

适用于光储充直流微网的绿色高效电力变换器

邓凯¹,赵伟¹,罗敏¹,付青²,赖日培²,孟金岭¹

(1.广东电网有限责任公司电力科学研究院,广东 广州 510080;2.广东省

绿色电力变换及智能控制工程技术研究中心,广东 广州 510006)

摘要: 新能源和电动汽车的发展促进了直流微电网的高速发展,绿色高效是直流微电网电力变换器的重点研究内容。利用电容变换器体积小、质量轻、噪声低等一系列特点,提出一种适应于新能源微电网的绿色高效电力变换器,将光伏发电能量高品质、高效率输送给直流母线,该变换器具有PWM电压调节能力,而且通过软开关技术实现开关管的零电压开通并使用小电感代替二极管完成续流,提高了变换器的效率和功率密度。理论分析和实验表明,该变换器具有良好的品质和很高的工作效率。

关键词: 直流微电网;绿色高效;电力变换器;软开关

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19265

Power Converter with Green Converting and High Efficiency for PV-storage-charging DC Micro Grid

DENG Kai¹, ZHAO Wei¹, LUO Min¹, FU Qing², LAI Ripei², MENG Jinling¹

(1. Electric Power Research Institute of Guangdong Power Grid, Guangzhou 510080, Guangdong, China;

2. Green Converting and Intelligent Control Engineering Technology Research Center of Guangdong, Guangzhou 510006, Guangdong, China)

Abstract: The rapid development of DC micro grid is promoted by the boom of new energy and electric vehicles recently. Green converting and high efficiency are the key research contents of DC microgrid power converter. A green and efficient power converter adapted to the new energy micro grid was proposed by using a series of features of small volume, light quality and low noise. The high quality and high efficiency of photovoltaic power generation were transported to the DC bus. The converter had PWM voltage regulation ability, and the zero voltage on of the switch tube was realized by the soft switching technology and the diode was replaced by the small inductance so as to improve the efficiency and the power density of the converter. Theoretical analysis and experimental results show that the converter has good quality and high efficiency.

Key words: DC micro grid; green converting and high efficiency; power converter; soft-switching

微电网和分布式发电是未来电力的发展趋势,而绿色和高效是微电网技术发展的两大主题。在微电网中,新能源发电需要经过电力变换输送给母线,然后通过母线供给各负载,因此绿色高效的电力变换器对微电网的发展有着至关重要的作用。随着电力电子技术的突飞猛进,DC-DC变换器在性能上取得了惊人的突破,特别是软开关技术的发展,使得DC-DC变换器的频率不断提高,体积不断减小,效率不断提升。因此高效DC-DC变换器具有重要的研究意义^[1-3]。在直流微电网中光伏电池的电压需要经

过升压后与直流母线相连接。升压部分可以利用开关电容变换器实现升压变换^[4-7]。开关电容使用的电感量小且不含变压器等磁性元件,因此具有电磁噪声比较低、高功率密度、稳定的动态特性等优点^[8-15],在新能源发电系统中有很好的应用前景。

1 光储充直流微电网

光储充直流微电网是微电网应用的典型代表,包括了光伏发电、储能系统和电动汽车充电系统等,对推进节能减排、实现能源可持续发展

基金项目: 广东电网有限责任公司科技项目(GDKJXM20162421)

作者简介: 邓凯(1989—),男,硕士,工程师,Email: dengkai@163.com

具有重要意义。相比交流微电网,直流微电网可更高效、可靠地接纳风、光等分布式可再生能源发电系统、储能单元、电动汽车及其他直流用电负荷。常用的光储充直流微电网结构如图1所示。

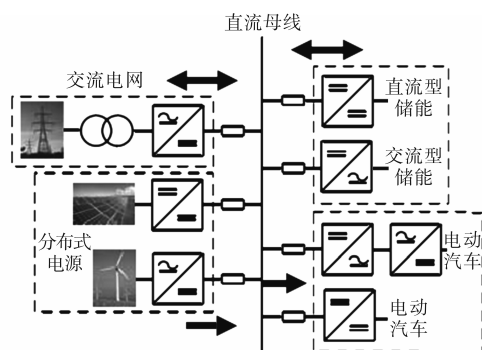


图1 光储充直流微电网的典型结构

Fig.1 Typical structure for PV-storage-charging DC micro grid

风力、太阳能等新能源发电系统通过电力变换器连接到直流母线,直流母线通过各种变换器与交流电网、交流负荷、直流负荷以及储能系统相连,风力发电、太阳能发电、储能系统等通常都要用到DC-DC变换器(风力发电变换器通常采用整流加DC-DC 2级变换的结构),而目前这些DC-DC变换器通常采用Boost/Buck、正激、反激或者这几种电路的组合形式,要用到大量的电感或变压器等磁性元件,引起体积大、发热严重、质量重、噪声大等一系列缺陷。另一方面,这些变换器的输入端为电感接入方式,在低功率输入情况下,变换器的输入电流太弱而难以转变为磁场能量,导致损耗大、逆变器的输出电流谐波严重等问题。本论文在结合电容变换器的特点和优势^[16-18]基础上提出适合于直流微电网的改进型DC-DC变换器结构,提高直流微电网的绿色高效性。

2 DC-DC变换基本工作原理与电压增益

在新能源发电利用中,光伏电池的输出电压低,因而电流大,如果采用目前的SC变换器拓扑结构,这些电流都至少要经过一个功率二极管,功率二极管的通态压降通常都高于1 V,因此功率二极管的通态损耗大大地限制了电力变换器的效率。本文提出的DC-DC变换器基本结构如图2所示。该变换器与常规SC变换器的主要区别是其利用小电感代替了二极管完成电流的续流。 $C_1 \sim C_5$ 为升压电容; D_1, D_2 和 D_3 为二极管; $L_1,$

L_2 和 L_3 为续流电感,它们与开关管 S_1 和 S_2 共同组成了多级开关电容升压电路; C_6 为输出滤波电容。 S_1 和 S_2 的开关周期为 T_s ,二者互补导通, S_1 的开关信号占空比为 D , S_2 的开关信号占空比为 $1-D$,二者的驱动信号之间设置了死区时间。

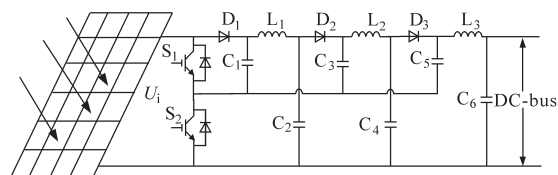


图2 高效率DC-DC变换器拓扑

Fig.2 Topology of high efficiency DC-DC converter

假设输出电容 C_6 足够大,输出电压可视为恒定值;电路中的元器件均为理想元器件。

电路稳态工作时的主要波形如图3所示。

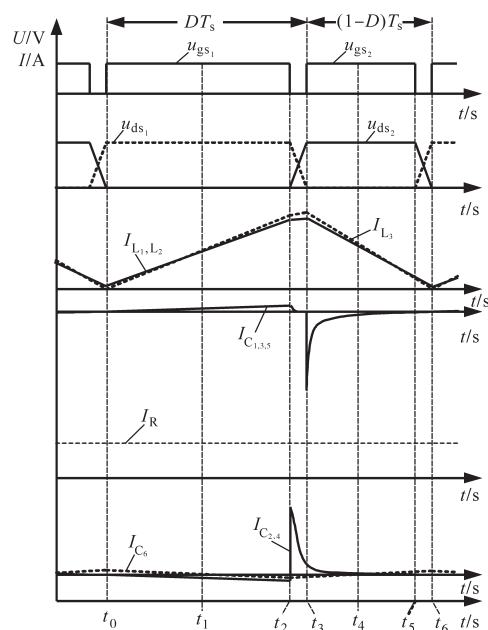


图3 电路稳态工作时的主要工作波形

Fig.3 The main running waveforms of the circuit in steady state

电路在1个开关周期内的具体工作过程分为4个阶段,各个阶段的等效电路图如图4所示。图4所示的电压和电流的方向表示其在不同工作阶段时的实际方向。

1) $t_0 \sim t_1$: t_0 时刻,开关管 S_1 打开。在 $t_0 \sim t_1$ 这段时间内,电容 C_1, C_3 和 C_5 处于放电状态;电感 L_1, L_2 和 L_3 的电流线性正向增大,由于电容 C_6 的电容量与 C_2 和 C_4 相差很大,所以 I_{L3} 与 $I_{L1, L2}$ 不一样;电容 C_2 和电容 C_4 处于充电状态,输出电容 C_6 处于放电状态。由图3可得到电感电流 I_{L3} 、输出电容电流 I_{C6} 和输出电流 I_R 的关系为

$$I_{L3} + I_{C6} = I_R \quad (1)$$

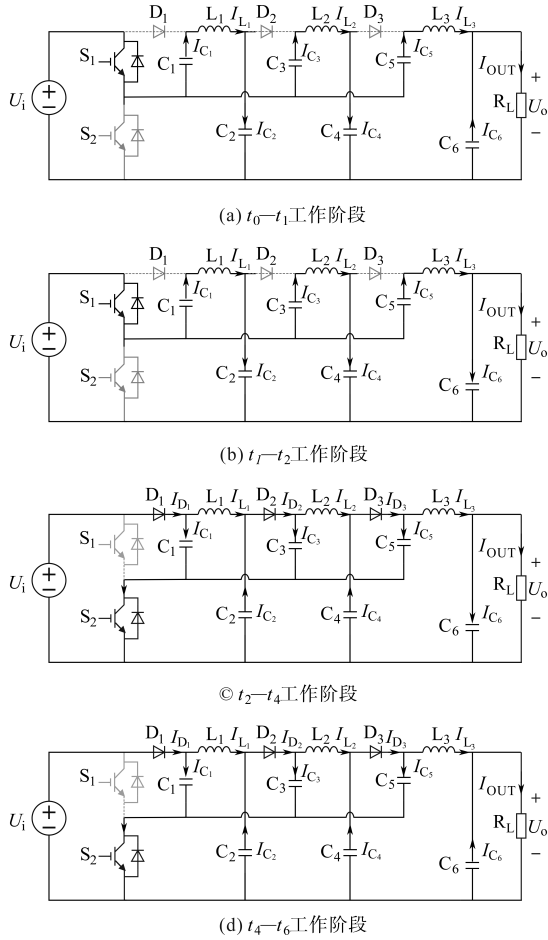


图4 各阶段等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of each stage

2) t_1-t_2 : t_1 时刻,电容 C_6 的电流 I_{C_6} 为零,电感电流 $I_{L_{1,2,3}}$ 等于输出电流 I_R 。由式(1)可知在 t_1-t_2 时间段内,电容 C_6 由放电状态转为充电状态。电路其他部分工作情况与 t_0-t_1 阶段相似。

3) t_2-t_4 : t_2 时刻,开关管 S_1 关断,二极管 D_1 , D_2 和 D_3 导通,电容 C_2 和电容 C_4 由充电状态变为放电状态,电容 C_1 , C_3 和 C_5 持续放电并且其电流 $I_{C_{1,3,5}}$ 流过开关管 S_2 的续流二极管,开关管 S_2 的漏源之间电压 u_{ds2} 被钳位到零。 t_3 时刻开关管 S_2 打开,实现ZVS开通;电容 C_1 , C_3 和 C_5 由放电状态变为充电状态;续流电感电流 $I_{L_{1,2,3}}$ 达到最大值。在 t_3-t_4 这段时间内,电感电流 $I_{L_{1,2,3}}$ 非线性减小,电容处于 C_6 充电状态。电流 I_{C_6} , I_R 和 $I_{L_{1,2,3}}$ 仍然符合式(1)。

4) t_4-t_6 : t_4 时刻,电容 C_6 的电流 I_{C_6} 为零,电感电流 $I_{L_{1,2,3}}$ 等于输出电流 I_R ,由式(1)可以知道电容 C_6 由充电状态转为放电状态。 t_5 时刻,开关管 S_2 关断。 t_6 时刻,续流电感电流 $I_{L_{1,2,3}}$ 达到最小值,电路进入下一个周期。在此段时间内,电路其他部

分工作情况与 t_2-t_4 阶段相似。

电路稳态工作时,对于电感 L_1 在1个周期内的伏秒平衡方程为

$$(U_i + U_{C_1} - U_{C_2})D + (U_i - U_{C_2})(1 - D) = 0 \quad (2)$$

忽略电压纹波,则可得:

$$U_i = U_{C_1} \quad (3)$$

把式(3)代入式(2)可得:

$$U_{C_2} = (1 + D)U_i \quad (4)$$

同理,对于电感 L_2 在1个周期内的伏秒平衡方程为

$$(U_{C_2} - U_{C_4})(1 - D) + (U_i + U_{C_3} - U_{C_4})D = 0 \quad (5)$$

忽略电压纹波,则可得:

$$U_{C_3} = U_{C_4} \quad (6)$$

把式(6)代入式(5)可得:

$$U_{C_4} = (1 + 2D)U_i \quad (7)$$

同理可以得出:

$$U_{C_5} = (1 + 3D)U_i \quad (8)$$

即可以得出:

$$U_o = (1 + 3D)U_i \quad (9)$$

由以上分析可知,本文所提出的变换器的电压增益不仅取决于电路拓扑,还取决于开关管的占空比 D 。

3 参数设计

3.1 续流电感

开关电容变换器的续流电感的取值是十分重要的,一方面要尽量选得小些以减少变换器的体积和重量,另一方面还要保证电感工作在连续状态,即要求电感的最小电流要大于零。由图3可知,续流电感电流的变化量为

$$\Delta I_{L_{1,2,3}} = \frac{1}{L_{1,2,3}} \int_0^{DT} U_{L_{1,2,3}} dt = \frac{1}{L_{1,2,3}} \int_0^{DT} D U_i dt \quad (10)$$

式中: $\Delta I_{L_{1,2,3}}$ 为续流电感电流的变化量; $U_{L_{1,2,3}}$ 为电感电压。

化简式(10)可得:

$$\Delta I_{L_{1,2,3}} = \frac{D^2 U_i}{L_{1,2,3} f_s} \quad (11)$$

式中: f_s 为开关管的开关频率。

设电感最小电流为 I_o 时,电感电流最大值:

$$I_{L_{1,2,3} \max} = 2I_o = \frac{2U_o}{R_L} \quad (12)$$

在 t_3-t_6 时间段内电感电流减少,1个周期内电流的变化量相等,因此有:

$$I_{L_{1,2,3}\min} = I_{L_{1,2,3}\max} - \Delta I_{L_{1,2,3}} = \frac{2U_o}{R_L} - \frac{D^2 U_i}{L_{1,2,3} f_s} \quad (13)$$

为保证电感工作在连续状态,所以电感最小电流 $I_{L_{1,2,3}\min}$ 大于零,即可得:

$$\frac{2U_o}{R_L} - \frac{D^2 U_i}{L_{1,2,3} f_s} \geq 0 \quad (14)$$

因此续流电感 L_1, L_2 和 L_3 需满足:

$$L_{1,2,3} \geq \frac{D^2 U_i R_L}{f_s 2U_o} \quad (15)$$

由式(13)可知,滤波电感选取得过小会使在1个周期内电感工作在不连续状态,会导致电感电流反向,产生能量环流,进而影响变换器的效率,选取得过大又不符合小型化的要求,所以滤波电感选取应在满足式(15)的前提下尽量选得小些。

3.2 电容

电容 $C_1 \sim C_5$ 的电压纹波会影响开关管和二极管的电压应力。本文要求电容的最大纹波电压不高于电容电压的10%,开关电容的电压差为

$$\Delta U_{C_i} = \frac{1}{C_i} \int_0^{DT} (I_{C_i} + \frac{U_o}{R_L}) dt \quad (16)$$

式中: ΔU_{C_i} 为电容 C_i 的电压差; I_{C_i} 为电容 C_i 的电流。如果电容 C_i 取值足够大,输出电压 U_o 的纹波可以忽略,那么可以得到:

$$\int_0^{DT} I_{C_i} dt = 0 \quad (17)$$

联立式(16)、式(17)可得:

$$\Delta U_{C_i} = \frac{DU_o}{R_L C_i f_s} \quad (18)$$

根据上述分析,可联立式(3)~式(8)和式(18)得:

$$\frac{1}{10} (1 + 2D) U_i \geq \frac{DU_o}{R_L C_5 f_s} \quad (19)$$

$$\frac{1}{10} (1 + 2D) U_i \geq \frac{DU_{C_5}}{R_L C_4 f_s} \quad (20)$$

$$\frac{1}{10} (1 + D) U_i \geq \frac{DU_{C_4}}{R_L C_3 f_s} \quad (21)$$

$$\frac{1}{10} (1 + D) U_i \geq \frac{DU_{C_3}}{R_L C_2 f_s} \quad (22)$$

$$\frac{1}{10} U_i \geq \frac{DU_{C_2}}{R_L C_1 f_s} \quad (23)$$

化简式(19)~式(23)可得:

$$C_1 \geq \frac{10D(1+D)}{R_L f_s} \quad (24)$$

$$C_2 \geq \frac{10D}{R_L f_s} \quad (25)$$

$$C_3 \geq \frac{10D(1+2D)}{R_L(1+D)f_s} \quad (26)$$

$$C_4 \geq \frac{10D}{R_L f_s} \quad (27)$$

$$C_5 \geq \frac{10D(1+3D)}{R_L(1+2D)f_s} \quad (28)$$

开关 S_2 需要工作在 ZVS 情况下,即在开关管 S_2 打开前电容 C_1, C_3 和 C_5 未完成放电过程,电容放电公式为

$$U_t = U_i \cdot \exp(-\frac{t}{RC}) \quad (29)$$

而当 $t = 5RC$ 时, $U_t \approx 0.01U_i$, 即经过 5 个 RC 后,放电过程基本结束。所以有:

$$DT_s \leq 5RC_{1,3,5} \quad (30)$$

即电容 C_1, C_3 和 C_5 的取值在满足上述条件以外,还需满足:

$$C_{1,3,5} \geq \frac{DT_s}{5R} \quad (31)$$

输出电容 C_6 要满足输出电压的纹波指标。可以得出电容 C_6 的电压纹波公式:

$$\Delta U_{C_6} = \frac{1}{C_6} \int_0^{\frac{1}{2}T_s} \frac{U_o}{R_L} dt \quad (32)$$

本文要求输出电压纹波不高过输出电压的1%,则电容 C_6 需满足以下关系即可:

$$C_6 \geq \frac{50}{R_L f_s} \quad (33)$$

4 实验分析

为了验证本文所提出的高效开关电容变换器的可行性和理论分析的正确性,设计并搭建了实验样机。实验样机的参数和主要器件的选型为:输入电压 $U_s=80$ V;输出电容 $C_6=220$ μ F;电容 $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=22$ μ F;电感 $L_{r1}=L_{r2}=L_{r3}=100$ μ H;负载电阻 $R_L=100$ Ω ;开关管 S_1, S_2 为 FGH40N60;二极管 D_1, D_2, D_3 为 DSEI30-06A;开关管 S_1 占空比 D 为 20%~70%;开关频率 70 kHz。当输入电压为 80 V,开关频率为 70 kHz,开关管 S_1 开关信号占空比 D 为 20%时,此时电路的输入电压与输入电流、输出电压和输出电流的波形图如图5、图6所示。其输入电压 U_i 稳定为 80 V,而输出电压为 118 V 左右。符合式(9)的理论计算值。

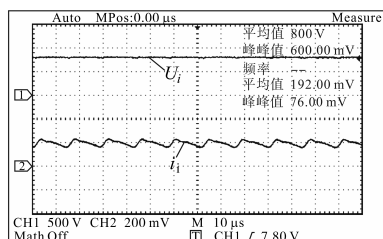


图5 输入电压和输入电流

Fig.5 Input voltage and input current waveforms

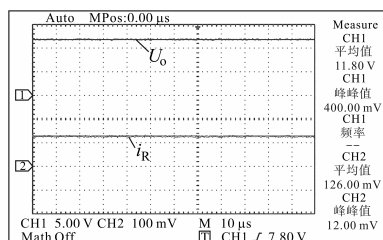


图6 输出电压和输出电流

Fig.6 Output voltage and output current waveforms

从图6中可以看出,其输出电压的纹波在输出电压的1%之内,输出电流的纹波也在其1%之内。

图7为续流电感的电流波形。

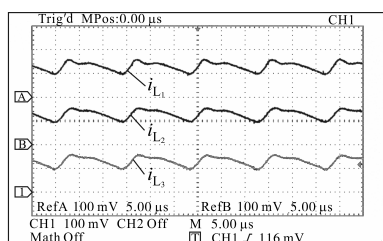


图7 续流电感的电流波形

Fig.7 Current waveforms of continuous current inductor

从图7中可以看出,电感 L_1 、 L_2 和 L_3 上的最小电流均大于零。

在输入电压80 V,占空比为20%~70%,频率为50 kHz,负载为50 Ω 、100 Ω 与150 Ω 的情况得出频率曲线图如图8所示。

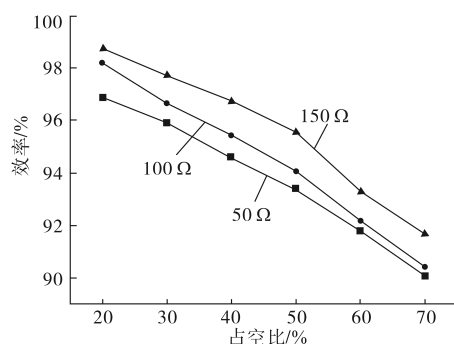


图8 不同占空比时变换器的效率曲线图

Fig.8 Efficiency curves of converter with different duty ratio

在输入电压60 V、80 V和100 V时,占空比为20%,频率为20~90 kHz,负载为100 Ω 的情况得

出频率曲线图如图9所示。

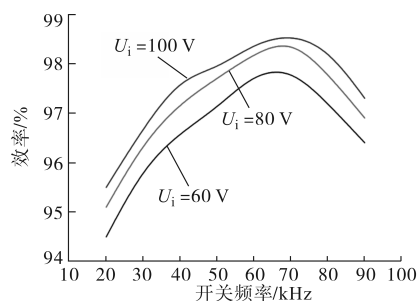


图9 不同开关频率时变换器的效率曲线图

Fig.9 Efficiency curves of converter at different switching frequencies

由图8~图9可以知道,效率随着输入电压的增大而增大并且开关频率在70 kHz左右时,效率最高,变换器的效率峰值为98.31%。

5 结论

针对光储充直流微电网的新能源电力变换器,本文提出了一种高效率DC-DC变换器,详细分析了其基本工作原理与电压增益、参数设计和实验分析验证,可得出以下结论:该拓扑工作效率高,其峰值为98.31%,且具有PWM电压调节功能,在光储充直流微电网系统中有很好的前景。

参考文献

- [1] 陈章勇,许建平,吴建雪,等.基于LC吸收电路的耦合电感倍压单元高压增益Boost变换器[J].电工技术学报,2016,31(2):78-85,101.
- [2] Hu X F, Gong C Y. A High Voltage Gain DC-DC Converter Integrating Coupled-inductor and Diode-capacitor Techniques [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 789-800
- [3] 周翔,许建平,陈章勇.高压增益软开关DC-DC变换器[J].电工技术学报,2016,31(14):156-164.
- [4] Lee J H, Liang T J, Chen J F. Isolated Coupled-inductor-integrated DC-DC Converter with Nondissipative Snubber for Solar Energy Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3337-3348.
- [5] 侯世英,陈剑飞,孙韬,等.基于开关电容网络的DC-DC变换器[J].电工技术学报,2014,29(10):90-97.
- [6] 陈剑飞,侯世英,孙韬,等.基于开关电容网络组的双输入升压变换器[J].电工技术学报,2015,30(15):118-126.
- [7] 雷浩东,郝瑞祥,游小杰,等.基于开关电容的软开关高压增益DC-DC变换器[J].电工技术学报,2018,33(12):2821-2830.
- [8] 陈磊,潘庭龙.基于开关电容网络的高增益升压变换器[J].电子设计工程,2016,24(17):173-177.

(下转第71页)

参考文献

- [1] 吴杰,丁明.采用自适应小波包分解的混合储能平抑风电波动控制策略[J].电力系统自动化,2017,41(3):7-12.
- [2] 罗智文,张新燕,李永东.一种混合储能微电网并网控制技术[J].可再生能源,2017,35(1):50-55.
- [3] 高巧云,崔学深,张健,等.超级电容蓄电池混合储能直流系统工作特性研究[J].现代电力,2013,30(6):27-31.
- [4] 周福举,张宸宇,郑建勇,等.平抑间歇性电源功率波动的混合储能控制研究[J].电工电气,2014,10(10):11-14,27.
- [5] 杨锡运,曹超,任杰,等.利用储能系统平滑光伏波动的模糊聚类经验模态分解方法[J].高电压技术,2016,42(7):2127-2133.
- [6] 韩龙,谢子殿,王丽.滚动轴承声发射信号降噪的CEEM-DAN算法[J].黑龙江科技大学学报,2017,27(3):303-306.
- [7] 袁铁江,陈洁,刘沛汉,等.储能系统改善大规模风电场出力波动的策略[J].电力系统保护与控制,2014,42(4):47-53.
- [8] 郭云鹏,王小蕾,文福拴,等.用于平抑风电功率波动的电池储能系统控制策略[J].电力建设,2018,39(6):125-130.
- [9] 娄素华,吴耀武,崔艳昭,等.电池储能平抑短期风电功率波动运行策略[J].电力系统自动化,2014,38(2):17-22.
- [10] 戚永志,刘玉田.风光储联合系统输出功率滚动优化与实时控制[J].电工技术学报,2014,29(8):265-273.
- [11] 章竹耀,肖欣,郭晓丽,等.基于储能电池的光伏功率波动平抑策略[J].电力建设,2016,37(8):90-95.
- [12] Hasaranga W V H, Hemarathne R D T M, Mahawithana M D C P K, *et al.* A Fuzzy Logic Based Battery SOC Level Control Strategy for Smart Micro Grid[C]// International Conference on Advances in Electrical. Chennai, India: IEEE, 2017: 215-221.
- 收稿日期:2018-09-21
修改稿日期:2018-12-16
- *****
- (上接第46页)
- [9] 王挺,汤雨,何耀华,等.多单元开关电感/开关电容有源网络变换器[J].中国电机工程学报,2014,34(6):832-838.
- [10] 马圣全,潘庭龙,纪志成.新型开关电容双向DC-DC变换器设计[J].电气传动,2015,45(1):30-36.
- [11] Turhan M, Hendrix M A M, Duarte J L. Step-down Switched-capacitor Quasi-resonant PWM Converter with Continuous Conversion Ratio[C]//2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). IEEE, 2015: 1-9.
- [12] Hu Y, Ioinovici A. High Step-up, High Power Density Boost Converter Integrated with Switched Capacitor-diode Cell[C]// 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), IEEE, 2015: 2255-2260.
- [13] Pradhan R, Subudhi B. Double Integral Sliding Mode MPPT Control of a Photovoltaic System[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(1): 285-292.
- [14] Kolluru V R, Sahu G, Mahapatra K, *et al.* Design and Simulation of a Modified Sliding Mode Controller Evaluated with a Conventional P&O MPPT Controller for Solar Applications [C]//2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES), IEEE, 2015: 1-5.
- [15] Montoya D G, Ramos-Paja C A, Giral R. Improved Design of Sliding-mode Controllers Based on the Requirements of MPPT Techniques[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 235-247.
- [16] Wu B, Li S, Smedley K M, *et al.* Analysis of High-power Switched-capacitor Converter Regulation Based on Charge-balance Transient-calculation Method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3482-3494.
- [17] Gunasekaran D, Qin L, Karki U, *et al.* A Variable (n/m) X Switched Capacitor DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6219-6235.
- [18] Wu B, Li S, Liu Y, *et al.* A New Hybrid Boosting Converter for Renewable Energy Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1203-1215.
- 收稿日期:2018-07-06
修改稿日期:2018-10-11