\ V_{Lfb} \\ V_{Lfc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Ra} \\ V_{Rb} \\ V_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

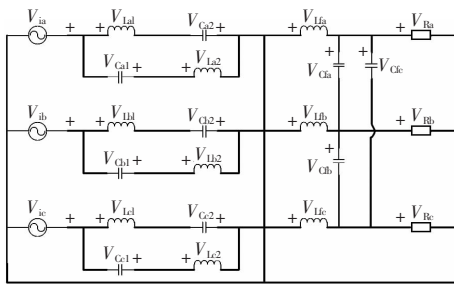


图 6 A 状态( $S_{x1}$  闭合,  $S_{x2}$  断开)

Fig. 6 State A ( $S_{x1}$  on and  $S_{x2}$  off)

B 状态的等效电路图如图 7 所示。

根据 KVL 得

$$\begin{bmatrix} V_{La1} \\ V_{Lb1} \\ V_{Lc1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Ca1} \\ V_{Cb1} \\ V_{Cc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} V_{La2} \\ V_{Lb2} \\ V_{Lc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Ca2} \\ V_{Cb2} \\ V_{Cc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} -V_a \\ -V_b \\ -V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Ca1} \\ V_{Cb1} \\ V_{Cc1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Ca2} \\ V_{Cb2} \\ V_{Cc2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{Laf} \\ V_{Lbf} \\ V_{Lcf} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{Ra} \\ V_{Rb} \\ V_{Rc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

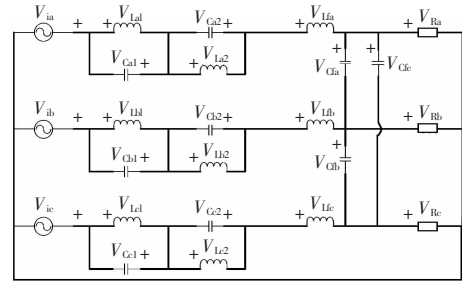


图 7 B 状态( $S_{x1}$  断开,  $S_{x2}$  闭合)

Fig. 7 State B ( $S_{x1}$  off and  $S_{x2}$  on)

通过上面的分析,令  $T_s$  为开关周期,  $S_{x1}$  导通的占空比为  $D$ , 则  $S_{x1}$  的导通时间为  $DT_s$ ,  $(1-D)T_s$  为  $S_{x2}$  的导通时间。令  $T$  为电源周期。在一个周期内,  $L_{a1}$ 、 $L_{b1}$ 、 $L_{c1}$  和  $L_{a2}$ 、 $L_{b2}$ 、 $L_{c2}$  两端的电压为 0。由以上关系式,在一个电源周期内可以得到关系式为

$$\frac{1}{T} \left[ \sum_{i=1}^n \int_{t_{2i-2}}^{t_{2i-1}} (V_{ix} + V_{Cx2}) dt + \sum_{i=1}^n \int_{t_{2i-1}}^{t_{2i}} (-V_{Cx1}) dt \right] = 0 \quad (7)$$

$$\frac{1}{T} \left[ \sum_{i=1}^n \int_{t_{2i-2}}^{t_{2i-1}} (V_{ix} + V_{Cx1}) dt + \sum_{i=1}^n \int_{t_{2i-1}}^{t_{2i}} (-V_{Cx2}) dt \right] = 0 \quad (8)$$

在双向开关的一个开关周期之内, 电路中电容  $C_{x1}$  和  $C_{x2}$  两端的电压基本不变, 可以得出关系式为

$$V_{Cx1} = \int_{t_0}^{t_1} V_{Cx1} dt = \int_{t_1}^{t_2} V_{Cx1} dt \quad (9)$$

$$V_{Cx2} = \int_{t_0}^{t_1} V_{Cx2} dt = \int_{t_1}^{t_2} V_{Cx2} dt \quad (10)$$

根据关系式(7)到关系式(10)可得

$$D(V_{ix} + V_{Cx2}) + (1-D)(-V_{Cx1}) = 0 \quad (11)$$

$$D(V_{ix} + V_{Cx1}) + (1-D)(-V_{Cx2}) = 0 \quad (12)$$

整理后可得

$$V_{Cx1} = V_{Cx2} = \frac{D}{1-2D} V_{ix} \quad (13)$$

滤波电感  $L_{ix}$  在一个电源周期内电压平均值为 0, 可得关系式为

$$\frac{1}{T} \left[ \sum_{i=1}^n \int_{t_{s-1}}^{t_s} (-V_{R_x}) dt + \sum_{i=1}^n \int_{t_{s-1}}^{t_s} (V_{i_x} + V_{C_{x1}} + V_{C_{x2}} - V_{R_x}) dt \right] = 0 \quad (14)$$

根据关系式(14)可得

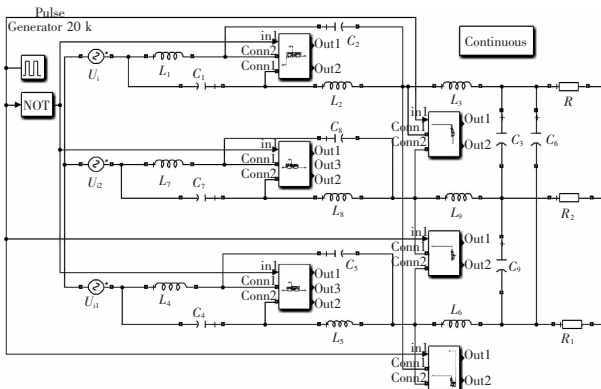
$$D(-V_{R_x}) + (1-D)(V_{i_x} + V_{C_{x1}} + V_{C_{x2}} - V_{R_x}) = 0 \quad (15)$$

通过整理,最后可以得到输入电压和输出电压的关系为

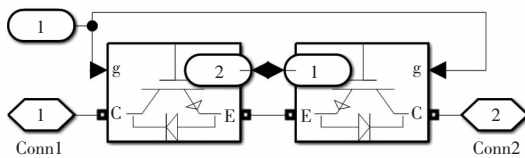
$$V_{R_x} = \frac{1-D}{1-2D} V_{i_x} \quad (16)$$

## 4 仿真结果及分析

在 Matlab/Simulink 环境下对文中提出的三相准 Z 源 AC-AC 变换器电路进行建模并仿真,图 8(a)为全部电路的仿真模型,图 8(b)为可控双向开关仿真模型。仿真模型的电路参数如下:三相对称交流电源电压为 24 V,频率为 50 Hz,三相准 Z 源网络中  $L_{x1}$  和  $L_{x2}$  选取  $500 \mu\text{H}$ ,电容  $C_{x1}$  和  $C_{x2}$  选取  $4.7 \mu\text{F}$ ,双向开关  $S_{x1}$  和  $S_{x2}$  的开关频率为 20 kHz,滤波电感  $L_{fx}$  选取  $100 \mu\text{H}$ ,滤波电容  $C_{fx}$  选取  $100 \mu\text{F}$ ,



(a)三相准 Z 源 AC-AC 变换器仿真



(b)双向可控开关仿真模型

图 8 主电路及可控开关仿真

Fig. 8 Simulation of main circuit and controllable switch

三相对称负载选取  $100 \Omega$ 。为与实际一致,便于采用嵌入式系统实现,仿真算法为离散模式,采样周期为  $10 \text{ ns}^{[5]}$ 。

图 9 和图 10 为三相准 Z 源 AC-AC 变换器在  $D=0.2$  和  $D=0.8$  时的输出结果仿真波形。可看出前期输出电压不稳定,这是因为在刚开始通电后,准 Z 源网络中的电感和电容需要一定时间完成充分放电。在  $D$  分别为 0.2 和 0.8 时,电路分别在 0.05 s 和 0.1 s 进入稳定状态,根据式(16)计算得出输出电压的绝对值应分别为 32 V 和 8 V,与仿真结果相同。

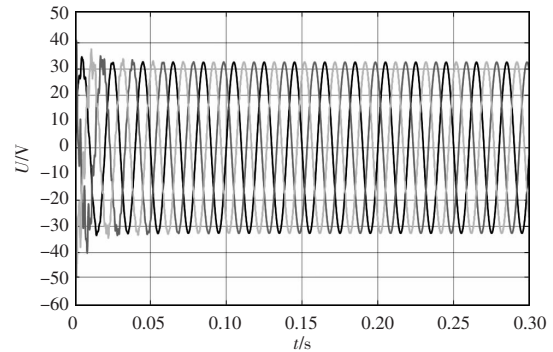


图 9  $D=0.2$  时输出电压波形

Fig. 9 Output voltage waveform when  $D=0.2$

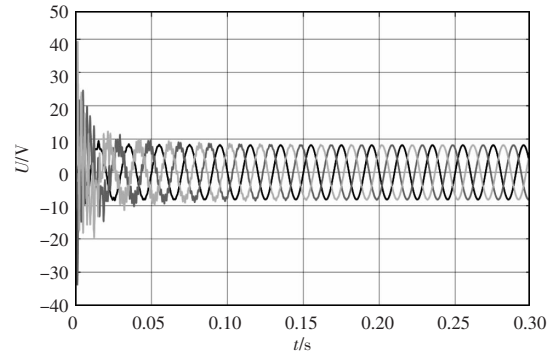


图 10  $D=0.8$  时输出电压波形

Fig. 10 Output voltage waveform when  $D=0.8$

图 11 为流过电感的电流仿真波形图。可见电流有一部分是反向的,所以电感内流过的电流是连续的。由于双向可控开关的基础部件使用的是 IGBT 与二极管反并联的形式,所以准 Z 源网络中电感  $L_{x1}$  和  $L_{x2}$  中的电流可以反向流动,因此双向可控开关的寄生电容两端积累的多余的电能可以被释放掉,从而减小了开关应力。

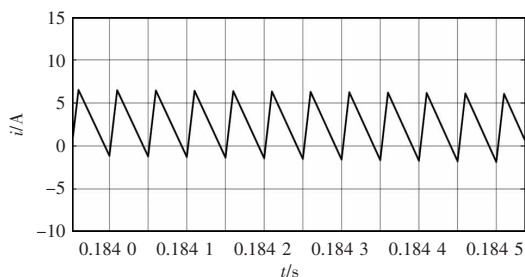


图 11 电感中电流波形

Fig. 11 Current waveform of inductor

图 12 为  $D=0.2$  时双向可控开关中电流和两端电压的仿真波形。其中锯齿波 1 为电流波形,矩形波 2 为电压波形。通过仿真波形可以看出,可控双向开关两端的电压在其导通前已经降为  $0\text{ V}$ ,实现了零电压开通,而零电压开通有如下好处:

(1)降低因电网波动产生的瞬间电流冲击,延长设备寿命。

(2)降低开关管的损耗,使在开关管上消耗的电能减少,可以有更多的电能提供到负载,因而提高整个调压电路的效率。

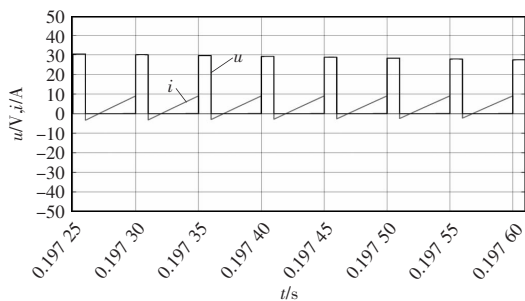


图 12 可控双向开关中电流和两端电压

Fig. 12 Current and voltage of controllable bidirectional switches

图 13 和图 14 分别为  $D=0.2$  时电容中电流和两端电压的仿真波形图。

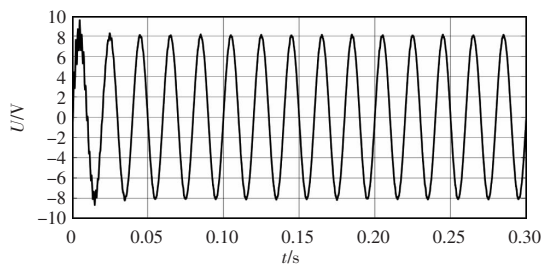


图 13 电容电压波形

Fig. 13 Voltage waveform of capacitor

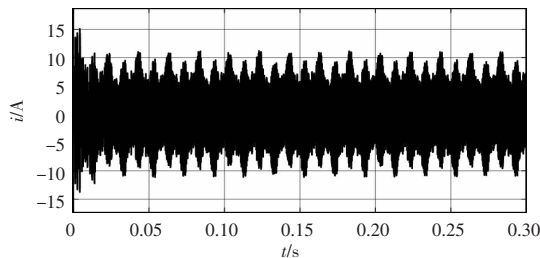


图 14 电容中电流波形

Fig. 14 Current waveform of capacitor

由式(13)计算可得在  $D=0.2$  时,电容两端的电压应为  $8\text{ V}$ ,与图 13 的仿真结果相同。

## 5 实验结果

根据仿真模型搭建实验电路,如图 15 和图 16 所示。实验样机如图 17 所示。

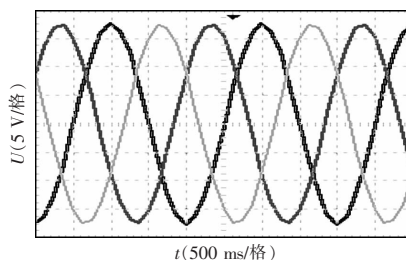


图 15  $D=0.2$  时的升压波形

Fig. 15 Boost waveform when  $D=0.2$

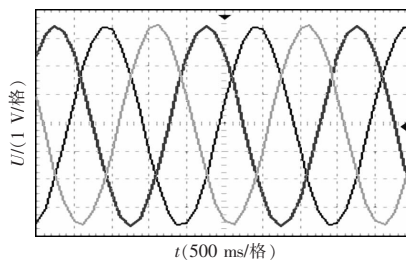


图 16  $D=0.8$  时的降压波形

Fig. 16 Buck waveform when  $D=0.8$

出于安全考虑,通过三相变压器将电压降至  $12\text{ V}$  作为输入电压,控制的核心芯片采用 STM32 F103,利用其发出 PWM 信号,采用两块落木源 KA962D 驱动板对 IGBT 进行驱动,可控双向开关采用 FGA25N120,参数如下: $L_{x1}$  和  $L_{x2}$  选取  $500\text{ }\mu\text{H}$ ,电容  $C_{x1}$  和  $C_{x2}$  选取  $4.7\text{ }\mu\text{F}$ ,双向开关  $S_{x1}$  和  $S_{x2}$  的开关频率为  $20\text{ kHz}$ ,滤波电感  $L_k$  选取  $100\text{ }\mu\text{H}$ ,滤波电容  $C_k$  选取  $100\text{ }\mu\text{F}$ ,三相对称负载选取  $100\text{ }\Omega$ 。分

别取  $D=0.2$  和  $D=0.8$  时进行试验,其中  $D=0.2$  时为升压, $D=0.8$  时为降压。

当  $D=0.2$  时,理论输出波形应升为 16 V,由实验波形图 15 可知,实际输出为 18 V 左右,与理论分析非常接近。

当  $D=0.8$  时,理论输出波形应降为 4 V,由试验波形图 16 可知,实际输出为 3.5 V 左右,与理论分析十分接近。

经过实验,可知输出效率在 88%左右,鉴于是在实验室环境下得到的结果,应用于实际工程时,可能会有所不同。

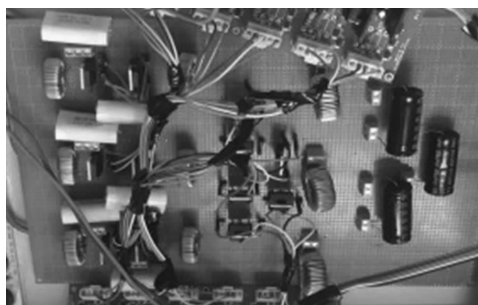


图 17 实验样机

Fig. 17 Experimental prototype

## 6 结论

将单相准 Z 源 AC-AC 调压器电路应用到三相电路拓扑中,对电路的工作原理及过程进行分析,对输入和输出电压关系进行了推导,得到电压增益。用 Matlab/Simulink 进行了仿真研究。最后搭建实验电路并得到实验结果。仿真和实验结果表明,三相准 Z 源 AC-AC 调压器电路的可控双向开关可以实现零电压开通,电感中电流不会断续,使电路的通态损耗降低,从而减少了在调压器电路上的电能消耗,可以将电源提供的电能更多的传送到负载,从而提高了效率,使系统稳定性和开关管的使用寿命得以提升。

此外,电路的经济性方面仍有需要提升的空间,可采用如下办法:

(1)有较多无源元件,如电感线圈可以购买原材料后自行绕制。

(2)在升压要求不高,但是电流很大或频率很高的场合,可以使用 MOSFET 替代 IGBT。

## 参考文献:

- [1] 王利民, 钱照明, 彭方正. Z 源升压变换器[J]. 电气传动, 2006, 36(1): 28-29, 32.  
Wang Limin, Qian Zhaoming, Peng Fangzheng. Z-source Boost converter [J]. Electric Drive, 2006, 36(1): 28-29, 32 (in Chinese).
- [2] 房绪鹏, 许玉林, 陈耀, 等. 单相电压型准阻抗源 AC-AC 变换器[J]. 现代电子技术, 2016, 39(14): 147-149.  
Fang Xupeng, Xu Yulin, Chen Yao, et al. Quasi-Z-source AC-AC converter in single-phase voltage mode [J]. Modern Electronic Technology, 2016, 39(14): 147-149 (in Chinese).
- [3] 房绪鹏, 高冠中, 马伯龙, 等. 三相电压型准阻抗源 AC-AC 变换器[J]. 电子器件, 2018, 41(3): 599-602.  
Fang Xupeng, Gao Guanzhong, Ma Bolong, et al. Quasi-Z-source AC-AC converter in three-phase voltage mode [J]. Journal of Electron Devices, 2018, 41(3): 599-602 (in Chinese).
- [4] Anderson J, Peng F Z. Four quasi-Z-source inverters [C]// Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece, 2008: 2743-2749.
- [5] 夏鲲, 曾彦能, 葛越, 等. 准 Z 源升压变换器的软开关技术仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2015, 27(3): 656-661.  
Xia Kun, Zeng Yanneng, Ge Yue, et al. Simulation study of soft switching technology for quasi-Z source Boost converter [J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(3): 656-661 (in Chinese).
- [6] 彭方正, 房绪鹏, 顾斌, 等. Z 源变换器[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 47-51.  
Peng Fangzheng, Fang Xupeng, Gu Bin, et al. Z-source converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 47-51 (in Chinese).
- [7] 房绪鹏, 田莹莹, 王明磊.  $\Delta$  源逆变器的小信号建模与无源器件参数影响分析[J]. 山东科技大学学报(自然科学版), 2019, 38(5): 94-103.  
Fang Xupeng, Tian Yingying, Wang Minglei. Modeling and analysis of reactive device parameter effect upon performance of  $\Delta$ -source inverter [J]. Journal of Shandong University of Science and Technology(Natural Science), 2019,

- 38(5): 94-103 (in Chinese).
- [8] Loh P C, Gao F, Blaabjerg F. Embedded Z-source inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2010, 46(1): 256-267.
- [9] Nguyen M K, Lim Y C, Cho G B. Switched-inductor quasi-Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3183-3191.
- [10] Zhu Miao, Yu Kun, Luo Fanglin. Switched inductor Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 2150-2158.
- [11] Kumar S P, Shailaja P. T-shaped Z-source inverter [J]. International Journal of Engineering Research and Technology, 2012, 1(9): 1-6.
- [12] Qian Wei, Peng F Z, Cha H. Trans-Z-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3453-3463.
- [13] Loh P C, Li Ding, Blaabjerg F.  $\Gamma$ -Z-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4880-4884.
- [14] Siwakoti Y P, Loh P C, Blaabjerg F, et al. Effects of leakage inductances on magnetically coupled Y-source network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5662-5666.
- [15] Siwakoti Y P, Blaabjerg F. Y-source inverter [C]// IEEE 5th International Symposium on Power Electronic for Distributed Generation Systems(PEDG). Galway, Ireland, 2014: 1-6.
- [16] Zhu Miao, Li Ding, Loh P C, et al. Tapped-inductor Z-source inverters with enhanced voltage Boost inversion abilities [C]// IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. Kandy, Sri Lanka, 2010: 1-6.
- [17] Anderson J, Peng F Z. A class of quasi-Z-source inverters [C]// IEEE Industry Applications Society Meeting. Edmonton, AB, Canada, 2008: 1-7.



李昊舒

**作者简介:**

李昊舒(1991-),女,硕士。研究方向:电力电子、电力系统及其自动化。E-mail: 353691607@qq.com。

徐飞(1988-),男,中国电源学会会员,通信作者,硕士。研究方向:电力电子、电力系统及其自动化。E-mail: 1967797056@qq.com。

赵志远(1989-),男,硕士。研究方向:电力电子、电力系统方向。E-mail: 1016074117@qq.com。