

DOI :10.3876/j.issn.1000-1980.2010.02.022

主动频率漂移法孤岛效应检测分析与优化

相海涛¹,戴卫力²,蒋海江³,严仰光¹

(1.南京航空航天大学航空电源航空科技重点实验室,江苏 南京 210016;
2.河海大学(常州校区)常州市输配电及节电技术重点实验室,江苏 常州 213022;
3.上海航锐电源科技有限公司,上海 201101)

摘要:采用间歇性扰动和加大频率扰动周期的方法提高并网逆变器主动频率偏移法孤岛效应检测的性能,减小其检测盲区.在间歇性扰动方法中,插入不施加扰动的时段,孤岛效应情况下该时段内系统工作频率为负载的谐振频率,根据谐振频率来确定扰动的方向,可获得相应扰动幅度下最小的检测盲区.加大频率扰动周期的方法可以相对较小的频率扰动幅度,在保证电流波形质量基础上进一步提高孤岛效应检测的性能.

关键词:谐振频率;孤岛效应检测;主动频率偏移;检测盲区

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **文章编号:**1000-1980(2010)02-0231-05

孤岛效应保护是分布式并网发电系统必须具备的保护功能^[1-2].主动频率偏移法是通过输出电流频率施加扰动进行孤岛效应检测的^[3-4],特定负载下孤岛效应检测失效的原因是由于负载阻抗角决定的负载电压和电流间的相位差抵消了频率扰动造成的相位偏差,无法使频率持续偏移^[5-6].主动频率偏移法检测盲区的大小是由频率扰动幅度和扰动施加的方向决定的.为获得最小的检测盲区,本文采用间歇性频率扰动方法,以孤岛效应下不施加扰动的时段内系统的工作频率为负载的谐振频率.根据负载谐振频率决定扰动方向可以缩小孤岛效应检测的盲区,另外,加大频率扰动的幅度也可减小检测盲区,但这是以牺牲并网电流的波形质量为代价的^[4].为进一步提高孤岛效应检测的性能,本文采用加大频率扰动周期的方法,用相对较小的频率扰动幅度,在保证电流波形质量的基础上提高主动频率偏移法孤岛效应检测的效果.

1 并网逆变器孤岛效应下工作模式

并网逆变器的抗孤岛效应保护功能一般采用电阻 R 、电感 L 和电容 C 并联谐振负载考核^[7-8],负载品质因数 $Q_f = R(C/L)^{1/2}$,谐振频率 $f_r = 1/(2\pi(LC)^{1/2})$,系统工作频率为 f 时负载阻抗角^[6] φ_{load} 为

$$\varphi_{load} = \tan^{-1}\left(Q_f\left(\frac{f_r}{f} - \frac{f}{f_r}\right)\right) \tag{1}$$

图 1 为本文试验样机的电路结构图和控制框图. K_1 为并网开关, K_2 为电网供电开关, RLC 代表本地负载. V_d 为直流母线电压, v_a 为逆变器输出电压, v_g 为电网电压. AFD(主动频率扰动, active frequency drift)代表

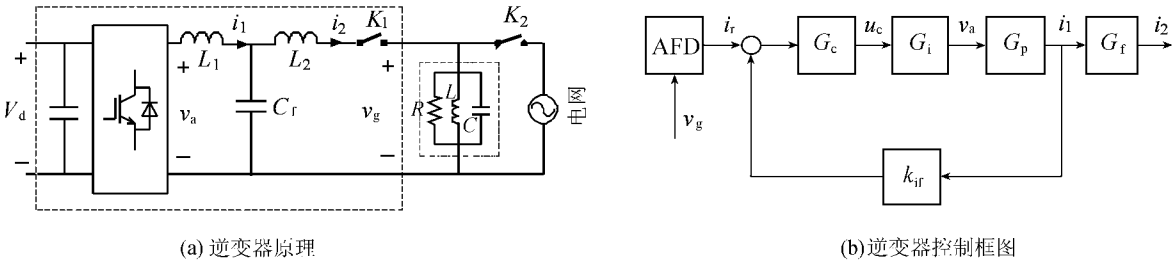


图 1 逆变器原理及控制框图

Fig. 1 Schematic diagram and control block of grid-connected inverter

频率扰动方法,它根据 v_g 的频率和相位信息得到电流给定信号 i_r . 逆变器采用电流控制模式,对电感电流 i_1 闭环控制,使其跟踪电流给定信号 i_r . k_{if} 为电流反馈系数. L_1, C_f, L_2 为输出滤波网络, i_2 为并网电流.

当电网供电开关 K_2 断开后,逆变器应能检测到电网的异常状态,在规定时间内断开开关 K_1 ,停止给本地负载供电,实现孤岛效应保护.

电流给定信号 i_r 与反馈信号的差经电流控制器 G_c 放大得到控制信号 u_c ,则 G_c 可表示为

$$G_c = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2)$$

式中: k_p ——比例系数; k_i ——积分系数. 由控制信号 u_c 至逆变器输出电压 v_a 可简化为一放大环节^[9],其放大倍数为

$$G_i = v_a(s)/u_c(s) = V_d$$

孤岛效应情况下逆变器输出电压 v_a 至电感电流 i_1 的传递函数 G_p 可表示为

$$G_p = \frac{i_1(s)}{v_a(s)} = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} a_4 &= L_2 LRCC_f & a_3 &= L_2 LC_f & a_2 &= R[(L_2 + L)C_f + CL] & a_1 &= L & a_0 &= R \\ b_5 &= L_1 L_2 LRCC_f & b_4 &= L_1 L_2 LC_f & b_3 &= L_2 LCR + L_1 R[(L_2 + L)C_f + CL] \\ b_2 &= L(L_1 + L_2) & b_1 &= R(L_1 + L_2 + L) \end{aligned}$$

由逆变电流 i_1 至并网电流 i_2 的传递函数 G_f 可表示为

$$G_f = \frac{i_2(s)}{i_1(s)} = \frac{c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (4)$$

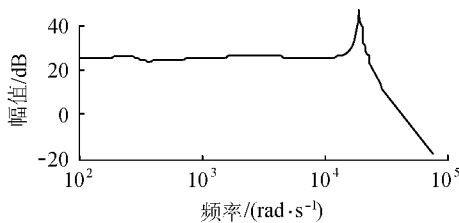
其中

$$\begin{aligned} c_2 &= RCL & c_1 &= L & c_0 &= R & d_4 &= L_2 LRCC_f \\ d_3 &= L_2 LC_f & d_2 &= R[(L_2 + L)C_f + CL] & d_1 &= L & d_0 &= R \end{aligned}$$

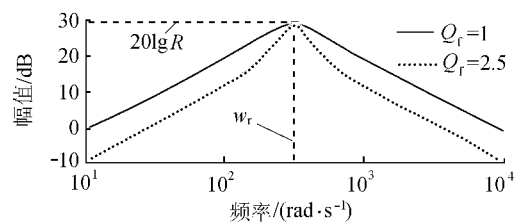
由图 1(b)可得到孤岛情况下由电流给定信号 i_r 至输出电流 i_2 的传递函数 G 为

$$G = \frac{i_2(s)}{i_r(s)} = \frac{V_d G_c G_p G_f}{1 + k_{if} V_d G_c G_p} \quad (5)$$

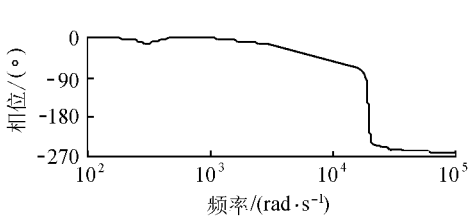
输出滤波参数分别为: $L_1 = 4.2 \text{ mH}$, $L_2 = 0.3 \text{ mH}$, $C_f = 9.4 \text{ } \mu\text{F}$. 控制器 G_c 参数: $k_p = 2$, $k_i = 2250$. 电流反馈系数 $k_{if} = 0.054$. 直流母线电压 $V_d = 380 \text{ V}$. 图 2(a), (c)所示为传递函数 G 在 $R = 26.45 \text{ } \Omega$, $L = 33.7 \text{ mH}$, $C = 300.9 \text{ } \mu\text{F}$ 负载下的频率特性曲线. 频率扰动下,电流给定 i_r 为零点存在畸变的正弦波形,它主要包含基波和低频谐波成分^[4]. 由 G 的频率特性可知系统具有合适的带宽,低频段跟踪误差很小,输出电流 i_2 可以很好跟踪给定信号 i_r . 孤岛效应运行情况下,输出端电压 v_g 由输出电流 i_2 和 RLC 负载阻抗特性决定:



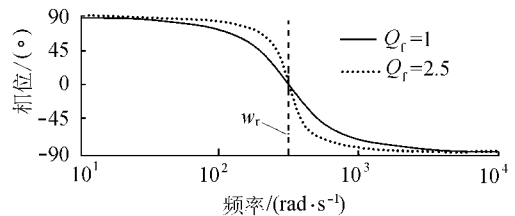
(a) G 幅频特性曲线



(b) G_z 幅频特性曲线



(c) G 相频特性曲线



(d) G_z 相频特性曲线

图2 传递函数 G 和 G_z 频率特性曲线

Fig. 2 Frequency response of transfer function G and G_z

$$G_z = \frac{v_g(s)}{i_\gamma(s)} = \frac{sRL}{s^2RLC + sL + R} \quad (6)$$

图 2(b), (d) 所示为 $R = 26.45 \Omega$, $L = 84.2 \text{ mH}$, $C = 120.3 \mu\text{F}$ 和 $R = 26.45 \Omega$, $L = 33.7 \text{ mH}$, $C = 300.9 \mu\text{F}$ 负载下传递函数 G_z 的频率特性曲线, 2 种情况下负载品质因数分别为 1 和 2.5, 谐振频率为 50 Hz, 在 230 V, 50 Hz 下负载有功功率为 2 kW。

由 G_z 的频率特性曲线可知,谐振频率点 ω_r 处,幅频响应具有最大值,负载的谐振频率与系统额定频率相当,也就是说负载对并网电流 i_2 的基波成分有较大的放大作用,随谐波次数的增加放大作用逐步减小.由相位响应曲线可知,在 ω_r 处相位差为零,偏离 ω_r 越远,则相位差越大.由 G 和 G_z 的频率特性曲线可得:(a)输出电流 i_2 可以较好地跟踪给定信号 i_r ;(b)系统工作频率稍稍偏移谐振频率,不会引起电压 v_g 的显著变化;(c)系统工作频率偏离谐振频率,会导致其电压和电流间出现相位差;(d)负载品质因数越大,它对谐波电流的放大作用越小,而工作频率偏离谐振频率时相位差越大.由 G_z 的频率特性可知,负载品质因数愈大,频率扰动孤岛效应检测的难度愈大^[10].

2 检测盲区分析和扰动方法改进

由 G_z 的频率特性可知, RLC 负载对谐波电流的放大作用较弱, 可以以负载对逆变器输出电流基波分量的响应来分析孤岛效应检测效果. 传统频率扰动方法每工频周期施加 2 次扰动, 图 3(a) 所示为正向频率扰动孤岛效应情况下负载电压、电流之间的相位关系 (电压和电流分别以其峰值为基值进行归一化处理). 系统工作频率 f_{is} 为输出电流的基波成分 i_f 的频率, 负载阻抗角决定了基波电流和负载电压间的相位差. 孤岛效应形成的原因是负载阻抗角抵消了频率扰动带来的相位偏差^[11]. 系统孤岛频率 $f_{is} = 1/T$, 电流给定信号的频率 $f_i = 1/T_i$, 频率扰动量 $\Delta f = (1/T_i - 1/T)$, φ 为电流相对于电压的相位角, 由电压和电流的相位关系可得

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \frac{\Delta f}{f_{\text{is}} + \Delta f} \quad (7)$$

负载电压和电流间的相位差 φ 由负载阻抗角 φ_{load} 决定,由式(1)和式(7)可得

$$\varphi = -\varphi_{\text{load}} \Rightarrow \tan^{-1} \left(Q_f \left(\frac{f_r}{f_{is}} - \frac{f_{is}}{f_r} \right) \right) + \frac{0.5\pi\Delta f}{f_{is} + \Delta f} = 0 \quad (8)$$

特定负载和扰动幅度下,由式(8)可得系统的孤岛频率 f_{is} . 系统频率工作范围为 $[f_{\min}, f_{\max}]$, 则对于特定谐振负载 (f_r, Q_r) , 若 $f_{\min} < f_{is} < f_{\max}$, 则可判定该负载位于检测盲区内, 否则位于可检测区内. 以 50 Hz 的系统为例, 取 $f_{\min} = 49.5$ Hz, $f_{\max} = 50.5$ Hz, 令 f_{is} 分别为 $f_{\max}$ 和 $f_{\min}$, 可以得到 $f_r - Q_r$ 平面上可检测区与不可检测区的临界曲线. 如图 3(b) 所示, 取 $\Delta f = 1$ Hz, 并令 $f_{is} = 50.5$ Hz, 由式(8)可得曲线 1, 其左上侧区域为不可检测区, 若取 $\Delta f = -1$ Hz, 并令 $f_{is} = 49.5$ Hz, 由式(8)可得曲线 2, 其右上侧区域为不可检测区.

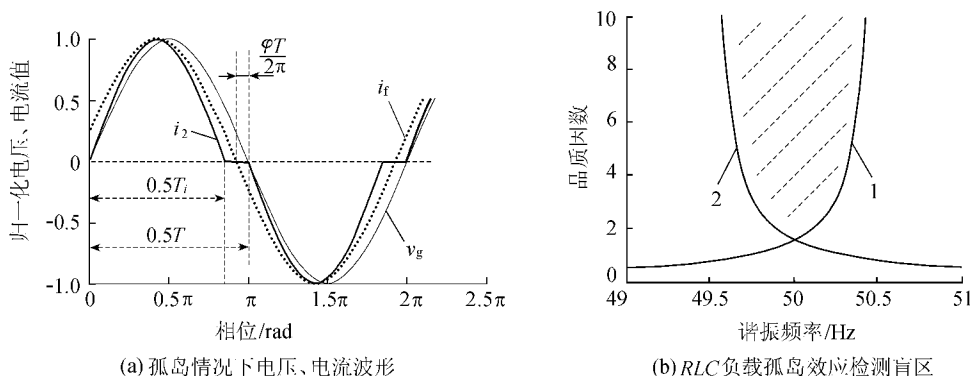


图3 频率扰动波形及检测盲区示意图

Fig. 3 Waveforms and non-detection zone of frequency drift

由图 3(b)可知,对于谐振频率点位于频率工作范围中心点右侧的谐振负载,应施加正向的频率扰动,而对于其左侧的谐振负载,应施加负向的频率扰动,这样才能获得特定频率扰动幅度下最小的孤岛效应检测盲区,如图 3(b)曲线 1 的左上侧和曲线 2 右上侧区域的重叠部分。常规 AFD 的工作方式是根据频率检测结果来确定扰动方向,扰动的初始方向一般由电网断电前的频率检测值决定,无法确保正确的扰动方向。在扰动连续施加的

情况下,也无法得到负载的谐振频率,因此无法得到最佳孤岛效应保护.本文采用间歇性频率扰动策略,在频率扰动过程中插入不施加频率扰动的时段,在该时段内,孤岛效应运行情况下的工作频率就是负载的谐振频率.根据该时段的频率检测结果确定下一步频率扰动的方向.该方法负载的谐振频率决定了频率扰动的方向,由此可以得到最小的检测盲区.由图 3(b)可知,对于谐振频率为 50 Hz 的负载,品质因数超过 1.7 左右就进入检测盲区.要进一步减小检测盲区,一种选择是加大频率扰动的幅度,但这是以牺牲并网电流波形质量为代价的.本文通过加大频率扰动的周期,即把频率扰动周期由常规的 $0.5T$ 加大到 $1T$ 或 nT .图 4 为频率扰动周期为 $3T$ 、正向频率扰动即 $\Delta f > 0$ 时孤岛情况下的波形示意图.

由图 4 所示电压、电流的相位关系可得

$$\varphi = \frac{3\pi\Delta f}{f_{is} + \Delta f}$$

(9)

与式(7)相比,若扰动周期为 $3T$,则采用 $1/6$ 的频率扰动幅度就可以得到与传统 AFD 方法同样的检测效果.表 1 为不同扰动幅度下 2 种方法仿真所得逆变器输出电流的总谐波畸变率结果,在检测效果等效的基础上,采用该方法可以得到更好的并网电流波形质量.

3 试验结果

以一台 3 kW 逆变器样机进行孤岛效应保护功能检测试验,模拟电网由 20 kW 调频调压交流电源(230 V, 50 Hz)和 5 kW 阻性负载组成.逆变器恒电流输出,输出有功功率 2.3 kW,功率因数为 0.996. RLC 负载谐振频率为 50 Hz,品质因数 $Q_f = 2.3$.电感和电容的无功功率为 5.3 kVA.负载吸收的有功功率为 2.3 kW.逆变器频率扰动幅度为 0.27 Hz.图 5(a)为电网存在条件下并网试验波形,由于每 $3T$ 施加 1 次频率扰动,电流波形相应出现 1 次畸变.图 5(b)为孤岛效应检测试验结果,孤岛保护时间约为 120 ms.

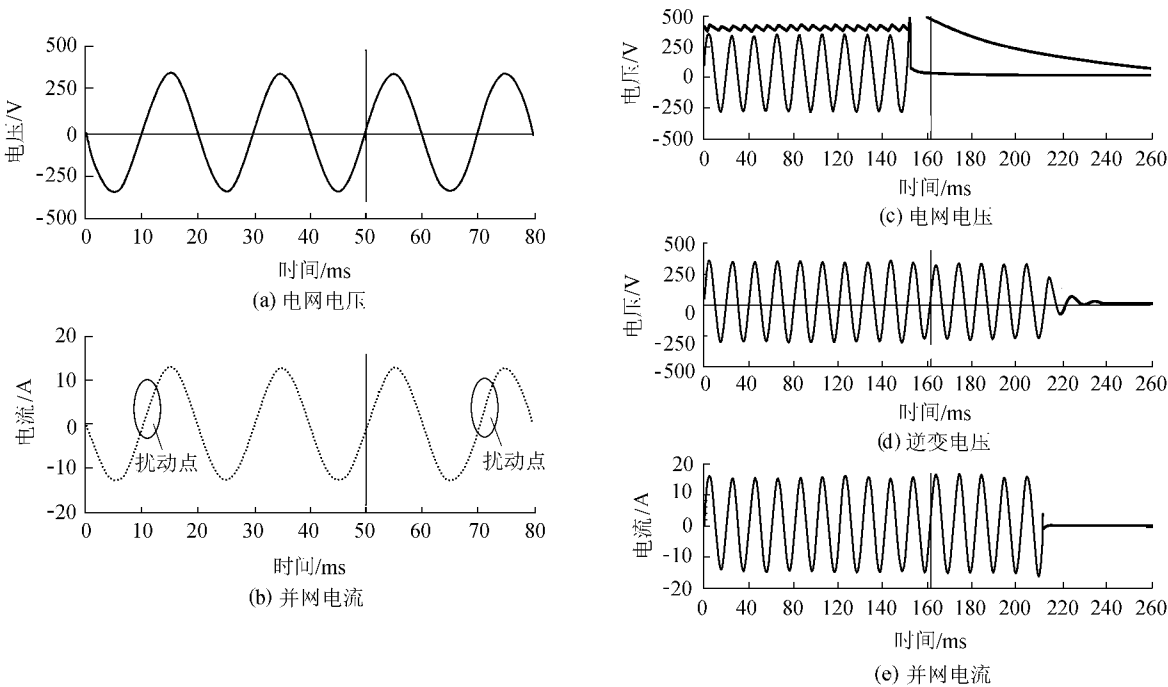


图 5 抗孤岛效应保护试验结果

Fig. 5 Experimental results of anti-islanding protection

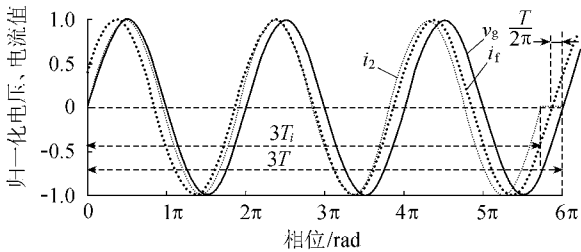


图 4 频率扰动周期为 $3T$ 的 AFD

Fig. 4 AFD with frequency disturbing period of 3 line cycles

表 1 频率扰动幅度与逆变电流总谐波畸变率

Table 1 Frequency step and THD of inverter current

扰动周期	$\Delta f/\text{Hz}$	电流总谐波畸变率/%
$0.5T$	0.6	1.20
	1.5	3.00
	2.58	5.70
$3T$	0.1	0.37
	0.25	0.92
	0.43	1.55

间歇性频率扰动的实现方法 相关标准一般要求孤岛效应检测的响应时间为 2 s ,这里取单次扰动周期为 1 s ,其中的 300 ms 时段内频率不施加扰动,该时段内频率检测结果的平均值用于扰动方向的判断,剩余的 700 ms 时段内对频率施加扰动.孤岛效应运行情况下,在不施加频率扰动时段系统工作频率等于负载的谐振频率,也就是说谐振频率位于频率工作范围之外的谐振负载在该时段内会被频率保护(过频/欠频)检测出来,而谐振频率位于频率工作范围之内的负载需要施加频率扰动来检测.

4 结 语

频率扰动方法是孤岛效应检测的有效方法之一,频率扰动的策略和幅度决定了其检测的效果.本文采用2种方法来减小传统频率扰动方法的检测盲区:一是采用间歇性频率扰动的方法,在连续的频率扰动之间插入一个不施加扰动的时段,孤岛效应情况下,此时段内的系统工作频率为负载的谐振频率,据此确定频率的扰动方向,可减小孤岛效应的检测盲区;另一方法是加大频率扰动的周期,该方法可以缩小检测盲区,在保证检测效果的基础上还可以改善电流波形质量.

参考文献:

- [1] ERIK S H, LARS E N. Islanding for distributed generation[C]//IEEE Annual Conference on Industrial Electronics. Paris: [s. n.], 2006: 5143-5148.
- [2] ZEINELDIN H H, EL-SAADANY E F, SALAMA M M A. Impact of DG interface control on islanding detection and nondetection zones [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1515-1523.
- [3] 袁玲, 郑建勇, 张先飞. 光伏发电并网系统孤岛检测方法的分析与改进[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(21): 72-75. (YUAN Ling, ZHENG Jian-yong, ZHANG Xian-fei. Analysis and improvement of islanding detection method for grid-connected photovoltaic inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(21): 72-75. (in Chinese))
- [4] JUNG Y, CHOI J, YU B, et al. A novel active frequency drift method of islanding prevention for the grid-connected photovoltaic inverter [C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Recife-Brazil: [s. n.], 2005.
- [5] LOPES L C, ZHANG Yong-zheng. Islanding detection assessment of multi-inverter systems with active frequency drifting methods[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(1): 480-486.
- [6] LOPES L A C, SUN HUI-li. Performance assessment of active frequency drifting islanding detection methods[J]. IEEE Transaction on Energy Conversion, 2006, 21(1): 171-180.
- [7] IEEE Std 1547TM-2003, IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems[S].
- [8] UL 1741, Inverters, converters, and controllers for use in independent power systems[S].
- [9] RAHMANI S, AL-HADDAD, KANAAN H, et al. A comparative study of two PWM technique for single-phase shunt active power filters employing direct current control strategy [C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Recife-Brazil: [s. n.], 2005.
- [10] 杨海柱, 金新民. 基于正反馈频率漂移的光伏并网逆变器反孤岛控制[J]. 太阳能学报, 2005, 26(3): 409-412. (YANG Hai-zhu, JIN Xin-min. Anti-islanding control of grid-connected photovoltaic inverter based on positive feedback frequency drift [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2005, 26(3): 409-412. (in Chinese))
- [11] 鹿婷, 段善旭, 康勇. 逆变器并网的孤岛检测方法[J]. 通信电源技术, 2006, 23(3): 38-41. (LU Ting, DUNA Shan-xu, KANG Yong. Anti-islanding schemes of grid-connected inverters [J]. Telecom Power Technologies, 2006, 23(3): 38-41. (in Chinese))

Analysis and optimization of active frequency drift method for islanding detection

XIANG Hai-tao¹, DAI Wei-li², JIANG Hai-jiang³, YAN Yang-guang¹

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. College of Computer and Information Engineering, Hohai University, Changzhou 213022, China;

3. Shanghai Aero-sharp Technologies Co., Ltd., Shanghai 201101, China)

Abstract: Two methods, the intermittent frequency drift and the increase of the period of frequency disturbance, were employed to raise the islanding dection performance of active frequency drift methods for grid-connected inverters and to reduce the non-detection zone of traditional active frequency drift methods. As for the intermittent frequency drift method, a no-disturbing interval was inserted into the continous disturbing process. The operating frequency during this interval was the resonant frequency of the resonant load. The system decided the disturbing direction based on the sampled resonant frequencies of the load, and the non-detection zone might be minimized under the corresponding distubing steps. The method of increase of the period of frequency disturbance might improve the islanding detection performance with smaller frequency distubing steps based on the guarantee of quality of current waveform.

Key words: resonant frequency; islanding detection; active frequency drift; non-detection zone