



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106410769 B

(45)授权公告日 2018.06.26

(21)申请号 201610824214.X

审查员 王天昊

(22)申请日 2016.09.14

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 106410769 A

(43)申请公布日 2017.02.15

(73)专利权人 上海电力学院

地址 200090 上海市杨浦区平凉路2103号

(72)发明人 程启明 高杰 谭冯忍 余德清

张宇

(74)专利代理机构 上海科盛知识产权代理有限

公司 31225

代理人 宣慧兰

(51)Int.Cl.

H02H 9/02(2006.01)

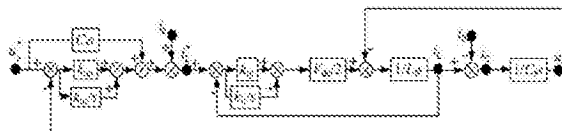
权利要求书1页 说明书8页 附图6页

(54)发明名称

一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法

(57)摘要

本发明涉及一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法,包括以下步骤:1)根据下垂控制的分布式发电单元的电压电流双环控制器模型,获取参考滤波电感电流、分布式发电单元的输出电流及电压之间的关系式;2)设定滤波电容和电压电流双环控制器参数,使分布式发电单元的输出电流跟踪参考滤波电感电流;3)设定限流阈值,当分布式发电单元输出电流中某一相电流有效值大于限流阈值时,通过改变电压电流双环控制器模型中电流内环的参考滤波电感电流进行限流。与现有技术相比,本发明具有理论先进、不受影响等优点。



1. 一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法,其特征在于,包括以下步骤:

1) 根据下垂控制的分布式发电单元的电压电流双环控制器模型,获取参考滤波电感电流、分布式发电单元的输出电流及电压之间的关系式;

2) 设定滤波电容和电压电流双环控制器参数,使分布式发电单元的输出电流跟踪参考滤波电感电流;

3) 设定限流阈值,当分布式发电单元输出电流中某一相电流有效值大于限流阈值时,通过改变电压电流双环控制器模型中电流内环的参考滤波电感电流进行限流。

2. 根据权利要求1所述的一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法,其特征在于,所述的步骤1)中参考滤波电感电流 i_L^* 、分布式发电单元的输出电流 i_o 及电压 u_o 之间的关系式为:

$$i_o = G_{L0}(s)i_L^* - G_{U0}(s)u_o$$

$$\begin{cases} G_{L0}(s) = \frac{A_1^L s + A_0^L}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \\ G_{U0}(s) = \frac{A_3^U s^3 + A_2^U s^2 + A_1^U s + A_0^U}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \end{cases}$$

$$\begin{cases} A_2 = L_f & A_1 = k_{ip} V_{DC} & A_0 = k_{ii} V_{DC} \\ A_1^L = k_{ip} V_{DC} & A_0^L = k_{ii} V_{DC} & A_3^U = C_f L_f V_{DC} \\ A_2^U = C_f k_{ip} V_{DC} & A_1^U = C_f k_{ii} V_{DC} + 1 & A_0^U = 0 \end{cases}$$

其中, $G_{L0}(s)$ 为 $i_L^* - i_o$ 电流增益函数, $G_{U0}(s)$ 为 $u_o - i_o$ 偏差增益函数, A_0 、 A_1 、 A_2 、 A_0^L 、 A_1^L 、 A_0^U 、 A_1^U 、 A_2^U 、 A_3^U 为中间参数, L_f 为滤波电感, C_f 为滤波电容, k_{ip} 、 k_{ii} 分别为电压电流双环控制器模型电流内环比例、积分系数, V_{DC} 为分布式发电单元直流侧电压。

3. 根据权利要求2所述的一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法,其特征在于,所述的步骤2)中,分布式发电单元的输出电流跟踪参考滤波电感电流的条件为:

21) $G_{L0}(s)$ 在尽量宽的频带内保持幅值为1;

22) $G_{U0}(s)$ 在工频频带附近保持较小幅值,即趋近于0。

4. 根据权利要求1所述的一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法,其特征在于,所述的限流阈值的取值范围为额定电流的1.5-2倍。

5. 根据权利要求1所述的一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法,其特征在于,所述的步骤3)具体包括以下步骤:

31) 获取分布式发电单元输出电流的各相电流 i_a 、 i_b 和 i_c ;

32) 分别获取各相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 的有效值 r_a 、 r_b 、 r_c ,依次判定 r_a 、 r_b 、 r_c 是否大于限流阈值,若是,则调整 i_L^* 电流对分布式发电单元输出电流限流。

一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法

技术领域

[0001] 本发明涉及微电网继电保护技术领域,尤其是涉及一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法。

背景技术

[0002] 随着能源危机和环境问题日益严峻,能充分利用清洁分布式能源的微电网技术应运而生。但是,微电网的分布式发电控制单元(Distributed generation,DG)以电力电子器件为主,其过流能力有限,因此,为保护电力电子器件和保证微电网可靠运行,对微电网的限流能力进行研究具有重要意义。

[0003] 现有文献有提出一种固态故障限流器(Solid-State Fault Current Limiter, SSFCL),在单相微电网故障情况下,SSFCL可有效减小分布式发电单元DG出口的故障电流;也有采用电阻性超导故障限流器(Resistive-type Superconducting Fault Current Limiters,RSFCLs),实现了含DG配电网的故障检测、故障电流限制和故障隔离,但并未考虑逆变型DG的影响。还有在微电网与主网的公共连接点处加装RSFCLs,利用RSFCLs限制故障电流和触发逆变型DG由PQ(恒功率)控制转为V/f(电压/频率)控制,但RSFCLs所需的设备复杂且价格昂贵,且在故障电流超过设定阈值时,由于限流元件为固定值,上述故障限流器不能使DG的故障电流在不同的短路故障情况下均实现稳定输出。

[0004] 另外,在微电网运行控制方法中,下垂(droop)控制凭借无须通信技术,适用于并网和孤岛两种运行模式,因而它成为研究的热点,其研究内容主要分为3方面:①控制电压与频率不随负载变化发生偏移;②能适应非线性负载;③在不同运行方式下实现有功功率均分,现有文献提出了虚拟功率解耦、优化虚拟阻抗控制器、虚拟负电阻与电感相结合的等方法来实现有功功率均分。然而,当微电网短路电流过大时,现有文献对下面两个问题的研究很少,即:①如何使基于下垂控制DG输出的故障电流减小;②如何使基于下垂控制DG输出的故障电流幅值不随故障类型、故障电阻等因素影响,以便于保护装置的参数整定。

发明内容

[0005] 本发明的目的就是为了解决上述现有技术存在的缺陷而提供一种理论先进、不受影响的基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法。

[0006] 本发明的目的可以通过以下技术方案来实现:

[0007] 一种基于参考滤波电感电流的下垂控制微电网的限流方法,包括以下步骤:

[0008] 1) 根据下垂控制的分布式发电单元的电压电流双环控制器模型,获取参考滤波电感电流、分布式发电单元的输出电流及电压之间的关系式;

[0009] 2) 设定滤波电容和电压电流双环控制器参数,使分布式发电单元的输出电流跟踪参考滤波电感电流;

[0010] 3) 设定限流阈值,当分布式发电单元输出电流中某一相电流有效值大于限流阈值时,通过改变电压电流双环控制器模型中电流内环的参考滤波电感电流进行限流。

[0011] 所述的步骤1)中参考滤波电感电流 i_L^* 、分布式发电单元的输出电流 i_o 及电压 u_o 之间的关系式为:

$$[0012] \quad i_o = G_{L0}(s)i_L^* - G_{U0}(s)u_o$$

$$[0013] \quad \begin{cases} G_{L0}(s) = \frac{A_1^L s + A_0^L}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \\ G_{U0}(s) = \frac{A_3^U s^3 + A_2^U s^2 + A_1^U s + A_0^U}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \end{cases}$$

$$[0014] \quad \begin{cases} A_2 = L_f & A_1 = k_{ip} V_{DC} & A_0 = k_{ii} V_{DC} \\ A_1^L = k_{ip} V_{DC} & A_0^L = k_{ii} V_{DC} & A_3^U = C_f L_f V_{DC} \\ A_2^U = C_f k_{ip} V_{DC} & A_1^U = C_f k_{ii} V_{DC} + 1 & A_0^U = 0 \end{cases}$$

[0015] 其中, $G_{L0}(s)$ 为 $i_L^*-i_o$ 电流增益函数, $G_{U0}(s)$ 为 u_o-i_o 偏差增益函数, A_0 、 A_1 、 A_2 、 A_0^L 、 A_1^L 、 A_0^U 、 A_1^U 、 A_2^U 、 A_3^U 为中间参数, L_f 为滤波电感, C_f 为滤波电容, k_{ip} 、 k_{ii} 分别为电压电流双环控制器模型电流内环比例、积分系数, V_{DC} 为分布式发电单元直流侧电压。

[0016] 所述的步骤2)中,分布式发电单元的输出电流跟踪参考滤波电感电流的条件为:

[0017] 21) $G_{L0}(s)$ 在尽量宽的频带内保持幅值为1;

[0018] 22) $G_{U0}(s)$ 在工频频带附近保持较小幅值,即趋近于0。

[0019] 所述的限流阈值的取值范围为额定电流的1.5-2倍。

[0020] 所述的步骤3)具体包括以下步骤:

[0021] 31) 获取分布式发电单元输出电流的各相电流 i_a 、 i_b 和 i_c ;

[0022] 32) 分别获取各相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 的有效值 r_a 、 r_b 、 r_c ,依次判定 r_a 、 r_b 、 r_c 是否大于限流阈值,若是,则调整 i_L^* 电流对分布式发电单元输出电流限流。

[0023] 与现有技术相比,本发明具有以下优点:

[0024] 一、理论先进:在电压电流双环控制中,不仅仅关注了滤波电感电流 i_L 与参考滤波电感电流 i_L^* 之间的关系,还在理论上深入地推导和研究了 i_L^* 与DG输出电流 i_o 、DG输出电压 u_o 之间的关系,为本发明所提的限流方法提供理论支撑;

[0025] 二、不受影响:本发明所提的限流方法能够将DG输出电流中的最大相电流限制在给定值内,且不受短路故障类型、故障电阻和故障距离等因素影响。

附图说明

[0026] 图1为本发明所述微电网的等效电路和控制框架。

[0027] 图2为本发明所述电压电流双环控制框图。

[0028] 图3为本发明所述 $G_{L0}(s)$ 和 $G_{U0}(s)$ 的频域响应曲线,其中,图3(a)为 k_{ip} 变化时 $G_{L0}(s)$ 的频域响应曲线;图3(b)为 k_{ii} 变化时 $G_{L0}(s)$ 的频域响应曲线;图3(c)为 C_f 变化时 $G_{U0}(s)$ 的频域响应曲线。

[0029] 图4为本发明所述含Washout的droop控制器原理框图。

[0030] 图5为本发明所述电压电流双环控制器的特性分析,其中,图5(a)为 $G_U(s)$ 和 $Z(s)$ 的频域响应曲线;图5(b)为 $G_{IL}(s)$ 和 $G_{I0}(s)$ 的频域响应曲线。

[0031] 图6为本发明所述含限流控制器的电压电流双环控制框图。

[0032] 图7为本发明实施例所述各DG的电压幅值、有功功率及频率分布图,其中,图(7a)为DG1和DG2的电压幅值分布图,图(7b)为DG1和DG2的有功功率分布图,图(7c)为DG1和DG2的频率分布图。

[0033] 图8为本发明实施例所述不同故障类型时两种方案的a相电流及总谐波失真率;其中,图8(a)为三相故障;图8(b)为单相接地故障。

具体实施方式

[0034] 下面结合附图和具体实施例对本发明进行详细说明。

[0035] 实施例:

[0036] 本发明工作原理为:

[0037] 1、DG电压电流双环控制框图

[0038] 如图1所示,图中,微电网中的微电源DG1和DG2均采用下垂控制,也即微电网采用对等控制。 L_f 、 R_f 和 C_f 分别为滤波的电感、电阻和电容; L_c 、 R_c 为耦合的电感、电阻; L_{line} 、 R_{line} 为线路的电感、电阻; u_0 、 i_0 为DG输出的电压、电流,其额定值为 u_E 、 i_E ; i_L 为滤波电感电流; u_0^* 为参考输出电压。

[0039] 以DG1为例,由图1可得滤波电感电压方程。

$$[0040] \quad L_f \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{2} m \tilde{V}_{dc} - u_0 \quad (1)$$

[0041] 式中, \tilde{m} 为可控正弦调制信号,

$$[0042] \quad \tilde{m} = m \sin(\omega t - \phi - i \frac{2}{3} \pi) \quad i = 0, 1, 2$$

[0043] 忽略 R_f (值很小),滤波电容电流方程为

$$[0044] \quad C_f \frac{du_0}{dt} = i_L - i_0 \quad (2)$$

[0045] 然后,由式(1)、(2)及图1可得逆变器控制框图,如图2所示。

[0046] 2、限流方法

[0047] 原理:

[0048] 鉴于开关器件的过流能力有限,当 i_0 超出其2倍的额定电流 i_E 时,需要将 i_0 限制 $2i_E$ 以内,且在不同的故障情况下,使 i_0 均以某一固定值 I_s 输出($I_s \leq 2i_E$),这有利于保护装置的参数整定。

[0049] 然而,现有文献仅关注了 i_L 与 i_L^* 之间的关系,而本发明在理论上深入地研究 i_L^* 与 i_0 、 u_0 之间的关系,下面给出具体的关系式推导过程。

[0050] 以参考电感电流 i_L^* 为输入、DG输出电流 i_0 为输出,并考虑DG输出电压 u_0 ,可得关系

式:

$$[0051] \quad \begin{cases} i_L = u_0 C_f s + i_0 \\ V_{DC} = V_{dc} / 2 \\ u_0 = (((i_L^* - i_L)(k_{ip} + k_{ii} / s)V_{DC} - u_0) / L_f s - i_0) / C_f s \end{cases} \quad (3)$$

[0052] 式(3)可简化为:

$$[0053] \quad i_0 = G_{L0}(s)i_L^* - G_{U0}(s)u_0 \quad (4)$$

[0054] 其中,

$$[0055] \quad \begin{cases} G_{L0}(s) = \frac{A_1^L s + A_0^L}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \\ G_{U0}(s) = \frac{A_3^U s^3 + A_2^U s^2 + A_1^U s + A_0^U}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0} \end{cases} \quad (5)$$

$$[0056] \quad \begin{cases} A_2 = L_f & A_1 = k_{ip} V_{DC} & A_0 = k_{ii} V_{DC} \\ A_1^L = k_{ip} V_{DC} & A_0^L = k_{ii} V_{DC} & A_3^U = C_f L_f V_{DC} \\ A_2^U = C_f k_{ip} V_{DC} & A_1^U = C_f k_{ii} V_{DC} + 1 & A_0^U = 0 \end{cases} \quad (6)$$

[0057] 由式(5)~式(6)可知,当滤波电感 L_f 不变时, $G_{L0}(s)$ 仅受PI控制参数 k_{ip} 、 k_{ii} 影响,而 $G_{U0}(s)$ 除了受PI控制参数 k_{ip} 、 k_{ii} 影响外,还受滤波电容 C_f 的影响。

[0058] 因此,为了达到 i_0 有效地跟踪 i_L^* 这一控制目标(也即 i_0 可按 i_L^* 输出),可先通过调节 k_{ip} 、 k_{ii} 使 $G_{L0}(s)$ 在尽量宽的频带内保持幅值为1,然后再通过调节 C_f 使 $G_{U0}(s)$ 在工频频带附近保持较小幅值(也即使 u_0 不影响 i_0)。

[0059] 综上,在DG输出电流 i_0 有效地跟踪电流内环的参考滤波电感电流 i_L^* 的条件下,本发明所采用的限流方法为:当 i_0 中的任何一相电流的有效值大于给定阈值时,通过改变 i_L^* 来进行限流。

[0060] 参数影响分析

[0061] 为使 i_0 有效地跟踪 i_L^* ,下面将详细分析PI参数 k_{ip} 、 k_{ii} 及滤波电容 C_f 对 $G_{L0}(s)$ 和 $G_{U0}(s)$ 的影响。

[0062] 图3为 $G_{L0}(s)$ 和 $G_{U0}(s)$ 的频域响应曲线。图3(a)为 k_{ip} 变化时 $G_{L0}(s)$ 的频域响应曲线,此时 $k_{ip}=1、10、100$ 和 1000 为变化值,而 $V_{dc}=800V$ 、 $L_f=1.5mH$ 、 $k_{ii}=0$ 为固定值。由图3(a)可见,随着 k_{ip} 的增加, $G_{L0}(s)$ 的幅值为1的频带范围也随之增加; $G_{L0}(s)$ 的相角为 0° 的频带范围也与 k_{ip} 呈正相关,但 k_{ip} 太大将导致系统稳定性不佳。因此,本发明选取 $k_{ip}=10$ 。

[0063] 图3(b)为 k_{ii} 变化时 $G_{L0}(s)$ 的频域响应曲线,此时 $k_{ii}=0、10、100$ 和 1000 为变化值,而 $V_{dc}=800V$ 、 $L_f=1.5mH$ 、 $k_{ip}=10$ 为固定值。由图3(b)可见,各幅频曲线基本重叠,各相频曲线也基本重叠,因此, k_{ii} 对 $G_{L0}(s)$ 影响不大。本发明选取 $k_{ii}=0.12$ 。

[0064] 图3(c)为 C_f 变化时 $G_{U0}(s)$ 的频域响应曲线,此时 $C_f=2000\mu F、1200\mu F、600\mu F$ 和 470μ

F, 而 $V_{dc}=800V$ 、 $L_f=1.5mH$ 、 $k_{ip}=10$ 、 $k_{ii}=0.12$ 为固定值。由图3(c)可见, 随着 C_f 减小, $G_{u0}(s)$ 在50Hz处的幅值 g 分别为0.63、0.38、0.19和0.15, 而其相角基本保持 90° 不变。

[0065] 为了定量描述方便, u_0 、 i_0 、 i_L^* 采用标么值且电压、电流的基准值为额定值 u_E 、 i_E 。当 $i_L^*=2i_E$ 时, 结合式(4)定义 i_L^* 与 i_0 之间的误差 e 为:

$$[0066] \quad e = \frac{i_0 - i_L^*}{i_L^*} = \frac{\sqrt{(i_L^*)^2 + g^2} - i_L^*}{i_L^*} \quad (7)$$

[0067] 表1为 e 与 C_f 之间的关系表。由表1可知, 选择合适的 C_f , 可减小 u_0 对 i_0 的影响, 使 i_0 有效地跟踪 i_L^* 。但 C_f 过小将影响滤波效果和系统稳定, 因此, 本发明经大量仿真实验后, 选取 $C_f=470\mu F$ 。

[0068] 表1 e 与 C_f 之间的关系

[0069]

$C_f/\mu F$	2000	1200	600	470
e	4%	1.8%	0.5%	0.2%

[0070] 3、含限流控制器的微电网设计

[0071] 下垂控制器设计

[0072] 当系统负载变化时, 常规的下垂(droop)控制不能有效恢复给定的角频率和电压幅值, 可引入Washout滤波器来弥补常规droop控制这一缺陷。

[0073] 图4为含Washout的droop控制器的原理框图。图中, $\omega_c/(s+\omega_c)$ 为低通滤波器, ω_c 为低通滤波器的截止频率。Washout滤波器是一种“通交阻直”的高通滤波器, 该控制方法通过Washout滤波器进行动态反馈, 在反馈路径中利用Washout滤波器来消除线路中的不确定因素, 此法可以在负荷变动情况下保持系统的电压和频率稳定。

[0074] 含Washout滤波器的droop特性方程为:

$$[0075] \quad \omega_i = \omega^* - \frac{m_p s}{s + k_p} (P_i - P^*) \quad (8)$$

$$[0076] \quad u_i = u^* - \frac{n_q s}{s + k_q} Q_i \quad (9)$$

[0077] 式中: 上标“*”表示为额定值; P_i 、 Q_i 为平均的有功、无功功率; ω_i 、 u_i 为频率、电压的给定参考值; m_p 、 n_q 表示有功、无功的下垂系数; k_p 、 k_q 分别为频率、电压的变化因子。其中, $m_p=1.03e-5$, $n_q=2.95e-4$, $k_p=k_q=2000$, $\omega_c=31.4$ 。

[0078] 电压电流双环控制器设计

[0079] 一般而言, 式(6)和式(7)所示下垂控制的使用条件为: DG的电抗值大于电阻值, 也即DG的输出阻抗应为感性。

[0080] 在电压外环中以 u_0^* 为输入、 u_0 为输出, 在电流内环中以 i_L^* 为输入、 i_L 为输出, 可推导出下面关系:

$$[0081] \quad u_0 = G_U(s)u_0^* + Z(s)i_0 \quad (10)$$

$$[0082] \quad i_L = G_{iL}(s)i_L^* + G_{i0}(s)i_0 \quad (11)$$

[0083] 式中： $G_U(s)$ 为电压增益函数； $Z(s)$ 为输出阻抗函数； $G_{iL}(s)$ 为 i_L^* - i_L 电流增益函数； $G_{i0}(s)$ 为为 i_0 - i_L 电流增益函数。

$$[0084] \quad \begin{cases} G_U(s) = \frac{B_{U3}s^3 + B_{U2}s^2 + B_{U1}s + B_{U0}}{B_4s^4 + B_3s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0} \\ Z(s) = \frac{B_{Z3}s^3 + B_{Z2}s^2 + B_{Z1}s + B_{Z0}}{B_4s^4 + B_3s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0} \end{cases} \quad (12)$$

$$[0085] \quad \begin{cases} G_{iL}(s) = \frac{C_f k_{ip} V_{DC} s + C_f k_{ii} V_{DC}}{C_f L_f s^2 + C_f k_{ip} V_{DC} s + C_f k_{ii} V_{DC} + 1} \\ G_{i0}(s) = \frac{1}{C_f L_f s^2 + C_f k_{ip} V_{DC} s + C_f k_{ii} V_{DC} + 1} \end{cases} \quad (13)$$

$$[0086] \quad \begin{cases} B_4 = C_f L_f \\ B_3 = C_f k_{ip} V_{DC} \\ B_2 = (1 + C_f k_{ii} + k_u k_{up}) V_{DC} \\ B_1 = (k_u k_{ip} + k_u k_{up}) V_{DC} \\ B_0 = k_u k_{ui} V_{DC} \end{cases} \begin{cases} B_{L3} = C_f k_{ip} V_{DC} \\ B_{L2} = (C_f k_{ii} + k_u k_{up}) V_{DC} \\ B_{L1} = (k_u k_{ip} + k_u k_{up}) V_{DC} \\ B_{L0} = k_u k_{ui} V_{DC} \end{cases} \begin{cases} B_{Z3} = L_f \\ B_{Z2} = 0 \\ B_{Z1} = 0 \\ B_{Z0} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

[0087] 表2 控制系统参数取值

[0088]

V_{dc}/V	L_f/mH	$C_f/\mu F$	k_{up}	k_{ui}	k_{ip}	k_{ii}
800	1.5	470	10.11	10	10	0.12

[0089] 在表2的控制系统参数取值下,图5为电压电流双环控制器的特性分析。其中:图5(a)为 $G_U(s)$ 和 $Z(s)$ 的频域响应曲线;图5(b)为 $G_{iL}(s)$ 和 $G_{i0}(s)$ 的频域响应曲线。由图5(a)可见,在50Hz附近 $G_U(s)$ 的幅值为1, $Z(s)$ 的幅值、相角分别为0.000012、 90° ,因此,按表2中的参数可保证 $Z(s)$ 在50Hz附近为感性,且实现了 u_0 准确跟踪 u_0^* ;

[0090] 由图5(b)可见,按照表2的控制系统参数,在电流内环中, i_L 准确跟踪 i_L^* ,且 i_L 不受 i_0 影响。

[0091] 限流控制器设计

[0092] 在发生故障时,本发明的限流方法为:给定d轴参考电流为 I_{Ldref_fault} ,给定q轴参考电流为0。

[0093] I_{Ldref_fault} 与DG输出电流 i_0 之间的关系为:

$$[0094] \quad \begin{bmatrix} i_{0a\max} \\ i_{0b\max} \\ i_{0c\max} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \sin(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ldref_fault} \\ i_{Lqref_fault} \end{bmatrix} \quad (15)$$

[0095] 式中： $[i_{0a\max} \ i_{0b\max} \ i_{0c\max}]^T$ 为静止坐标系abc下额定电流 i_E 的2倍，它们可通过稳定运行时潮流计算获得；中间的矩阵为旋转坐标系dq0到静止坐标系abc的变换矩阵。另外，由式(15)可确定 i_{Ldref_fault} 的值。

[0096] 图6为含限流控制器的电压电流双环控制框图。当任一相电流的有效值超出阈值 η 时，则令图中的 $fault=1$ ，也即启动限流控制器。若均不超出 η ，则令图中的 $fault=0$ ，也即不启动限流控制器。

[0097] 本发明利用MATLAB/SIMULINK做下垂控制微电网的限流方法研究，仿真模型如图1所示。微电网在孤岛状态下运行，微网系统的参数取值为：①负荷1， $P_{d1}=20\text{ kW}$ 、 $Q_{d1}=5\text{ kVar}$ ；②负荷2， $P_{d2}=10\text{ kW}$ 、 $Q_{d2}=10\text{ kVar}$ ；③负荷3， $P_{d3}=20\text{ kW}$ 、 $Q_{d3}=5\text{ kVar}$ ；④线路， $R_{line}=0.642\ \Omega/\text{km} \times 0.2\text{ km}$ 、 $L_{line}=0.083\ \text{H}/\text{km} \times 0.2\text{ km}$ ；⑤LC滤波器， $L_f=1.5\text{ mH}$ 、 $C_f=470\ \mu\text{F}$ 。

[0098] 经潮流计算得，DG1和DG2的流向馈线电压 u_0 、电流 i_0 的额定值 u_E 、 i_E 分别为311V和57A，则电流 i_0 的限流值 $2i_E=114\text{ A}$ ，为使 i_0 不超过114A，设定电流的误差允许范围为 $\pm 2.5\text{ A}$ ，设置 $i_{Ldref_fault}=111.5\text{ A}$ ， $i_{Lqref_fault}=0$ 。考虑到逆变器的小惯性，为防止短路时的冲击电流过大，本发明选取 $\eta=60.5\text{ A}$ ，也即相电流幅值为85.6A。

[0099] 为验证本发明所述的正确性，下面对正常运行（无故障）、最严重的三相短路故障和发生概率最高的单相接地短路故障进行分析研究。

[0100] 首先测试微电网的正常运行性能。图7为DG1和DG2的电压幅值、有功功率及频率的分布图。图中，0~1s时微电网中无负载，1s~2s内微电网中有负荷1、负荷2和负荷3。

[0101] 由图7可见，负荷变化时各DG的电压保持不变，有功功率实现均分，频率稳定50Hz，因此，本发明所提含限流控制器的微电网能正常运行。

[0102] 然后，若在0.4s时DG1的馈线上分别发生三相和a相接地故障，且故障距离为100m、接地电阻为 $0.01\ \Omega$ 。按照采用本发明所提限流控制器（方案I）、无任何限流措施（方案II）两种方案进行仿真对比分析。

[0103] 图8为不同故障类型时两种方案的a相电流及总谐波失真率（Total Harmonic Distortion, THD），各相电流幅值和THD的计算时间长度为0.41s~0.59s。其中：图8(a)为三相故障；图8(b)为单相接地故障。

[0104] 在图8(a)中，方案I的a相电流幅值为113.7A，与 i_{Ldref_fault} 仅差2.2A，且THD为0.98%，而方案II的a相电流幅值为734.4A，THD为4.48%，这表明本发明所提限流措施能有效地将故障电流限制到2倍额定电流以内；同样，在图8(b)中，方案I的a相电流幅值为111.5A小于方案II的192.5A，恰好等于 i_{Ldref_fault} 。

[0105] 设置DG1所在馈线上0.4s时刻发生不同距离和不同接地电阻的b相接地故障。表3为按照方案I和方案II进行仿真的结果。

[0106] 设置DG1所在馈线上在0.212s、0.217s和0.222s时刻发生b相接地故障，且故障距离为200m、接地电阻为 $0.6\ \Omega$ ，其中，b相幅值计算时间长度依次为0.222s~0.402s、0.227s~0.407s和0.232s~0.412s。表4为按照方案I和方案II进行仿真的结果。

[0107] 表3 不同故障情况下b相电流幅值

	故障距离	接地电阻	方案 I	方案 II
[0108]	0m	0.5Ω	110.6A	164.5A
		1Ω	110.2A	136.2A
		10Ω	70.4A	70.4A
	200m	0.5Ω	110.8A	130.1A
		1Ω	110.5A	110.5A
		10Ω	65.7A	65.7A

[0109] 表4 不同时刻故障时b相电流幅值

	故障类型	故障时刻	方案 I	方案 II
[0110]	b 相接地	0.212s	110.7A	125.2A
		0.217s	110.7A	125.1A
		0.222s	110.7A	125.2A

[0111] 由表3和表4可知,本发明所提限流控制器不受接地电阻、故障距离和故障时刻的影响,在超出给定阈值时,可使 i_0 按给定值输出。

[0112] 综上所述,以上仅为本发明的较佳实施例而已,并非用于限定本发明的保护范围。凡在本发明的精神和原则之内,所作的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

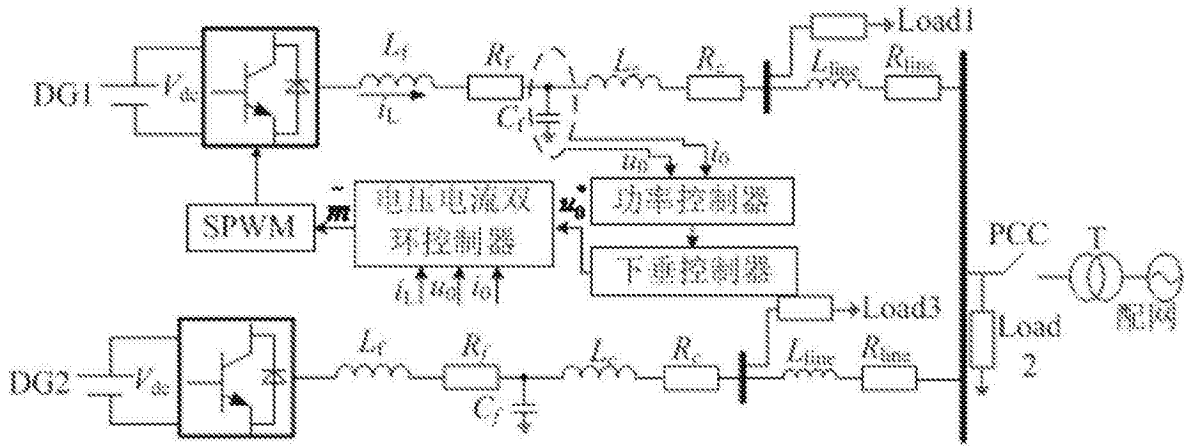


图1

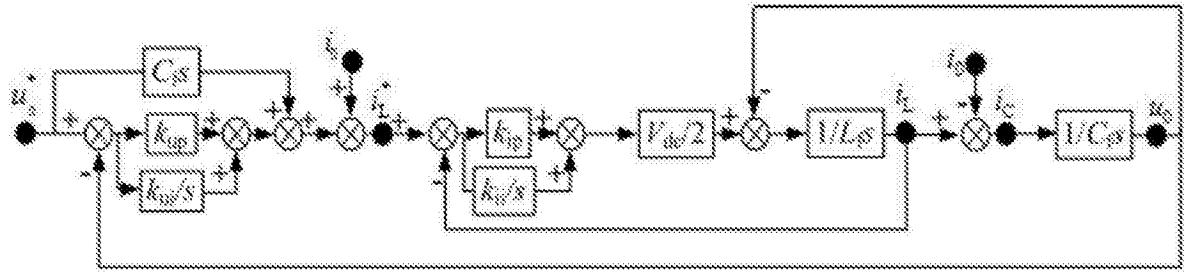
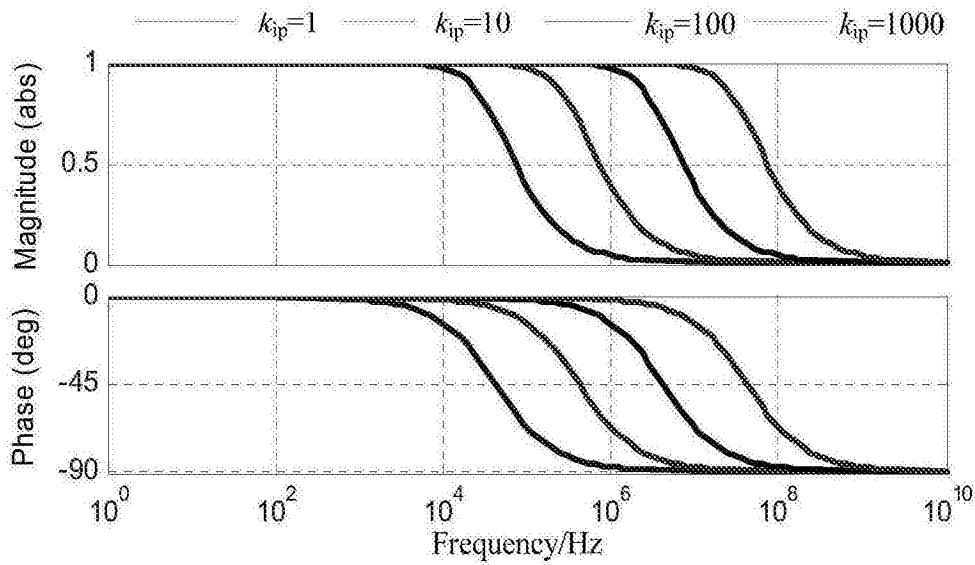
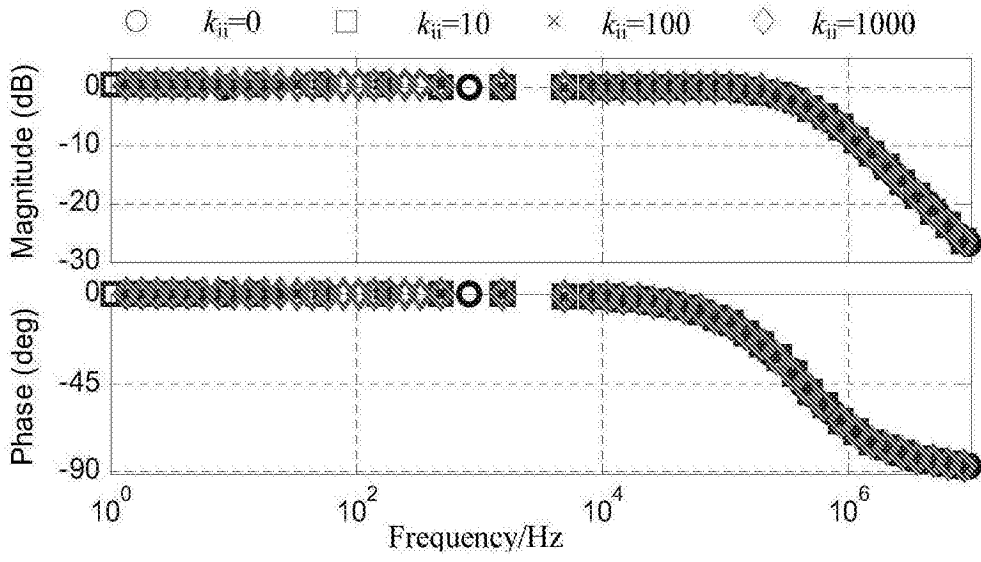


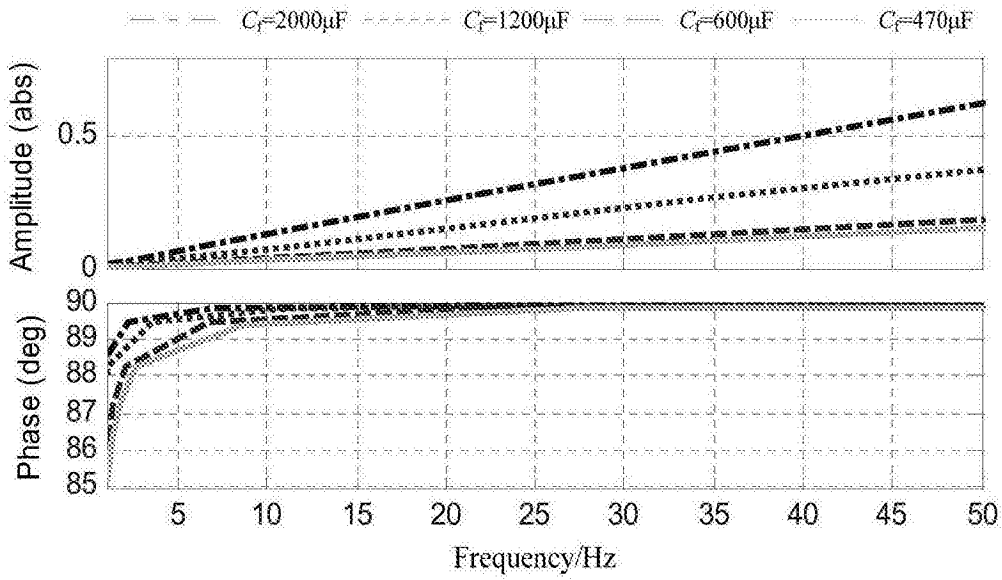
图2



(3a)



(3b)



(3c)

图3

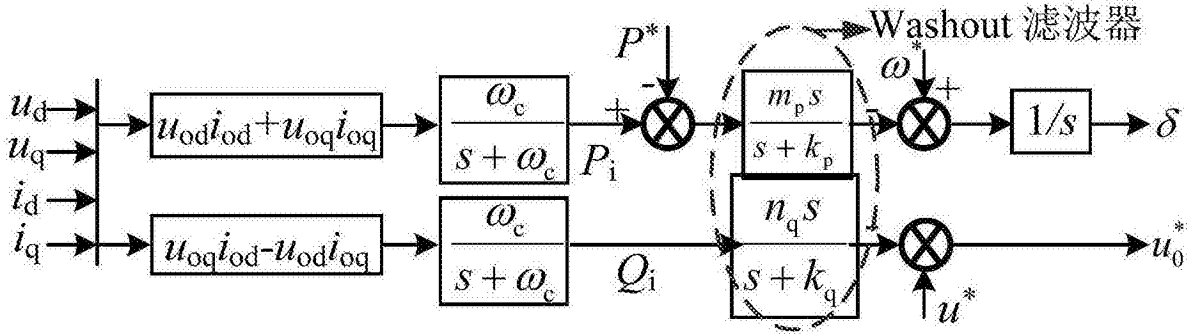
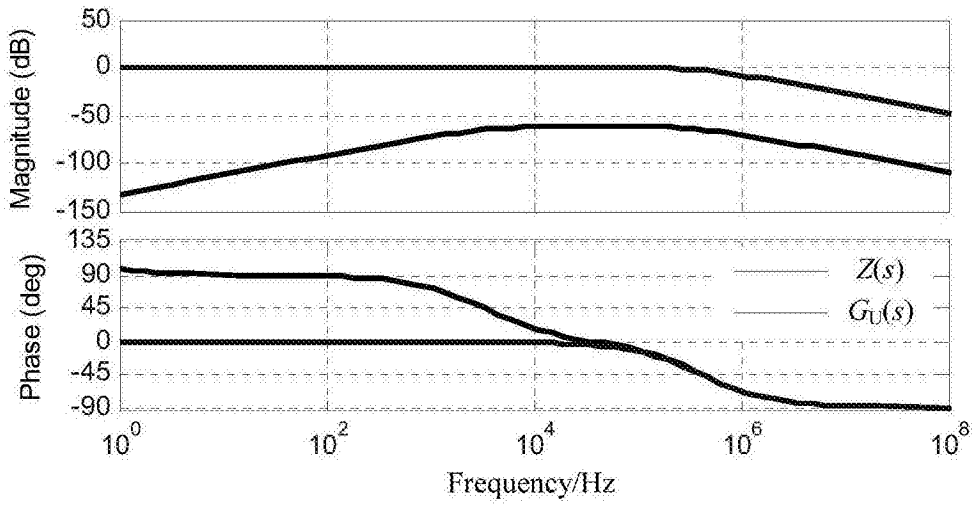
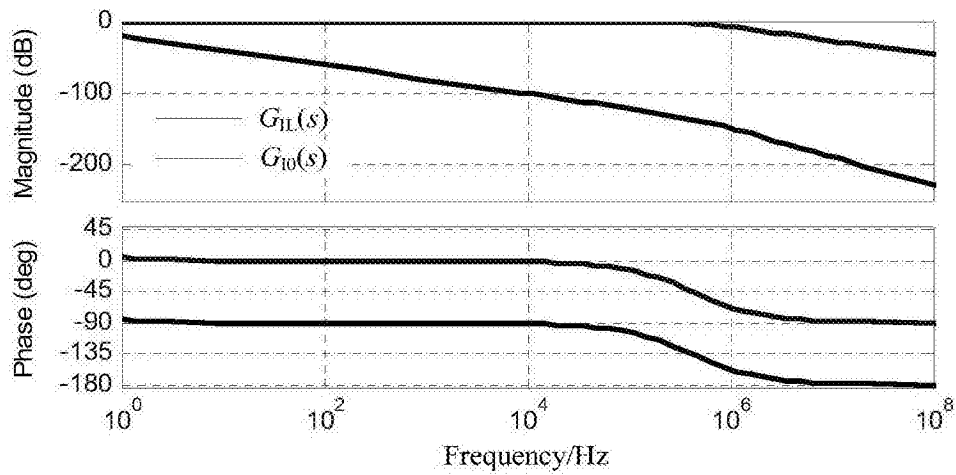


图4



(5a)



(5b)

图5

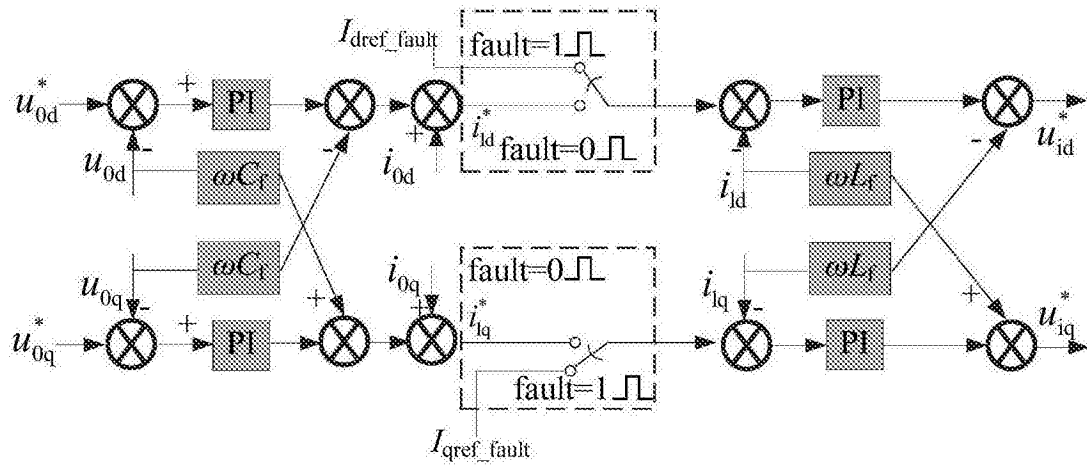
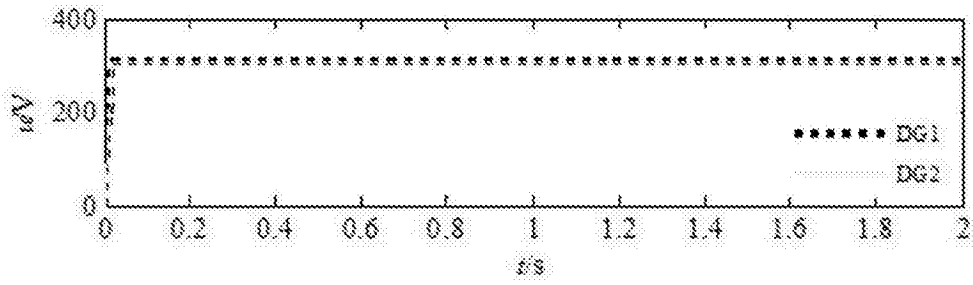
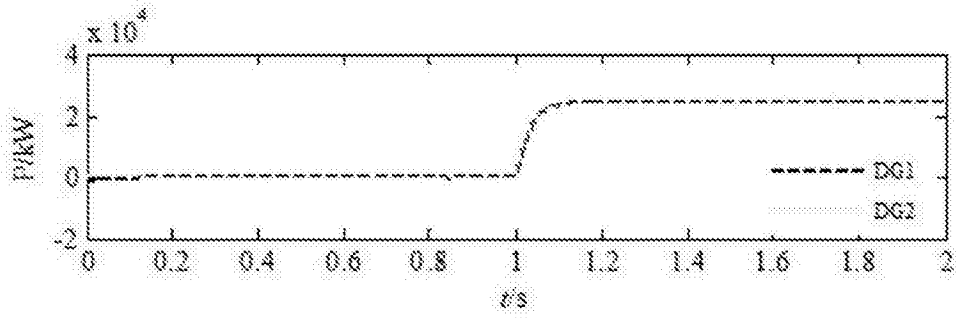


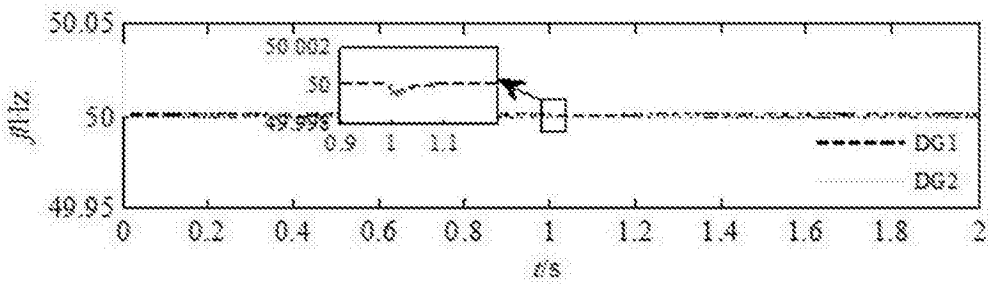
图6



(7a)

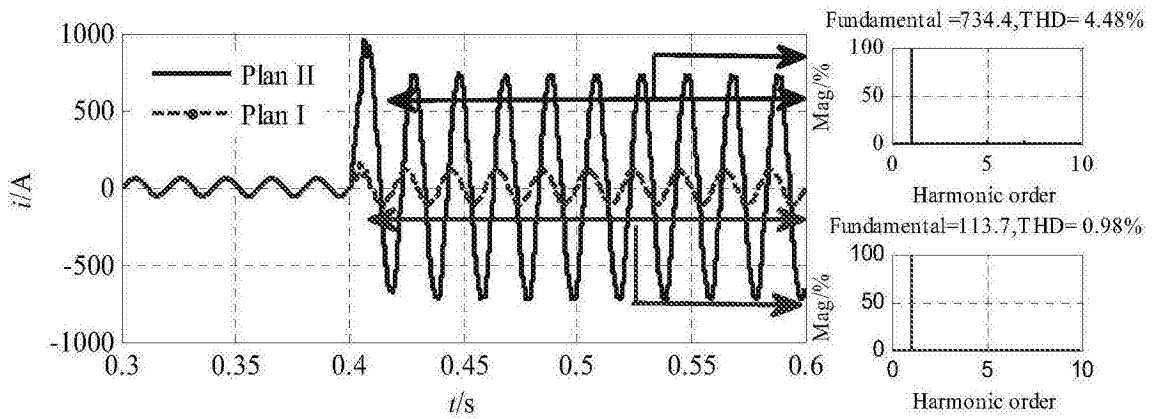


(7b)

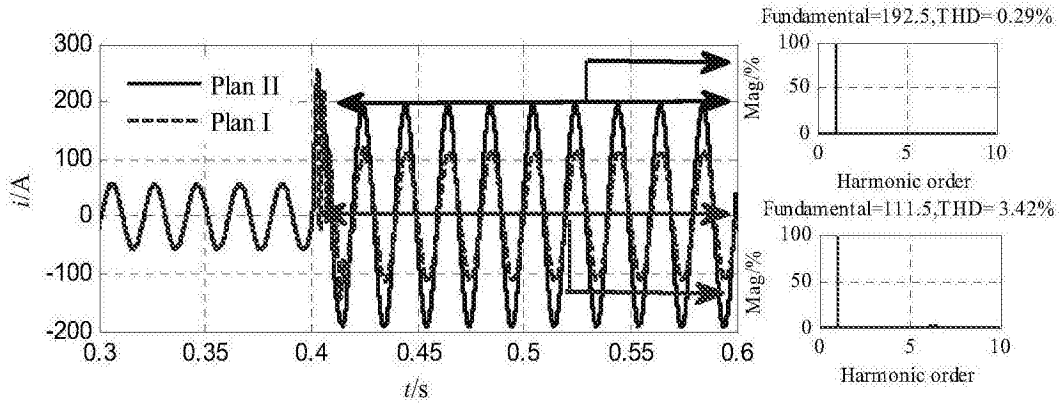


(7c)

图7



(8a)



(8b)

图8