

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2014.04.009

一种多电平逆变的实现方法

黄林森, 龙永红, 周亚星, 杨亮

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 针对传统多电平逆变电路结构和控制原理复杂, 实现成本高, 且不适用于中小功率逆变场合运用的缺点, 设计了一种适用于中小功率场合的多电平逆变。通过组合变流技术合理地控制 PWM, 获得多电平逆变所需的电压波形。介绍了该多电平逆变的原理和设计方法, 给出了系统的电路结构, 并通过 Multisim 11.0 对设计进行了仿真。仿真结果表明, 能通过控制给定电压的方法实现多电平逆变, 输出电压波形能较好地跟随给定, 控制方法简单。

关键词: 变流技术; 多电平逆变; Multisim 11.0

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2014)04-0035-06

A Method to Achieve Multilevel Inverter

Huang Linsen, Long Yonghong, Zhou Yaxing, Yang Liang

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: Traditional multilevel inverter circuit structure and control principle are complex and high cost to realize, and it is not suitable for small power inverter applications. A multilevel inverter is designed for small and medium-sized power applications. The voltage waveform for multi-level inverter requirement is obtained through the combination of converter technology and the reasonable control of PWM. The principle and design method of multilevel inverter are introduced, the circuit structure of the system is presented, and the scheme is simulated by Multisim 11.0. The simulation results show that by means of controlling the given voltage to realize multilevel inverter, the output voltage waveform can better follow the given and the control method is simple.

Keywords: converter technology; multilevel inverter; Multisim 11.0

0 引言

传统桥式逆变器由于其结构简单、易控制而得到了广泛应用。然而其输出波形中谐波成分较大, 使得桥式逆变器在精密设备中的应用受到限制^[1]。变频器在使用过程中给电网带来了严重的谐波污染, 而变频器的逆变环节是产生谐波的主要根源。在许多场合, 对逆变得到的交流电源质量有十分严格的

要求, 以确保用电设备的正常工作。因此, 如何降低逆变器交流输出中的谐波含量, 引起越来越多的人重视^[2]。

降低逆变谐波常用的方法有特定谐波消去法和多电平技术方法。特定谐波消去法, 在交流输出中, 叠加幅值相等方向相反的特定谐波, 从而消除交流输出的某些谐波。目前这种方法在实现时, 由于计算和产生特定的谐波比较难, 因而实际使用较少,

收稿日期: 2014-04-05

作者简介: 黄林森(1990-), 男, 福建省龙岩人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电力电子系统与装置,

E-mail: 631206215@qq.com

多用于消除少数几次谐波。多电平技术方法，目的是使逆变得到的交流波形，由尽可能多的电平构成，从而消除低次谐波。但传统的多电平逆变，电路结构和控制原理复杂，实现成本高，通常只在一些大功率的逆变场合使用。随着对多电平逆变研究的深入，现在已经有基于 Buck 电路、双 Sepic 和双 Cuck 等用直流斩波来实现的多电平逆变^[3-4]。这些新型拓扑也存在着不足，如无法实现输入与输出的隔离。本文主要研究利用组合变流技术实现多电平逆变。该多电平逆变方法具有控制简单、开关管个数少、能实现输入输出隔离、适用于中小功率场合的特点。

1 传统多电平逆变实现方法

实现传统多电平逆变常用的方法有：二极管钳位型多电平电路、飞跨电容型多电平电路和联级多电平电路^[5]。多电平逆变器可以由传统两电平半桥逆变器结构按照相同的半桥结构，通过增加直流分压电容，将直流电压分成多种直流电压，然后通过加入钳位电路和增加开关管的串联个数，构成半桥式多电平逆变器，用不同的开关组合得到多电平输出；另一种是利用单相全桥逆变器，通过直接串联叠加，组成联级式多电平逆变器。联级式多电平逆变器要求每一个单相全桥逆变器必须是独立的直流电源才能进行联级，独立电源的电压可以不相等，通过不同电压的取法，可以得到不同电平数的电压输出。

2 基于组合变流技术的多电平逆变

图 1 为全桥开关稳压电源拓扑结构，电路由 AC, DC, AC, DC 的 4 个变流环节构成。交流 U_c 输入通过这 4 个环节的变换，可以获得所需要的 U_o 直流输出。 U_c 通常为 220 V 的交流电源，通过桥式不可控整流得到大约为 300 V 的电压；再通过全桥逆变，获得正负半周期对称的电压脉冲波形。这种组合变流克服了正激和反激拓扑结构由于电压只在单方向变化，变压器铁芯利用率低，且存在严重的直流磁化的问题^[6]。桥式逆变在高频率的情况下，中间变压器体积小、重量轻、输出功率大。

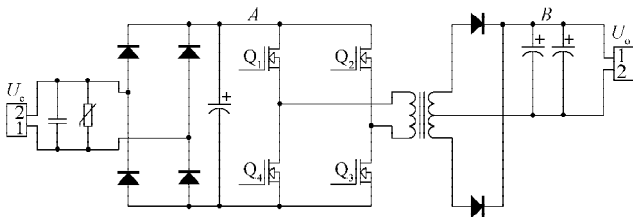


图1 全桥开关稳压电源拓扑结构

Fig. 1 The topology of full-bridge switching power supply

在图 1 中， U_c 为交流输入，经过桥式不可控整流得到 A 点脉动的直流电压，该整流类型为电容滤波的单相不可控整流电路。整流输出电压峰值为 $\sqrt{2}U_i$ (U_i 为交流电压输入的有效值)，通常在设计时根据负载 R 来选择滤波电容 C 的值，使得 $RC \geq 1.5T_c$ ，其中 T_c 为交流电源的周期，此时的输出电压 $U_d \approx 1.2U_i$ 。

全桥开关稳压电源拓扑包含由 4 个开关器件构成的脉宽调制的逆变桥。在逆变桥中， Q_1 和 Q_3 同时导通或者关断， Q_2 和 Q_4 同时导通或者关断。控制中应该防止同一桥臂的上下 2 个管子同时开通。因此在实际控制中驱动脉冲的占空比小于 50%，2 组管子需要留有一定的死区。图 1 中高频变压器的一次侧获得输入电压幅值为 E (E 为电路工作时 A 点的电压)。由于变压器二次侧采用的是全波整流，因此最终输出的电压脉冲频率为开关管频率的 2 倍。假设开关管的工作频率为 f ，则输出电压脉冲频率为 $2f$ 。所以经过脉冲变压器二次侧的电压幅值为 EN_1/N_2 (N_1, N_2 分别为高频变压器一次侧和二次侧的匝数)。相关电压波形如图 2~5 所示。

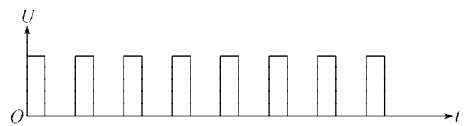


图 2 Q_1, Q_3 驱动电压波形

Fig. 2 The driving voltage waveform of Q_1 and Q_3

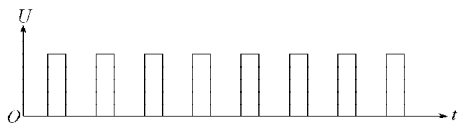


图 3 Q_2, Q_4 驱动电压波形

Fig. 3 The driving voltage waveform of Q_2 and Q_4

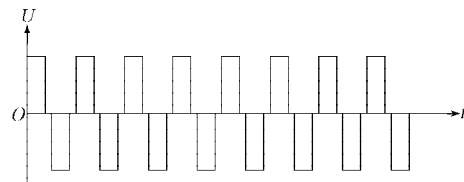


图 4 变压器一次侧电压波形

Fig. 4 Transformer primary side waveform



图 5 整流输出电压波形

Fig. 5 Rectifier output waveform

变压器二次电压幅值

$$E_2 = EN_1/N_2。$$

整流输出电压

$$U_o = 2 \times \frac{T_{on}}{T} \times E_2 = 2 \times \frac{T_{on}}{T} \times E \times \frac{N_1}{N_2} = \frac{2ET_{on}N_1}{TN_2}$$

式中 T_{on}/T 为占空比, 用 D 来表示。

因此, 整流输出电压可以写成

$$U_o = 2ED(N_1/N_2)。$$

在设计开关稳压电源时改变占空比 D 以及改变 N_1, N_2 , 即可在一定范围内获得所需的直流电压输出。由于输出电压脉冲频率较高, 很容易通过 LC 滤波得到平稳的直流电压 U_o 。

在传统的多电平逆变器中, 无论是半桥式多电平逆变器, 还是联级式多电平逆变器, 其目的都是为了在最终逆变输出的交流电流中, 得到更多的电平数, 从而达到减少输出谐波, 获得谐波含量少的交流电压波形。由开关稳压电源的工作原理分析可知, 改变电路的参数和触发脉冲的占空比, 可以在一定范围内获得所需的电压值。将开关稳压电源和传统多电平逆变对比, 可以发现两者都具有获得不同输出电压的能力。因此可以根据开关稳压电源获得不同输出电压的特点, 对开关稳压电源进行适当控制, 对开关稳压电源电路进行适当改造, 从而获得多电平逆变输出是可行的。

如图 6 所示, 在一段连续的时间内, 改变 3 次占空比, 获得 3 个电平的电压输出。

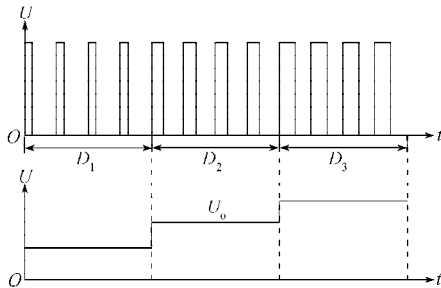


图 6 占空比改变 3 次的输出电压波形

Fig. 6 Output voltage waveform for duty cycle changed three times

由图 6 可以看出, 组合变流技术可以通过控制占空比, 得到多电平输出。对占空比的改变作一些规则的变化, 得到图 7 的输出电压波形。

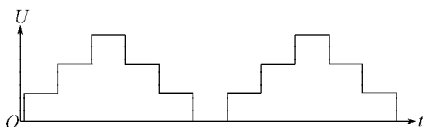


图 7 占空比规则变化的电压输出波形

Fig. 7 Output voltage waveform for the duty cycle rule changing

图 7 中的输出电压波形在一段时间内的电平的变化接近多电平逆变的要求, 呈现一定的正弦变化规律。它可以看作是由 2 个正弦正半周构成的多电平

正逆变波形。

图 7 的电压波形经过一个桥式逆变, 将其中的一个正弦正半波变成负半部分, 得图 8 所示的输出电压波形。

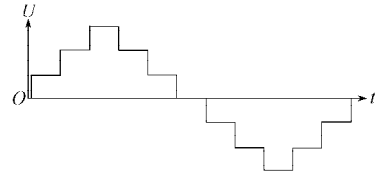


图 8 输出电压波形

Fig. 8 The output voltage waveform

图 8 的电压输出波形和多电平逆变得到的电压输出波形是一致的, 只需将该电压输出进行滤波后就能得到如图 9 所示的正弦的电压输出波形。

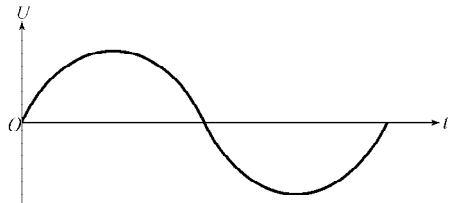


图 9 正弦电压输出波形

Fig. 9 Sinusoidal voltage output waveform

图 10 为实现多电平逆变的主电路图, 它由前面所讲述的组合变流技术 AC, DC, AC, DC 构成的开关稳压电源, 再加上一个逆变部分组成。通过这种电路结构得到多电平逆变输出, 且实现了输入和输出的隔离。

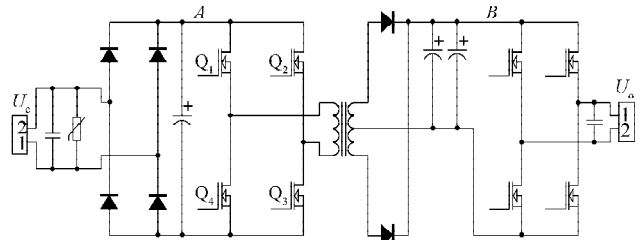


图 10 基于组合变流技术的多电平逆变

Fig. 10 Multi-level inverter based on combination of converter technology

图 8 是多电平逆变输出的电压波形, 它的电平数为 7, 即为 7 电平逆变。在实际运用中, 可根据实际需求把输出电平数提高, 使得最终得到的逆变输出电压更多, 最终滤波得到的波形更接近正弦波, 从而达到减小输出谐波, 获得更高质量的正弦输出。

3 控制原理和实现方法

3.1 正弦正半周波形的控制

假定最终输出的交流电压的周期为 T_o , 则通过开关稳压电源拓扑获得的正弦正半周的电压波形的

周期为 $T_0/2$ 。在正弦正半周的 $T_0/2$ 时间内占空比的变化规律按照正弦的规律变化,就可以获得输出电压波形按正弦规律变化。由于全桥开关稳压电源的原理实际上也是利用PWM,根据面积等效的原理,获得所需输出电压。因此获得一个电平的电压输出,需要连续几个周期的控制信号,得到连续几个等占空比的电压脉冲,再通过整流稳压获得等效的电平。在获得某个电平所需占空比,且电平的变化规律按照正弦函数变化时,仍可以采用连续的输入输出函数进行分析。在控制时,根据不同的电平求得不同时间段内的占空比。

假定需要获得的交流电压波形的函数为

$$U_c = U \sin(\omega t + \phi),$$

式中: U 为逆变交流输出电压的幅值;

ω 为角频率;

ϕ 为初始相位角。

开关稳压电源的直流输出电压为

$$U_o = 2ED \frac{N_1}{N_2},$$

令 $\frac{N_1}{N_2} = M$, 则

$$U_o = 2EDM。$$

在控制时,只要满足 $U_o = U_c$ 即可得到在正半周按正弦变化的电压波形,所以有如下分析计算:

$$U_o = U_c,$$

$$U_o = 2ED \frac{N_1}{N_2},$$

$$U_c = U \sin(\omega t + \phi),$$

$$2EDM = U \sin(\omega t + \phi)。$$

令 $\phi = 0$, 则

$$2EDM = U \sin \omega t,$$

$$\omega = 2\pi T_0,$$

$$D = \frac{U \sin \omega t}{2EM} = \frac{U \sin(2\pi T_0 t)}{2EM}。$$

占空比 D 的变化规律满足上式时,输出电压波形即可按照正弦规律变化,从而得到正弦正半周的多电平电压波形。实际运用时,在所需得到正弦波的 $1/4$ 周期内,计算得到各电平对应的占空比,其余以 $1/4$ 周期对称获得占空比的变化规律。图 7 所示占空比的控制,可由图 11 所示获得。

如图 11 所示,在 OA, AB, BC 三个时间段内获得 3 个输出电平,分别取 OA, AB, BC 时段的中点时刻,计算出该时刻占空比的大小。由上面的分析可知占空比和输出电压成正比,而电压在时间上为一个正弦函数。在确定某段时间所需输出电压时,即可以

计算出该时刻的占空比,从而获得该段时间内的电压输出。

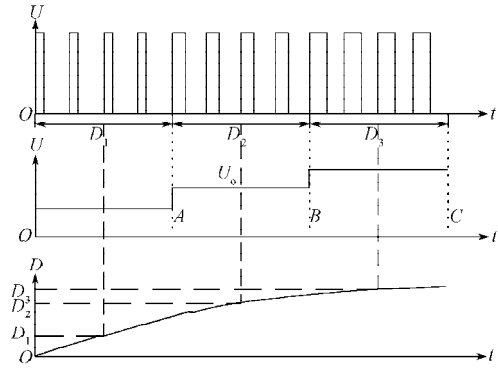


图 11 多电平输出时占空比的控制示意图

Fig. 11 Control schematic diagram of the duty cycle for multi-level output

3.2 实现方法举例

在电力电子领域中,有许多 PWM 专用控制芯片,这为 PWM 的占空比的控制带来了方便。TL494, SG3525 等芯片都是 PWM 专用控制芯片。其中 SG3525 通过放电管脚来控制死区和占空比, TL494 通过控制 DTC 管脚的给定电压,实现 PWM 输出的占空比的控制^[7]。为了方便控制输出占空比的变化,在芯片选择时,可以选用如同 TL494 通过电压控制输出占空比类型的芯片,实现组合多电平逆变。

以 TL494 为控制芯片,分析如何通过模拟电路实现对占空比的控制,从而获得所需的电压波形。图 12 为利用文中所述方法实现的多电平逆变控制方框图。按照图 11 所示,当直流电源电压和高频变压器变比一定时,每个输出电平将对应一个占空比,而对于 TL494 输出的 PWM 波形的不同占空比都有一个 DTC 管脚的电压值对应。因此只需根据电路和所需输出的电平,计算出每个电平对应 DTC 管脚的电压值,然后将这些电压值加到 TL494 的 DTC 管脚,即可获得如图 7 所示的电平输出。最后经过一个桥式逆变,将其中的一个正弦正半波变成负半部分得到如图 8 所示的多电平输出。图 8 的电压输出波形再经过滤波,即可得到图 9 所示的正弦的电压输出。

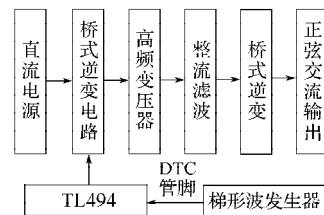


图 12 开环组合多电平逆变控制方框图

Fig. 12 Control block diagram of a multi-level inverter of open loop combination

3.3 仿真实验

为验证所述组合多电平逆变实现方法的可行性,

在 Multisim 11.0 仿真软件中建立多电平逆变的仿真模型, 如图 13 所示。

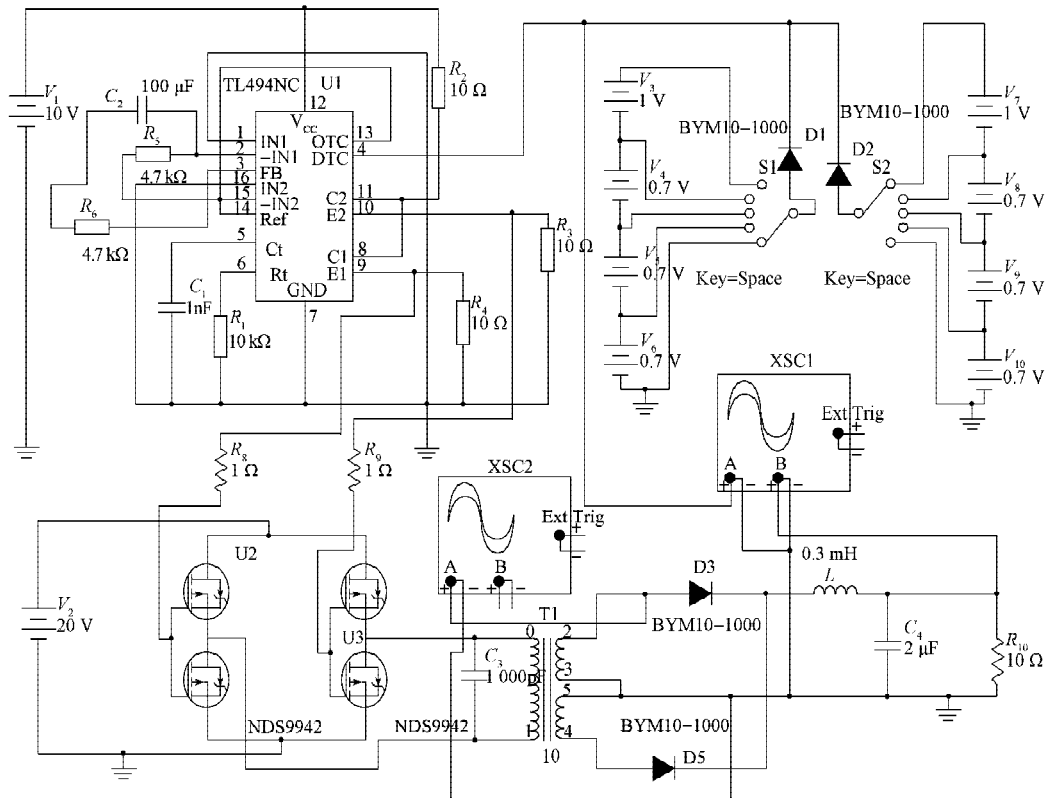


图 13 仿真电路图

Fig. 13 Circuit simulation

仿真模型以 TL494 作为电路的控制和驱动芯片, 利用 TL494 产生两路互补带死区的 PWM 脉冲 (如图 14 所示), 驱动逆变桥的开关管, 使变压器 T1 一次侧获得正负对称的电压脉冲。多电平给定采用电压值不同的电源串联, 通过单刀多掷开关选择不同的档位, 获得不同的给定电压。仿真时, 手动控制单刀多掷开关, 改变 TL494 芯片 DTC 管脚的给定电压, 模拟半个正弦周期的多电平输出。

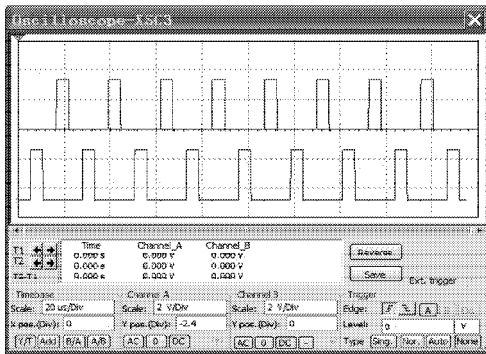


图 14 TL494 PWM 输出波形

Fig. 14 The PWM output waveform of TL494

图 15 为仿真电路中变压器二次侧电压波形, 图 16 为给定多电平电压波形和输出的电压波形。

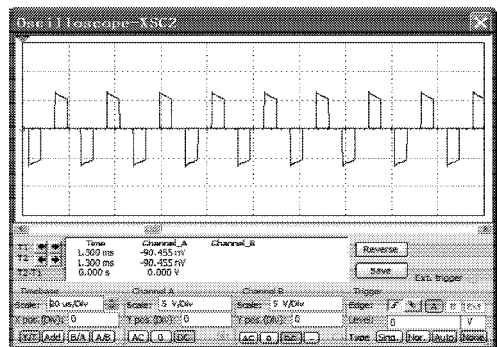


图 15 变压器二次侧电压波形

Fig. 15 The transformer secondary side voltage waveform

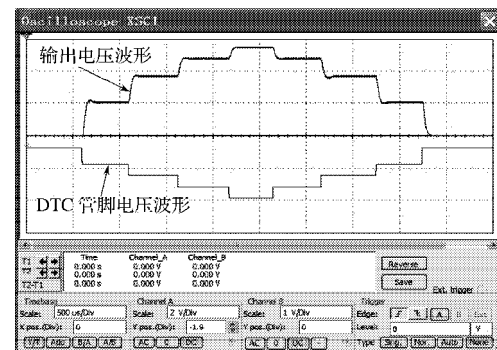


图 16 给定和输出电压波形

Fig. 16 The given and the output voltage waveform

3.4 实验结果分析

由图 16 中的仿真结果可以看出, 组合变流技术可用于实现逆变, 该方法较容易实现多电平逆变, 且可实现输入输出的电气隔离。在仿真模型中, 占空比控制电压幅值与输出电压幅值成反比关系。通过给定占空比电压波形和输出电压波形的对比可以看出, 输出的电压波形能较好地跟随给定波形。采用该组合变流技术实现多电平逆变, 其中有一个环节是单极性的, 可以在该环节对输出电压进行滤波, 使得滤波变得更加容易。

4 结语

文中给出了一种利用组合变流技术实现多电平逆变的原理和设计方法。随着微机控制技术的发展和实际运用中可以利用微机来控制占空比, 利用微处理器直接产生 PWM 脉冲, 按照预定输出改变占空比获得多电平输出, 从而简化电路, 提高该多电平逆变的可靠性。文中只对这种多电平逆变方法的设计思路进行了分析, 该多电平逆变电路参数的分析及电路参数的优化与研究有待进一步深入。当前的测试也还在仿真阶段, 因此样机的制作和实物的测试, 也是下一步需要解决的问题。

参考文献:

- [1] 李可喜, 张逸成. 一种新型单相五电平逆变器的研究[J]. 电气技术, 2008(7): 24-26.
Li Kexi, Zhang Yicheng. The Research of a Novel Topology for the Sing-Phase Five-Level Inverter[J]. Electrical Engineering, 2008(7): 24-26.
- [2] 王兆安. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 132-146.
Wang Zhaoan. Power Electronics Technology[M]. Beijing: China Machine Press, 2000: 132-146.
- [3] 王欣. 宽输入电压范围的新型双 Cuk 逆变器[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2011.
Wang Xin. Wide Input Voltage Range of New Dual Cuk Inverter[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2011.
- [4] 邱添泉, 谢运祥. 一种基于 Buck 变换的新型逆变器[J]. 通信电源技术, 2005, 22(5): 8-11.
Qiu Tianquan, Xie Yunxiang. A Novel Inverter Based on Buck Converter[J]. Telecom Power Technologies, 2005, 22(5): 8-11.
- [5] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 2-33.
Liu Fengjun. Multilevel Inverter Technology and Its Application[M]. Beijing: China Machine Press, 2007: 2-33.
- [6] 王水平, 史俊杰, 田庆安. 开关稳压电源[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2005: 362-451.
Wang Shuiping, Shi Junjie, Tian Qing'an. Switching Power Supply[M]. Xi'an: Xi'an University of Electronic Science and Technology Press, 2005: 362-451.
- [7] 杨杰, 肖强晖, 廖无限. 基于 Saber 的一种 BUCK 型恒流源的研究[J]. 湖南工业大学学报, 2009, 23(6): 46-48.
Yang Jie, Xiao Qianghui, Liao Wuxian. Research on the BUCK-Type Constant-Current Power Based on Saber[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2009, 23(6): 46-48.

(责任编辑: 邓光辉)

