

DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.201807033



LCL 型并网逆变器的自适应 开关频率控制

潘 健, 李 坤, 廖 冬 初

(湖北工业大学 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

摘要: 针对光伏系统工作在低功率状态下 LCL 滤波器的滤波效果变差的问题,提出一种根据逆变器瞬时输出功率改变开关频率的控制策略.首先,分析 LCL 滤波器各参数的设计方法,采用单级光伏并网逆变结构,在基于电网电压定向的矢量控制(VOC)的基础上建立频率控制环,以确定当前功率状态下开关管的最佳开关频率.其次,分析频率环中功率鉴定器、频率鉴定器和频率滞环比较器的设计方法.最后,通过实验对比传统固定开关频率控制和自适应开关频率控制的并网电流波形.实验结果表明:该自适应开关频率控制方法能降低并网电流畸变率,有效改善并网电能质量,控制策略具有可行性和有效性.

关键词: 光伏并网; 逆变器; 开关频率; LCL 滤波器; 频率环; 电能质量

中图分类号: TM 464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-5013(2019)02-0226-06

Adaptive Switching Frequency Control of LCL Grid-Connected Inverter

PAN Jian, LI Kun, LIAO Dongchu

(Hubei Key Laboratory for High-Efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of
Energy Storage System, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: Aiming at the problem that the filtering effect of LCL filter becomes worse when the photovoltaic system works at low power, this paper presents a control strategy to change the switching frequency according to the instantaneous output power of the inverter. Firstly, by analyzing the design method of each parameter of LCL filter, a single-stage photovoltaic grid-connected inverter structure is used to establish the frequency control loop based on grid voltage oriented vector control (VOC) to determine the optimal switching frequency under the current power state. Secondly, the design methods of power detector, frequency detector and frequency hysteresis comparator are analyzed in detail. Finally, the grid-connected current waveforms of traditional fixed-switching frequency control and adaptive switching frequency control are compared by experiments. The experimental results show that the adaptive switching frequency control method can reduce the grid-connected current distortion rate and effectively improve the grid-connected power quality. The control strategy is feasible and effective.

Keywords: photovoltaic grid connection; inverter; switching frequency; LCL filter; frequency loop; power quality

基于 LCL 滤波的光伏并网逆变器的滤波器参数是根据并网逆变器额定功率设计的^[1-3],然而,由于

光伏组件的发电功率与太阳辐射强度密切相关,太阳辐射强度随着时间和季节不断变化,所以逆变器不会一直工作在额定功率^[4].当光伏组件的输出功率逐渐降低时,按额定输出功率设计的 LCL 滤波电路的滤波性能随着输出电流降低而降低^[5],以至于输出电流谐波增加.谐波电流注入电网使电网的电压和电流畸变^[6],而电网电压的谐波又增大本地并网电流的谐波^[7-8].所以,必须对并网电流谐波加以限制,提高并网电能质量.目前,针对并网电能质量问题,Lai 等^[9]将并网电流和电网电压经过滑动平均滤波器分离出谐波成分,对谐波进行预测补偿,但是这种方法存在计算延时,以至于不能和电网电压完全同步.Judexicz 等^[10]采用预测电流控制法,理论上可以有效减小并网电流谐波,但是该控制方法中影响系统带宽和鲁棒性的控制参数 λ 很难确定,以至于无法达到较好的效果.为降低功率器件的开关损耗,逆变器一般按额定功率选择较低开关频率^[11].逆变器工作在较低功率时,功率器件的开关损耗已不再是限制因素.因此,随输出功率降低,按一定约束提高功率器件的开关频率有利于降低并网电流谐波含量,提高并网电能质量.本文提出一种根据逆变器瞬时输出功率改变开关频率的控制策略.

1 逆变器模型及滤波器的设计

1.1 LCL 型逆变器结构

三相 LCL 型并网逆变器拓扑结构,如图 1 所示.图 1 中: V_{in} 为直流母线电压;PV 为光伏阵列; C 为直流母线电容; $S_1 \sim S_6$ 为开关管; L 为网侧电感; i 为电流;EMI 为电磁干扰; a, b, c 为三相交流电.由图 1 可知:PV 产生的直流电经过 C_1 滤波后,由开关管 $S_1 \sim S_6$ 进行调制,得到逆变后的调制方波,经 LCL 滤波得到和电网电压同频同相的正弦波^[12],最后,经变压器并入电网.

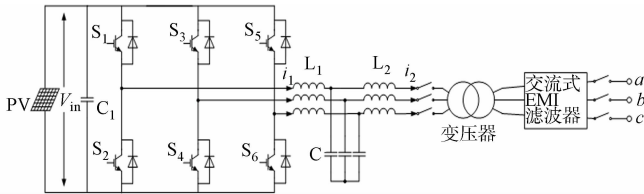


图 1 三相 LCL 型逆变器电路结构

Fig. 1 Three-phase LCL type inverter circuit structure

1.2 三相 LCL 滤波器的设计

1.2.1 LCL 滤波电容的设计 LCL 滤波电容越大,滤波器引入的无功功率就越大,流过电感 L_1 和开关管的电流也越大,因此,开关管导通损耗也会增加.定义电容 C 在整个逆变器中引入的无功功率与输出额定有功功率之比为 λ_c ,通常规定其值小于等于 5%^[13],则滤波电容 C 的最大值为

$$C = \frac{\lambda_c P_{one}}{\omega_0 V_g^2}. \quad (1)$$

式(1)中: P_{one} 为三相 LCL 型逆变器一相的功率; ω_0 为电网角频率; V_g 为电网相电压有效值.

1.2.2 逆变侧电感 L_1 的设计 流过电感 L_1 的电流也就是流过开关管的电流(图 1),当电感 L_1 的电流纹波过大,电感损耗就变大,也会增加开关管的电流应力,导致开关管的导通损耗和开关损耗的增加.定义电感 L_1 的纹波系数为 λ_{L_1} .在电网频率 50 Hz 的情况下,滤波电感 L_1 的最小值^[1]为

$$L_{1_min} = \frac{\sqrt{3} M_r V_{in} V_g}{4 \lambda_{L_1} P f_{sw}}. \quad (2)$$

式(2)中: V_{in} 为直流母线电压; M_r 为调制比, $M_r = 2\sqrt{2} V_g / V_{in}$; P 为逆变器的总功率; f_{sw} 为开关管的载波频率.

1.2.3 网侧电感 L_2 的设计 网侧电感 L_2 的主要目的是消除逆变器所产生的高次谐波,因此,可通过仿真模型找出逆变器输出电流的主要高次谐波,然后,选取电感 L_2 的大小,其最小值的计算公式^[1]为

$$L_{2_min} = \frac{1}{L_1 C \omega_h^2 - 1} (L_1 + \frac{|V_{aN}(j\omega_h)|}{\omega_h \lambda_h I_2}). \quad (3)$$

式(3)中: ω_h 为主要谐波频率; $|V_{aN}(j\omega_h)|$ 为主要谐波有效值; λ_h 为主要谐波占额定并网电流的比例; I_2

为额定并网电流有效值。

1.3 LCL 滤波器频率分析

当 LCL 滤波器的参数设计完成后,它的谐振频率 $f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}$ 也就确定了。通常情况下,谐振频率大于电网频率的 10 倍,小于开关频率 f_{sw} 的一半。LCL 滤波器的伯德图,如图 2 所示。图 2 中: A 为放大倍数。由图 2 可知:在谐振频率右侧,LCL 滤波器对高频信号有更强的抑制能力,所以开关频率 f_{sw} 越高,LCL 滤波器对其衰减倍数越大,增大开关频率有助于增强 LCL 滤波器的滤波效果。

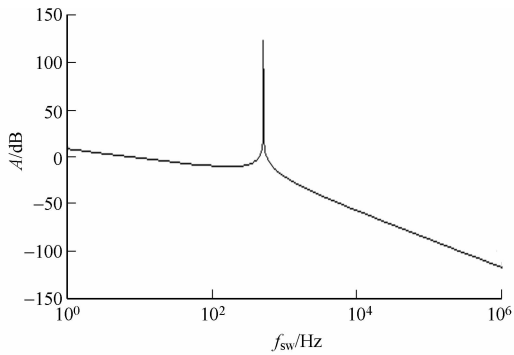


图 2 三相 LCL 滤波器伯德图

Fig. 2 Three-phase LCL filter Bode diagram

2 LCL 型并网逆变器的自适应开关频率控制

2.1 LCL 型并网逆变器的控制策略

在 LCL 滤波器的设计中,电感 L_1 通常较电感 L_2 大^[1],因此,电感 L_1 成为滤波器体积和经济的主要限制因素。 L_1 的最小值与逆变器的额定功率和开关管的载波频率成反比(式(2)),LCL 滤波器的参数根据逆变器的额定功率设计,然而,光伏逆变器在一整天中并不总是工作在额定功率下,特别是在早晨和傍晚。由于输出功率低,LCL 滤波器的滤波效果变差,为此提出一种可变开关管载波频率的控制策略,如图 3 所示。图 3 中:PWM 为脉冲宽度调制;PI 为调节器; a, b, c 指三相电的 a, b, c 相; $e_{a,b,c} = [e_a, e_b, e_c]$ 为电网相电压; $i_{a,b,c} = [i_a, i_b, i_c]$ 为并网相电流; α, β, d, q 为坐标轴; i_q^* 为无功电流的给定值; I_d^* 为有功电流给定值; V_{dc}^* 为母线电压的给定值; V_{dc} 为母线电压实际值; u^* 为电压给定值; θ_c 为电网电压相位; ω_0 为电网角频率; L 为电感 L_1 和 L_2 的和; f_{fre}^* 为当前开关管的开关频率; f_{fre} 为通过频率鉴定器鉴定后的开关频率; P_{fre} 为当前逆变器的输出功率。

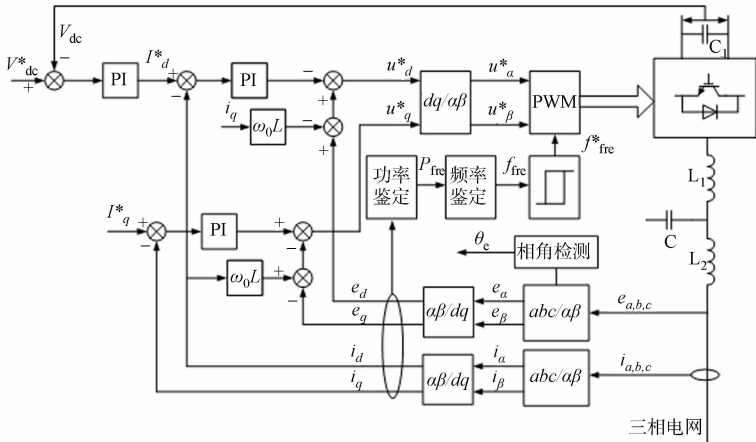


图 3 三相 LCL 型逆变器控制策略

Fig. 3 Three-phase LCL inverter control strategy

该策略在电网电压定向矢量控制(VOC)^[14-15]的基础上,增加了一个频率环。在 3 个控制环中,电流环最快,电压环其次,频率环最慢。电流环主要包括 Clark 变换、Park 变换和前馈解耦,目的是为了快速跟踪电网电压,保证并网电能质量;电压环的输出作为电流环中有功电流的参考给定值,目的是稳定直流母线电压;频率环主要包括功率鉴定器、频率鉴定器和频率滞环比较器 3 个部分,功率鉴定器的作用是获得当前逆变器的输出功率,频率鉴定器的作用是根据当前功率确定开关管的最佳载波频率,频率滞环比较器主要是防止因传感器测量误差引起的频率抖动。

2.2 频率环设计

2.2.1 功率鉴定器 功率鉴定器的目的是为了计算并网逆变器当前并入电网的复功率,三相 LCL 型

并网逆变器的瞬时有功功率 $P_d (P_d = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q))$, 无功功率 $P_q (P_q = \frac{3}{2}(e_d i_q - e_q i_d))$. 由瞬时有功功率理论, 该三相 LCL 型并网逆变器并入电网的复功率 P_s 为

$$P_s = P_d + jP_q = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) + j \frac{3}{2}(e_d i_q - e_q i_d). \quad (4)$$

由于采用的是基于电网电压定向的矢量控制方法, 所以 $e_q = 0$, 瞬时有功功率、无功功率分别简化为 $P_d = \frac{3}{2}e_d i_d, P_q = \frac{3}{2}e_d i_q$, 有

$$P_s = \frac{3}{2}e_d i_d + j \frac{3}{2}e_d i_q. \quad (5)$$

2.2.2 频率鉴定器 在光伏逆变器功率变化的情况下, 为了保证滤波器的滤波性能, 当前功率 P 和当前频率 f_{sw} 的乘积 Pf_{sw} 应为一恒定值(式(2)). 设光伏并网逆变器的额定功率为 P_R , 额定功率下的开关管频率为 f_R , 则 $Pf_{sw} = P_R f_R$, 由式(5)可以得出视在功率 $|P_s|$, 即

$$|P_s| = \frac{3}{2} \sqrt{e_d^2 i_d^2 + e_d^2 i_q^2}. \quad (6)$$

则可得

$$f_{sw} = \frac{2P_R f_R}{3 \sqrt{e_d^2 i_d^2 + e_d^2 i_q^2}}. \quad (7)$$

开关管的开关损耗也和其开关频率有关, 开关管的开关损耗计算公式^[16]为

$$P_{\text{switch-on}} = \frac{1}{2}V_{DS}I_D t_r f_{sw}, \quad P_{\text{switch-off}} = \frac{1}{2}V_{DS}I_D t_f f_{sw}. \quad (8)$$

式(8)中: $P_{\text{switch-on}}$ 为开关管的开通损耗; $P_{\text{switch-off}}$ 为开关管的关断损耗; V_{DS} 为开关管完全关断时所承受的电压; I_D 为开关管导通时所流过的电流; t_r 为电流上升时间与电压下降时间的和; t_f 为电流下降时间与电压上升时间的和. 由式(8)可知: 开关管的开关损耗和其开关频率成正比. 当系统功率降低时, 开关管的开关频率增加, 尽管此时流过开关管的电流在减小, 但系统的效率随着开关频率的增加而减小(式(7)), 其表达式为

$$\eta = \frac{P_{\text{switch-on}} + P_{\text{switch-off}} + P_{\text{on}}}{P} = \frac{V_{DS}I_D(t_r + t_f)}{2P}f_{sw} + \frac{P_{\text{on}}}{P}. \quad (9)$$

式(9)中: P_{on} 为开关管的导通损耗. 为了保证系统效率, 开关频率必须有一个上限值.

2.2.3 频率滞环比较器 为防止因传感器采样误差引起的频率抖动, 需要一个频率滞环比较器, 如图 4 所示. 图 4 中: ΔH 为频率滞环一半宽度; K 为频率选择开关, 当 $K=1$ 时, 选择 f_{re} , 当 $K=0$ 时, 则选择 f_{re}^* . 当 $f_{re}^* - f_{re} > \Delta H$ 时, $K=1$; 当 $-\Delta H < f_{re}^* - f_{re} < \Delta H$ 且 $\frac{d(f_{re}^* - f_{re})}{dt} < 0$ 时, $K=1$; 当 $f_{re}^* - f_{re} < -\Delta H$ 时, $K=0$; 当 $-\Delta H < f_{re}^* - f_{re} < \Delta H$ 且 $\frac{d(f_{re}^* - f_{re})}{dt} > 0$ 时, $K=0$. 频率滞环比较器的输出反映的是实际开关频率偏离计算开关频率的开关状态量.

3 实验验证与分析

为了验证上述分析的正确性, 在实验室搭建实验平台, 如图 5 所示. 利用 LCL 滤波器参数设计方法, 设计额定功率 5 kW 时的参数如下: 额定功率 P_R 为 5 kW; 并网电压 V_g 为 220 V; 电网频率 f_0 为 50 Hz; 直流母线

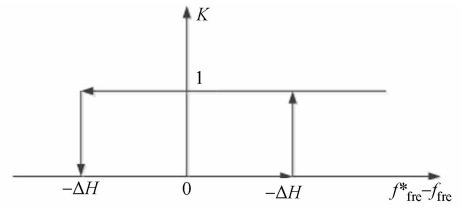


图 4 频率滞环比较器

Fig. 4 Frequency hysteresis comparator

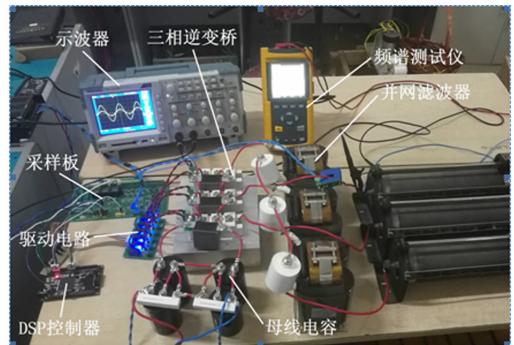
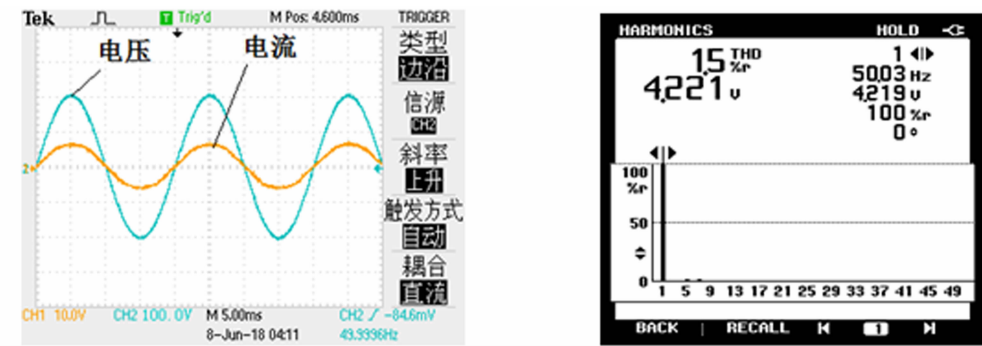


图 5 逆变器实验平台

Fig. 5 Inverter experimental platform

电压 V_{in} 为 650 V; 逆变侧电感 L_1 为 2.25 mH; 滤波电容 C 为 $10\text{ }\mu\text{F}$; 网侧电感 L_2 为 0.45 mH; 初始开关频率 f_R 为 10 kHz. 在三相 LCL 型并网逆变器在 500 W 输出功率下, 开关管频率为 10 kHz 时的测试数据, 并网电流与电网电压波形, 如图 6(a) 所示. 并网电流的频谱测试数据, 此时的并网电流畸变率 (THD) 为 1.5%, 如图 6(b) 所示.

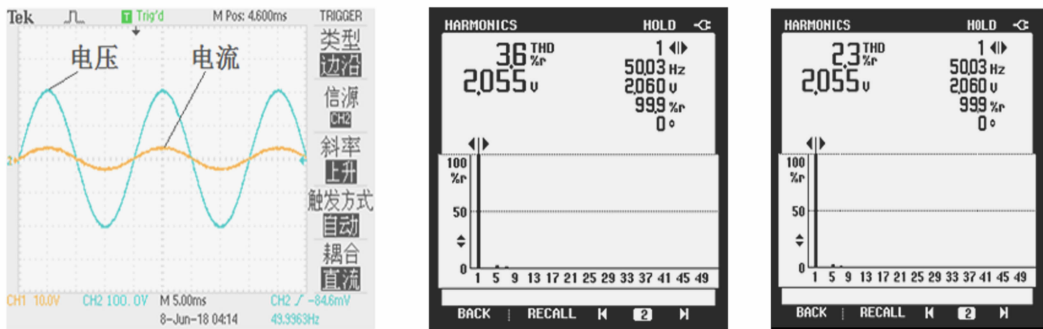
逆变器输出功率降为 250 W 时, 固定开关频率控制下并网电流与电网电压测试波形, 如图 7(a) 所示. 传统固定开关频率控制下的并网电流 THD, 如图 7(b) 所示. 采用自适应开关频率控制下的并网电流 THD, 如图 7(c) 所示.



(a) 并网电流与电网电压波形 (b) 并网电流 THD

图 6 输出功率为 500 W 的逆变器波形图

Fig. 6 Inverter waveform with output power of 500 W



(a) 并网电流与电网电压 (b) 固定开关频率控制 (c) 自适应开关频率控制

图 7 输出功率为 250 W 的逆变器波形图

Fig. 7 Inverter waveform with output power of 250 W

由图 7(b) 可知: 由于输出功率降低, 滤波器的滤波性能变差, 导致并网电流 THD 从 1.5% 上升至 3.6%. 由图 7(c) 可知: 为利用频率控制环改变开关管的开关频率后, 使并网电流的 THD 从固定频率控制的 3.6% 降为 2.3%, 虽然相比 500 W 输出功率下的 1.5% 仍有增加, 但相比同功率下的传统固定开关频率控制有很大改善, 有效验证了该自适应开关频率控制的有效性.

固定开关频率控制方法和自适应开关频率控制方法在非额定功率状态下的并网电流 THD 变化情况, 如图 8 所示. 由图 8 可知: 随着系统瞬时功率的降低, 在固定频率控制方法下的并网电流 THD 上升迅速, 而在自适应开关频率控制策略下的并网电流 THD 虽然仍在上升, 但是上升较为缓慢.

4 结束语

结合并网逆变器 LCL 滤波器的设计方法及电流内环电压外

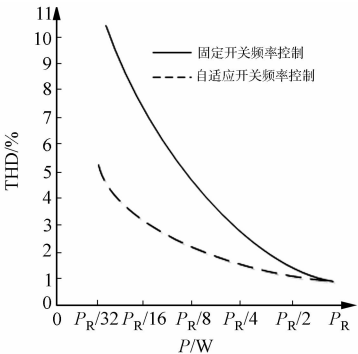


图 8 固定开关频率控制和自适应开关频率控制在非额定功率下的 THD

Fig. 8 Fixed switching frequency control and adaptive switching frequency control for THD at non-rated power

环的控制策略,增设带功率鉴定器、频率鉴定器和频率滞环比较器的频率控制环,对自适应开关频率控制的频率环做了详细推导,从理论上证明了自适应开关频率控制策略的可行性与有效性.实验给出了固定频率控制和自适应开关频率控制实验数据对比,验证了逆变器在低功率状态下该自适应开关频率控制方法能降低并网电流 THD,有效改善并网电能质量.

参考文献:

- [1] RUAN Xinbo, WANG Xuehua, PAN Donghua, *et al.* Control techniques for LCL-type grid-connected inverters[M]. Singapore: Springer Nature Singapore Pte Ltd and Science Press, 2018.
- [2] 黄亚峰, 李龙, 严干贵, 等. 大容量光伏逆变器 LCL 滤波器参数优化设计[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(21): 104-109. DOI:10.7667/j.issn.1674-3415.2013.21.017.
- [3] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器 LCL 滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 110-116. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.2010.03.017.
- [4] 赵熙临, 明航, 吴陇陇, 等. 非线性准 PR 双模逆变器的设计[J]. 华侨大学学报(自然科学版), 2018, 39(1): 81-85. DOI:10.11830/ISSN.1000-5013.201612017.
- [5] 许津铭, 季林, 葛小伟, 等. 计及逆变器侧电流反馈影响的 LCL 滤波器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4656-4664. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.151579.
- [6] 阳同光, 桂卫华. 电网不平衡情况下并网逆变器控制策略综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 241-246. DOI:10.3969/j.issn.1000-6753.2015.14.033.
- [7] 全宇, 年珩. 不平衡及谐波电网下并网逆变器的谐振滑模控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1345-1352. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.2014.09.004.
- [8] 刘伟增, 周洪伟, 张磊, 等. 电网不平衡条件下光伏并网控制策略研究[J]. 太阳能学报, 2013, 34(4): 647-652. DOI:10.3969/j.issn.0254-0096.2013.04.017.
- [9] LAI N B, KIM K H. An improved current control strategy for a grid-connected inverter under distorted grid conditions[J]. Energies, 2016, 9(3): 190. DOI:org/10.3390/en9030190.
- [10] JUDEWICZ M G, GONZALEZ S A, ECHEVERRIA N I, *et al.* Generalized predictive current control (GPCC) for grid-tie three phase inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4475-4484. DOI:10.1109/TIE.2015.2508934.
- [11] 皇金锋. DC-DC 开关变换器开关工作频率设计[J]. 电源技术, 2011, 35(5): 574-577. DOI:10.3969/j.issn.1002-087X.2011.05.028.
- [12] 洪雪梅, 金福江, 李扬森, 等. 三相正弦波逆变器容错控制[J]. 华侨大学学报(自然科学版), 2016, 37(4): 497-502. DOI:10.11830/ISSN.1000-5013.201604021.
- [13] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier [J]. IEEE Transactions on industry applications, 2005, 41(5): 1281-1291. DOI:10.1109/TIA.2005.853373.
- [14] 王赞, 肖岚, 姚志垒, 等. 并网独立双模式控制高性能逆变器设计与实现[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 54-59. DOI:10.3321/j.issn:0258-8013.2007.01.010.
- [15] 过亮, 许爱国, 谢少军. 间接电流控制独立/并网双模式逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(4): 36-38. DOI:10.3969/j.issn.1000-100X.2008.04.014.
- [16] 王博宇. 混沌 SPWM 控制 AC-DC 变换器 IGBT 的损耗计算方法及温升研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.

(责任编辑: 陈志贤 英文审校: 吴逢铁)