

# 基于载波变幅移相调制方法的串联型微网功率平衡控制

王兴贵, 刘正英

(兰州理工大学电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050)

**摘要:** 针对普通微网中输出电压谐波含量大、波形不理想等问题, 研究一种将光伏、风力等微源经逆变器串联形成的微网系统。重点分析和研究了载波变幅移相调制方法下系统输出电压特性及串联型微网功率平衡控制。首先对系统结构进行简要说明; 其次分析了载波变幅移相调制方法, 推导了系统输出电压的傅里叶表达式, 并基于此对系统电压特性进行分析; 最后以三微源串联微网为例进行 Matlab/Simulink 仿真分析, 结果验证了该控制方法的有效性。

**关键词:** 串联; 微网; 载波变幅移相; 功率平衡; 特性

## Series micro-grid power balance control based on carrier amplitude variation and phase shift modulation method

WANG Xinggui, LIU Zhengying

(College of Electrical Engineering and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

**Abstract:** Aiming at the general micro-grid with large harmonic component and undesirability of output voltage waveform and so on, a kind of micro-grid structure which connects the solar, wind and other micro-source inverter output is studied. The system output voltage characteristics and series micro-grid power balance control based on the method of carrier amplitude variation and phase shift modulation are mainly studied. First, a brief description of the structure of the system is made, then followed by analysis of the carrier amplitude variation and phase shift modulation, Fourier expression of system output voltage is derived, based on this, the system voltage characteristics are analyzed. Finally, Matlab/Simulink simulation analysis based on the series micro-grid with three micro-sources is made. Simulation results verify the effectiveness of the control method.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51467010).

**Key words:** series; micro-grid; carrier amplitude variation and phase shift; power balance; characteristics

中图分类号: TM619 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)13-0038-07

## 0 引言

由于逆变单元串联结构具有输出电压等级高、正弦度好, 谐波含量低等优点, 其在光伏并网发电系统<sup>[1-2]</sup>、风光互补串联发电系统<sup>[3]</sup>以及串联型微网等领域得到了广泛的应用<sup>[4-5]</sup>。

对于串联型微网, 系统的总输出功率来自各单元输出功率的叠加。由于各单元微源性质的不同, 其输出功率也互不相同, 因此, 不能将总输出功率均分给每个微源, 应以“能者多劳”为原则, 实现系统功率的平衡控制。目前, 对含逆变器串联结构

系统的研究主要集中在功率的均衡控制上<sup>[6-7]</sup>, 而不是实现各微源逆变器输出功率的独立调节, 即无法实现功率的平衡控制。

普通的载波移相调制方法虽能降低输出电压的谐波含量、提高波形的正弦度, 但不能实现对各微源逆变器输出功率的独立调节。因此, 本文采用一种载波变幅移相调制方法来控制各微源逆变器输出基波电压的大小, 达到对串联型微网中各微源逆变器输出功率的平衡控制。并通过仿真对比来验证控制方法的有效性。

## 1 串联型微网系统

本文所研究的微网结构如图1所示。

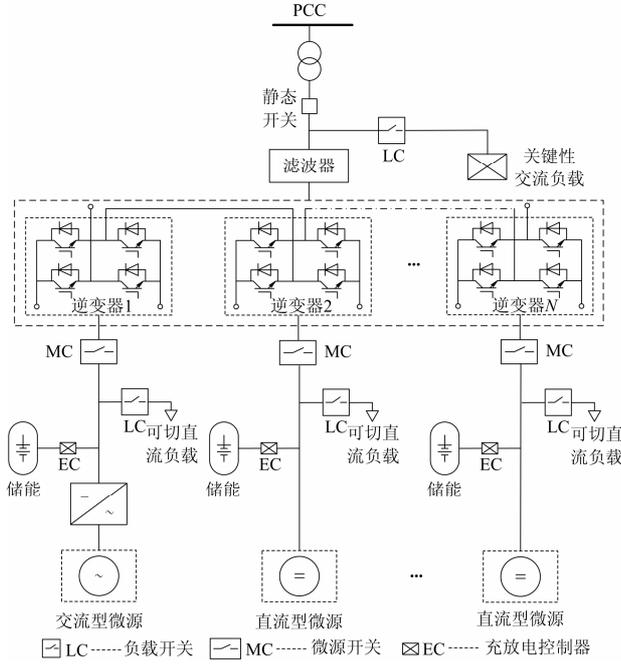


图 1 串联型微网结构

Fig. 1 Series micro-grid structure

地理位置就近的交流、直流微源分别通过整流和直流变换环节, 经逆变器以串联方式连接在一起形成串联型微网。该结构下, 系统输出多电平电压波形, 比普通微网输出具有更高的正弦度。图 1 为一单相系统, 三相系统可通过单相系统组合来实现。本文所研究的串联型微网中的微源主要有风力和光伏两种微源, 风力微源通过不可控整流, 经降压斩波电路接至微源逆变器; 光伏微源直接经升压斩波电路接至微源逆变器; 最后将各微源逆变器的输出相串联。同时, 将蓄电池通过双向 DC/DC 变换器并联到逆变器直流侧, 实现能量的双向流动<sup>[8]</sup>。

## 2 载波变幅移相调制方法及系统输出电压

### 2.1 载波变幅移相调制方法

本文采用一种载波变幅移相调制方法来实现串联型微网的功率平衡控制。该方法中各微源逆变器采用同一正弦调制信号和同频率不同幅值的三角载波进行比较得到控制各个单元功率器件导通与关断的脉冲信号<sup>[9]</sup>。其原理如图 2 所示。

假设  $N$  个三角载波的频率均为  $f_c$ , 相位依次相差  $1/(N \times f_c)$ , 幅值分别为  $v_{tr1} = v_{tr} + |\Delta v_1|$ ,  $v_{tr2} = v_{tr}$ ,  $v_{tr3} = v_{tr} - |\Delta v_2|$ , 其中:  $v_{tr}$  为基准幅值;  $|\Delta v|$  为三角波幅值变化量。

在正弦脉宽调制下, 微源逆变器输出两电平电压的傅里叶展开式为<sup>[10]</sup>

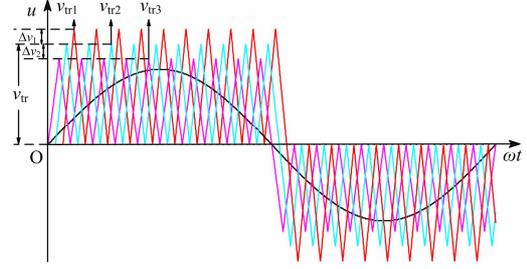


图 2 载波变幅移相调制技术原理图

Fig. 2 Modulation schematics of carrier amplitude variation and phase shift

$$u_o = MU_{dc} \sin(\omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{2U_{dc}}{n\pi} \right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \sin\left[\frac{Mn\pi}{2} \cos(\omega_1 t)\right] [\cos(n\theta_c) \cos(n\omega_c t) + \sin(n\theta_c) \sin(n\omega_c t)] \quad (1)$$

其中:  $U_{dc}$  为微源直流链电压; 调制比  $M = (U_s / U_c) \leq 1$ ;  $\omega_1$ 、 $U_s$  为调制波的角频率和幅值;  $U_c$ 、 $\omega_c$  为单极性三角载波幅值、角频率; 载波比  $F = (\omega_c / \omega_1) \gg 1$ 。

假设有  $N$  个微源逆变器串联, 每个 H 桥载波相移角度为  $\theta_c$ , 则各微源逆变器输出电压为

$$u_{o1} = M_1 U_{dc1} \sin(\omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{2U_{dc1}}{n\pi} \right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \sin\left[\frac{M_1 n\pi}{2} \cos(\omega_1 t)\right] [\cos(n\theta_{c1}) \cos(n\omega_c t) + \sin(n\theta_{c1}) \sin(n\omega_c t)] \quad (2)$$

$$u_{o2} = M_2 U_{dc2} \sin(\omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{2U_{dc2}}{n\pi} \right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \sin\left[\frac{M_2 n\pi}{2} \cos(\omega_1 t)\right] [\cos(n\theta_{c2}) \cos(n\omega_c t) + \sin(n\theta_{c2}) \sin(n\omega_c t)] \quad (3)$$

$$u_{oN} = M_N U_{dcN} \sin(\omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{2U_{dcN}}{n\pi} \right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \sin\left[\frac{M_N n\pi}{2} \cos(\omega_1 t)\right] [\cos(n\theta_{cN}) \cos(n\omega_c t) + \sin(n\theta_{cN}) \sin(n\omega_c t)] \quad (4)$$

则各微源逆变器串联后系统的总输出电压  $u_{AN}$  等于各逆变器输出电压之和, 即

$$u_{AN} = u_{o1} + u_{o2} + \dots + u_{oN} \quad (5)$$

同时根据贝塞尔函数:

$$\sin(x \cos \theta) = 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^{l-1} J_{2l-1}(x) \cos(2l-1)\theta \quad (6)$$

其中,  $J_n()$  为  $n$  阶 Bessel 函数。

可得系统总输出电压  $u_{AN}$  的傅里叶展开式为

$$\begin{aligned} u_{AN} = & (M_1 U_{dc1} + M_2 U_{dc2} + \dots + M_N U_{dcN}) \sin(\omega_1 t) + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{4}{n\pi} \right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \left[ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} \cos(k\omega_1 t) \right] \cdot \\ & \sum_{N=1}^N \left[ U_{dcN} \cdot J_k\left(\frac{M_N n\pi}{2}\right) \cos n\theta_{cN} \right] \cos(n\omega_c t) + \quad (7) \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{4}{n\pi} \right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \left[ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} \cos(k\omega_1 t) \right] \cdot \\ & \sum_{N=1}^N \left[ U_{dcN} \cdot J_k\left(\frac{M_N n\pi}{2}\right) \sin n\theta_{cN} \right] \sin(n\omega_c t) \end{aligned}$$

下面就  $n$  为奇数和偶数两种情况进行分析:

(1) 当  $n$  为奇数时, 由于  $\cos(\frac{n\pi}{2})=0$

$$u_{AN} = (M_1 U_{dc1} + M_2 U_{dc2} + \dots + M_N U_{dcN}) \sin(\omega_1 t) \quad (8)$$

此时谐波含量为 0, 只含有由调制比  $M$  和微源直流链电压  $U_{dc}$  二者共同决定的基波分量。

(2) 当  $n$  为偶数时, 取载波比为  $k_c$ , 将式(7)进一步化简可得

$$\begin{aligned} u_{AN} = & (M_1 U_{dc1} + M_2 U_{dc2} + \dots + M_N U_{dcN}) \cdot \\ & \sin(\omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{4}{n\pi} \right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} \cdot \quad (9) \\ & [A \cos(nk_c \pm k)\omega_1 t + B \sin(nk_c \pm k)\omega_1 t] \end{aligned}$$

其中:  $A = \sum_{N=1}^N [U_{dcN} \cdot J_k(\frac{M_N n\pi}{2}) \cos n\theta_{cN}]$ ,  $B = \sum_{N=1}^N [U_{dcN} \cdot J_k(\frac{M_N n\pi}{2}) \sin n\theta_{cN}]$ 。

由式(9)可得, 在载波变幅移相调制技术下, 串联型微网系统输出电压除基波分量外还含有  $2k_c \pm 1$  次以上的谐波分量, 谐波分量的大小与微源直流侧电压、贝塞尔函数、载波相移角度以及调制比  $M$  有关。调制比  $M$  作为贝塞尔函数的一个参数, 其与贝塞尔函数的阶数之间的关系如图 3 所示。

由图 3 可看到, 调制比  $M$  在 0~1 之间变化时, 贝塞尔函数值在 -0.5~1 之间变化。调制比  $M$  相同时, 贝塞尔函数的阶数不同, 其函数值可能不同; 贝塞尔函数阶数固定时, 调制比  $M$  不同, 其函数值亦可能不同。这就使得输出电压的谐波总畸变率因  $M$  值不同而不同。

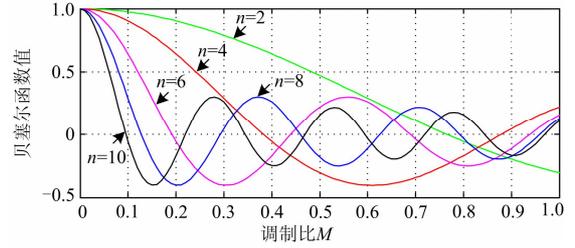


图 3 调制比  $M$  与贝塞尔函数的阶数之间关系

Fig. 3 Relationship of modulation  $M$  and Bessel function

## 2.2 载波变幅移相调制方法下系统输出电压特性

在输出电压基波幅值保持不变的情况下, 采用载波变幅移相调制技术, 三微源逆变器输出电压电平数、基波幅值与谐波总畸变率具有以下特性:

由于输出电压基波幅值主要由调制比  $M$  和微源直流链电压  $U_{dc}$  二者共同决定。在微源直流链电压取 130 V 时, 为了保证输出电压的基波幅值为定值(311 V), 则  $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_3$  之和需为 2.39(取 2.4)。在其中一个微源逆变器调制比固定不变、另外两微源逆变器调制比之和为常数的约束条件下, 三微源逆变器输出电压电平数、基波幅值与谐波总畸变率如表 1~表 3 所示。

表 1 在  $M_1=0.8$ ,  $M_2+M_3=1.6$  约束条件下, 输出电压电平数、基波幅值与谐波总畸变率

Table 1 The number of output voltage levels, the fundamental amplitude and total harmonic distortion when  $M_1=0.8$  and  $M_2+M_3=1.6$

输出量	$M_2$	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95
	$M_3$	0.95	0.9	0.85	0.8	0.75	0.7	0.65
电平数		7	7	7	7	7	7	7
幅值/V		310	309.2	310.9	311.2	310.9	309.2	310
THD/%		25.36	24.69	24.54	24.2	24.54	24.69	25.36

表 2 在  $M_2=0.8$ ,  $M_1+M_3=1.6$  约束条件下, 输出电压电平数、基波幅值与谐波总畸变率

Table 2 The number of output voltage levels, the fundamental amplitude and total harmonic distortion when  $M_2=0.8$  and  $M_1+M_3=1.6$

输出量	$M_1$	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95
	$M_3$	0.95	0.9	0.85	0.8	0.75	0.7	0.65
电平数		7	7	7	7	7	7	7
幅值/V		311.3	310.6	311.6	311.2	311.9	309.7	311.3
THD/%		25.06	24.48	24.21	24.2	24.47	24.40	25.57

表 3 在  $M_3=0.8$ ,  $M_1+M_2=1.6$  约束条件下, 输出电压电平数、基波幅值与谐波总畸变率

Table 3 The number of output voltage levels, the fundamental amplitude and total harmonic distortion when

$M_3=0.8$  and  $M_1+M_2=1.6$

输出量	$M_1$	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95
	$M_2$	0.95	0.9	0.85	0.8	0.75	0.7	0.65
电平数		7	7	7	7	7	7	7
幅值/V		311.3	310.6	311.6	311.2	311.9	309.7	311.3
THD/%		25.06	24.47	24.21	24.2	24.47	24.40	25.56

综合表 1~表 3 及仿真结果可知, 在三微源逆变器调制比  $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_3$  都为 0.8 时, 即载波移相调制方法下, 低次谐波相互抵消, 谐波主要集中在等效载波频率  $f_{eq}=(3 \times 2)$  kHz 及其倍频  $2f_{eq}$ 、 $3f_{eq}$ 、... 处, 并且  $f_{eq}$  处的谐波幅值最大, 约为基波幅值的 8%, 输出电压谐波总畸变率最小(24.2%)。三种情况下, 在调制比  $M$  由 0.8 增大或减小时, 输出电压谐波总畸变率有所增大, 但都在 2% 的幅度以内变化, 谐波主要分布在三角载波频率  $f_c$  及其倍频  $2f_c$ 、 $3f_c$ 、... 为中心的周围。在调制比  $M$  由 0.65~0.95 变化时, 输出 7 电平电压波形, 正弦度较好, 基波幅值基本维持在 311 V 左右。

### 3 各微源逆变器输出功率平衡调制方法及直流链电压稳定性控制

#### 3.1 各微源逆变器输出功率平衡调制方法

在输出总功率满足负载功率的条件下, 三微源按“能者多劳”的原则分配输出功率。在滤波器的作用下, 忽略输出电压的谐波含量, 则逆变器输出电压可表示为

$$u_{AN} = (M_1 U_{dc1} + M_2 U_{dc2} + \dots + M_N U_{dcN}) \cdot \sin(\omega_1 t) = \sqrt{2} U \sin(\omega_1 t) \quad (10)$$

设逆变器输出电流为  $i_L$ , 可表示为

$$i_L = \sqrt{2} I \sin(\omega_1 t - \varphi) \quad (11)$$

则逆变器输出功率可表示为

$$P = \frac{(M_1 U_{dc1} + M_2 U_{dc2} + \dots + M_N U_{dcN})}{\sqrt{2}} I \cos \varphi \quad (12)$$

三个逆变单元输出串联, 则流过各微源逆变器的电流相等, 各个单元功率的控制实质为对输出电压基波幅值的控制。所以在总的输出电压基波分量保持不变的约束条件下, 可以通过两种方法改变各个微源逆变器输出电压的基波分量, 即改变各个微源逆变器输出功率: ①调制比  $M$  相等, 改变微源直流链电压。②三微源逆变器直流链电压相等, 改变

调制比  $M$ 。下面对两种方法进行仿真分析比较:

a) 调制比  $M$  相等, 改变微源直流链电压。

取  $M_1=M_2=M_3=7.5/10$ ,  $U_{dc1}=70$  V,  $U_{dc2}=140$  V,  $U_{dc3}=210$  V, 载波频率取 2 kHz, 调制波频率为 50 Hz。可得到输出电压频谱如图 4 所示。

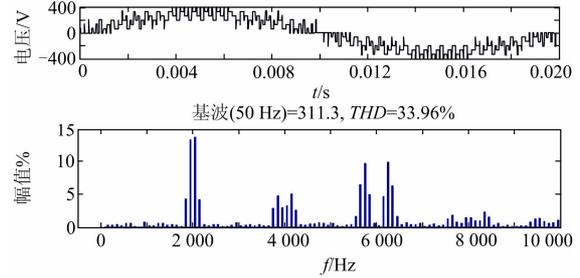


图 4  $M$  相等条件下输出电压频谱

Fig. 4 Output voltage spectrum when  $M$  equal

b) 三微源逆变器直流链电压相等, 改变调制比  $M$ 。可以通过变调制波幅值和变三角载波幅值两种方法来改变调制比  $M$ , 本文采用载波变幅方法。取  $U_{dc1}=U_{dc2}=U_{dc3}=140$  V,  $M_1=7.5/8.5$ ,  $M_2=7.5/10$ ,  $M_3=7.5/12.1$ , 载波频率取 2 kHz, 调制波频率为 50 Hz。得到输出电压频谱如图 5 所示。

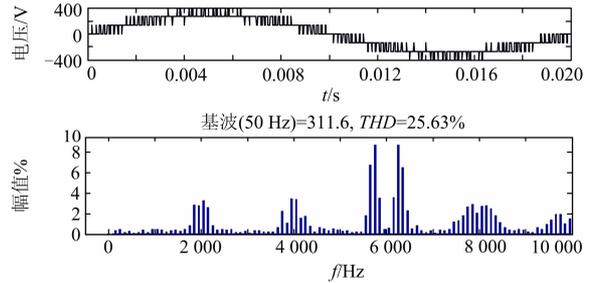


图 5 直流侧电压相等条件下输出电压频谱

Fig. 5 Output voltage spectrum when DC voltage equal

由图 4、图 5 可看出, 在输出总的电压基波分量相等的条件下, 方法 1 中由于微源直流侧电压不相等, 输出电平数没有规律, 低次谐波含量高, 输出电压畸变率为 33.96%, 明显高于采用方法 2 时的输出电压畸变率(25.63%)。方法 2 中, 输出 7(2×3+1) 电平, 低次谐波相互抵消。通过比较得出, 方法 2 更适合于控制输出电压基波幅值, 但此方法需保证微源直流链电压相等。

在微源直流链电压相等时, 由式(12)可得到微源逆变器输出功率调节很大程度上取决于调制比  $M$ , 其调制框图如图 6 所示, 采用功率外环和电流内环的双闭环控制。

图 6 中,  $P_{总}$  为光伏和风力微源逆变器输出总功率,  $P_{load}$  为负载所需功率, 二者差值通过 PI 调节器



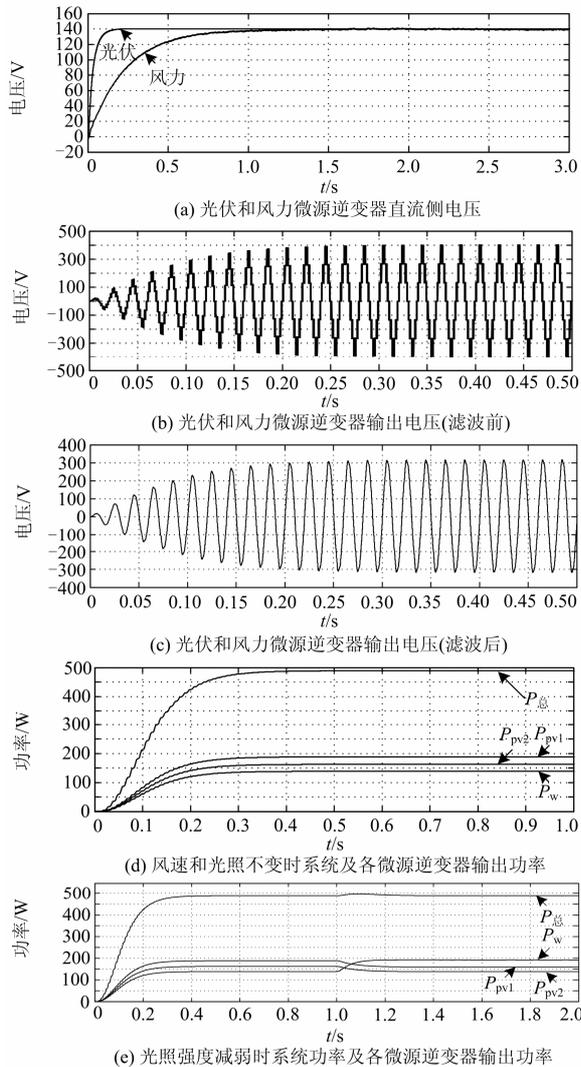


图8 系统仿真输出电压及功率波形

Fig. 8 System output voltage and power waveforms

## 5 结论

本文采用载波变幅移相调制方法控制光伏、风力等微源逆变器, 并对系统输出电压进行数学推导和仿真分析, 证明了采用该方法时系统输出电压具有谐波含量低、正弦度好的特点。通过载波变幅移相调制方法, 实现了系统功率的平衡控制。最终验证了该控制方法的有效性。

## 参考文献

[1] 陶兴华, 李永东, 孙敏. 一种H桥级联型PWM整流器的直流母线电压平衡控制新方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 85-90.  
TAO Xinghua, LI Yongdong, SUN Min. A novel DC-link voltages balancing control method for cascaded

H-bridge rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 85-90.  
[2] HOSSEINI S H, AHMADI M, ZADEH S G. Reducing the output harmonics of cascade H-bridge multilevel inverter for electric vehicle applications[J]. Electrical Power System, 2011(1): 752-755.  
[3] 宁俊保. 风光互补逆变器串联发电系统电压稳定性分析及控制[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2012.  
NING Junbao. Voltage stability analysis and control of series wind/solar hybrid generation system[D]. Lanzhou: Lanzhou University of Technology, 2012.  
[4] 王兴贵, 杨维满. 一种微源逆变器串联连接型微网特性研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(21): 129-135.  
WANG Xinggui, YANG Weiman. Study on characteristics of a microgrid with micro source inverters connected in series[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(21): 129-135.  
[5] 武星, 殷晓刚, 宋昕, 等. 中国微电网技术研究及其应用现状[J]. 高压电器, 2013, 49(9): 142-149.  
WU Xing, YIN Xiaogang, SONG xin, et al. Research on microgrid and its application in china[J]. High Voltage Apparatus, 2013, 49(9): 142-149.  
[6] 张云, 孙力, 王要强. 非对称混合多电平逆变器功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 15-20.  
ZHANG Yun, SUN Li, WANG Yaoqiang. Power balance strategy for asymmetric and hybrid multilevel inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 15-20.  
[7] VECHIU, IONEL, CUREA. Control of power converters for micro-grids[J]. Compel, 2011, 30(6): 300-309.  
[8] 蔡渊. 含微电网的配电网系统结构及功能研究[J]. 电网与清洁能源, 2013, 29(1): 34-39.  
CAI Yuan. Study on the structure and function of the distribution network system containing micro-grid[J]. Power System and Clean Energy, 2013, 29(1): 34-39.  
[9] 王立乔, 杨博生, 郭伟扬. 载波幅值可调PWM技术及其在级联型多电平变流器中的应用[J]. 电工技术学报, 2010, 25(11): 122-128.  
WANG Liqiao, YANG Bosheng, WU Weiyang. PWM with amplitude-adjustable carrier and its application in cascade multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(11): 122-128.  
[10] 刘凤君. 环保节能型H桥及SPWM直流电源式逆变器[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.

- [11] 邱培春, 葛宝明, 毕大强. 基于蓄电池储能的光伏并网发电功率平抑控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(3): 29-33.  
QIU Peichun, GE Baoming, BI Daqiang. Battery energy storage-based power stabilizing control for grid-connected photovoltaic power generation system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 29-33.
- [12] 李立, 刘刚. 多电池组储能系统双向 DC-DC 变换器的研制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(3): 90-94.  
LI Li, LIU Gang. Development of bi-directional DC-DC converter in multiple battery energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 90-94.
- [13] 程红, 高巧梅, 朱锦标, 等. 基于双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器动态建模与最小回流功率控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 245-252.  
CHENG Hong, GAO Qiaomei, ZHU Jinbiao, et al. Dynamic modeling and minimum backflow power controlling of the bi-directional full-bridge DC-DC converters based on dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 245-252.
- [14] 高明远. 双向 DC-DC 变换器基于切换系统的建模与储能控制[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3): 129-134.  
GAO Mingyuan. Modeling and energy storage control for bi-directional DC-DC converter based on switching system[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(3): 129-134.

---

收稿日期: 2014-09-26; 修回日期: 2015-01-29

作者简介:

王兴贵(1963-), 男, 教授, 博导, 研究方向为可再生能源发电系统与控制, 电力电子与电力传动;

刘正英(1990-), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力变换及其控制。E-mail:1040291661@qq.com

(编辑 葛艳娜)