

逆变型微源离网运行下电压不平衡动态补偿策略

随着微电网内部负荷类型的日益复杂化,三相不对称负载引起的电压不平衡问题亟待解决。提出一种基于两相静止坐标系的电压不平衡动态补偿策略,有效地抑制交流侧负序电流。方法采用二阶广义积分(Second Order Generalized Integrator, SOGI)对逆变器输出电压、电流信号进行正负序分离,改进传统的下垂控制提高功率解耦准确度,根据电网允许注入的电压不平衡度(Voltage Unbalance Factor, VUF)要求,加入基于VUF的电压补偿参考发生器,进行电压环参考电压修正。采用准比例-谐振(PR)电压和电流控制器获得系统电压参考值,经过空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)产生逆变器调制波,改善逆变器输出电压和电流波形。最后,在Matlab/Simulink中验证所提补偿策略的正确性和有效性。

杨新华 雷洋洋 吴丽珍 汪龙伟/兰州理工大学电气工程与信息工程学院

0 引言

随着分布式电源在电网中的渗透率不断提高,将分布式电源以微电网的形式运行成为一种非常有效的方式,为未来智能电网的发展夯实了基础^[1-2]。微电网旨在为用户提供高效、清洁和高质量的电力服务^[3-4],但是,微电网三相参数和负荷的不对称,造成三相电压不平衡,使负载侧出现负序电流,对负载的正常运行造成影响,且造成严重的能量损失,降低了微源的能源利用率。对此,国际电工委员会明确规定电力系统中电压不平衡度(Voltage Unbalance Factor, VUF)应限制在2%以

国家自然科学基金(51467009),兰州市科技计划项目(2014-1-162)。

内。我国电力系统公共连接点(Point of Common Coupling, PCC)正常VUF允许值为2%,短时不超过4%。因此,进行微电网电压不平衡补偿具有重要的意义^[5-6]。

传统的电压不平衡补偿方法一般采用在线路中串、并联电能质量调节装置,例如有源电力滤波器(APF)、静止无功补偿发生器(SVG)等,注入补偿电流,以此来调节负载侧的电流和电压质量。文献[7-8]采用并联电能质量调节器抑制电压不平衡,通过向线路注入补偿电流进行电压不平衡补偿。但是在负载不平衡度加大时,电能质量调节器的容量有限,需要补偿的电流可能会超过电能质量调节器的额定容量。

近年来,通过交流型微电网中的逆变型微源实现微电网电压不平衡自主补偿和就地补偿,被国内外学者公认为一种有效的方式。目前,基于分布式电源接口逆变器的微电网电压不平衡补偿控制大多是在两相旋转坐标下,该控制方法需要进行旋转坐标变换,通过锁相环(Phase Locked Loop, PLL)获得微电网运行的频率参考。因此,本文提出了一种两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的基于逆变型微源的微电网电压不平衡补偿控制。该控制策略在传统的逆变器双环控制的基础上加入功率控制环、虚拟阻抗环以及电压不平衡补偿参考控制环。通过VUF期望值与实际VUF比较,产生 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电压不平衡补偿参考值,修正电压参考值,实现微电网三相电压不平衡补偿。



杨新华/教授

关键词/Keywords

微电网·
电压不平衡·
负序电流·
电压不平衡度·

1 接口逆变器控制

1.1 逆变器结构及数学模型

本文的研究对象为三线制电压源型逆变器，其拓扑结构如图1所示。在不考虑死区延迟时间和开关损耗的情况下，根据基尔霍夫电压定律（KVL）得到三相静止坐标系下的电压源型逆变器数学模型为

$$L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} \quad (1)$$

经过两相静止坐标变换，得到两相静止坐标系下的三线制电压源型逆变器数学模型为

$$L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{\alpha N} \\ v_{\beta N} \end{pmatrix} \quad (2)$$

由式（2）可知， $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电压、电

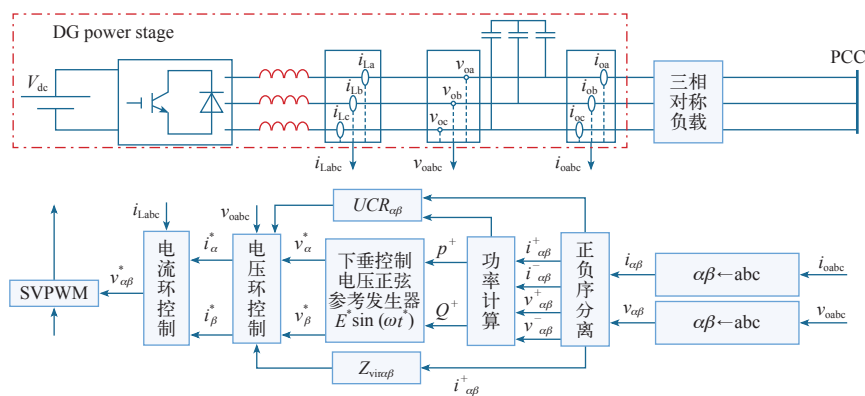


图1 DG逆变器控制结构框图

流已完全解耦，便于独立进行控制。

1.2 功率下垂控制

根据瞬时无功功率理论，计算逆变器注入PCC的复功率 S ，进而计算得到逆变器输出的瞬时有功功率 P 和无功功率 Q 。计算公式为

$$P = 3 \left(\frac{EV}{Z} \cos \varphi - \frac{V^2}{Z} \right) \cos \theta + 3 \frac{EV}{Z} \sin \varphi \sin \theta \quad (3)$$

$$Q = 3 \left(\frac{EV}{Z} \cos \varphi - \frac{V^2}{Z} \right) \sin \theta - 3 \frac{EV}{Z} \sin \varphi \cos \theta \quad (4)$$

式中， E 为逆变器输出的基波正序电压的方均根值； V 为系统电压； θ 为 E 与 V 的相位差； Z 、 φ 分别为逆变器输出阻抗的幅值和相位。假设系统电压 V 的初始相位为零， θ 为逆变器输出电压 E 的相位。实际系统 θ 中很小，可近似认为 $\sin \theta \approx \theta$ ， $\sin \theta = 0$ 。当线路阻抗比很小时，式（3）和式（4）可近似写为

$$P^+ = \frac{EV}{X} \theta \quad (5)$$

$$Q^+ = \frac{E}{X} (V - E) \quad (6)$$

可见，逆变器输出的有功功率主要与逆变器

输出电压的相角差有关，而无功功率主要与逆变器输出电压的幅值有关。基于上述情况，可以利用下述的下垂控制来保证微电网孤岛运行下各DG单元的有功/无功准确解耦

$$\omega^* = \omega_0 - k_p (P^+ - P_0) \quad (7)$$

$$E^* = E_0 - k_q (Q^+ - Q_0) \quad (8)$$

式中， E_0 、 ω_0 分别为空载输出电压的幅值和角频率； E^* 、 ω^* 分别为基波正序参考电压的幅值和角频率； P_0 、 Q_0 分别为逆变器的实功率和虚功率额定容量； k_p 、 k_q 分别为有功控制下垂系数和无功控制下垂系数。

如图1所示，首先，根据式（1）、式（2）将三相逆变器输出瞬时电压 v_{oabc} 、瞬时电流 i_{oabc} 变换到两相静止坐标系下，得到 $v_{\alpha\beta}$ 、 $i_{\alpha\beta}$ ，经过正负序分离器得到 $v_{\alpha\beta}^+$ 、 $v_{\alpha\beta}^-$ 、 $i_{\alpha\beta}^+$ 和 $i_{\alpha\beta}^-$ ，再经过功率计算模块得到基波正序有功功率 P^+ 、无功功率 Q^+ ，利用式（7）、式（8）得到三相基波正序参考电压的角频率和幅值，合成三相基波正序电压参考值，经过Clark变换到 $\alpha\beta$ 轴上的参考电压。根据瞬时无功功率理论， P^+ 、 Q^+ 的计算方法如下

$$P^+ = v_{\alpha\alpha}^+ i_{\alpha\alpha}^+ + v_{\beta\beta}^+ i_{\beta\beta}^+ \quad (9)$$

$$Q^+ = v_{\alpha\alpha}^+ i_{\beta\beta}^+ - v_{\beta\beta}^+ i_{\alpha\alpha}^+ \quad (10)$$

本文采用二阶广义积分器实现正负序分离, 所得电压、电流的正负序分量高次谐波含量较低, 在后续的控制当中省去了低通滤波环节, 提高系统动态响应能力^[9]。对于低压微电网, 输出线路的阻抗比一般较大, 如下表所示。该输出阻抗特性不利于输出功率解耦, 因此需对低压微电网逆变器输出阻抗进行重新设计, 降低线路阻抗比, 提高系统有功无功解耦准确度。

表 不同线路电气参数表

线路	电阻 $r/(\Omega/\text{km})$	电感 $X/(\Omega/\text{km})$	阻抗比 (r/X)
低压线路	0.642	0.083	7.70
中压线路	0.161	0.190	0.85
高压线路	0.060	0.191	0.31

1.3 虚拟阻抗环

在低电压微电网中, 输电线路的阻抗比往往比中高压输电线路的阻抗比大的多, 根据1.2中的功率控制可知, 当逆变器输出线路呈阻性或阻感性时, 传统的下垂控制在功率解耦上存在问题。

一般的实现方法可以在输出线路中加入大电感, 使线路呈感性。但是这种方法增加了系统的成本投入, 增大了系统体积。因此, 虚拟阻抗技术, 成为一种较为实用的技术。文献[10-11]提出一种“虚拟负阻抗”的控制策略, 该策略由虚拟负电阻和虚拟电感两部分组成。虚拟负电阻用于降低由阻性引起的功率耦合, 同时可降低阻性线路引起的电压下降; 虚拟电感使线路阻抗呈感性, 提高无功均分准确度。

虚拟阻抗环如图2所示, R_v 、 L_v 分别为虚拟电阻值和电感值; ω_0 为工频角频率。由于虚拟阻抗环没有能量损耗, 但是会造成电压下降, 因此本课题拟采用两相静止坐标系下的正序电流值作为虚拟阻抗环的电流输入, 并对虚拟阻抗造成的压降进行补偿, $v_{v\alpha}$ 、 $v_{v\beta}$ 分别为 α 轴和 β 轴的补偿电压, 即

$$v_{v\alpha} = R_v i_{\alpha\alpha} - L_v(\omega_0) i_{\alpha\beta} \quad (11)$$

$$v_{v\beta} = R_v i_{\alpha\beta} + L_v(\omega_0) i_{\alpha\alpha} \quad (12)$$

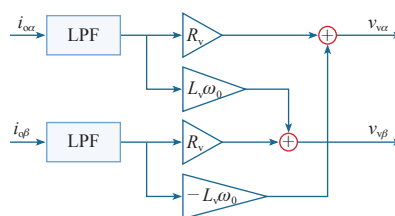


图2 改进的虚拟阻抗模块

1.4 电压补偿参考发生器设计

如图3所示, 电压补偿器产生电压补偿参考 (UCR), 与两相静止坐标系下正序参考电压信号 $v_{\alpha\beta}^*$, 虚拟阻抗环输出的电压信号 $v_{v\alpha\beta}$, 以及微源输出电压 $v_{\alpha\beta}$, 经过电压谐振控制器产生两相静止坐标系下的电流参考信号 $i_{\alpha\beta}^*$ 。UCR的结构如图3所示。

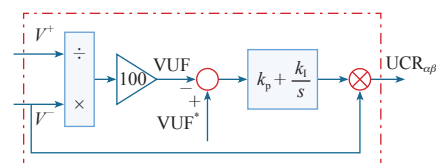


图3 电压不平衡补偿参考发生器结构图

图3中, V^+ 、 V^- 分别为微源输出电压的正负序分量; VUF 为系统三相电压不平衡度; VUF^* 为三相不平衡度参考值。

$$UCR_{\alpha\beta} = (VUF - VUF^*) \cdot PI \cdot V_{\alpha\beta}^- \quad (13)$$

两相静止坐标系下的 VUF 按式 (14)、式 (15) 计算得到

$$VUF = \frac{v_{\alpha\alpha}^-}{v_{\alpha\alpha}^+} \times 100 = \frac{\text{abs}(v_{\alpha\alpha}^-) \cdot \text{LPF}}{\text{abs}(v_{\alpha\alpha}^+) \cdot \text{LPF}} \times 100 \quad (14)$$

$$\text{LPF}(s) = \frac{\omega_{\text{cut}}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{\text{cut}}s + \omega_{\text{cut}}^2} \quad (15)$$

式中, ξ 和 ω_{cut} 分别为低通滤波器的衰减比和截止频率。

1.5 电压电流控制器设计

当控制器需要跟踪的信号为交流信号时, 比例-谐振 (PR) 控制器的稳态跟踪性能是优于比例-积分 (PI) 控制器的。PR控制器和PI控制器的传递函数分别如下

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (16)$$

$$G_{PR}(s) = k_p + k_r \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (17)$$

如图4所示, PI控制器在交流信号的基波频率处的幅值增益几乎为零, 且有一定的相位延迟, 而PR控制器的幅值增益为无穷大, 可实现对交流信号的稳态零误差跟踪。本文是基于两相静止 $\alpha\beta$ 坐标下的控制, 因此选用PR控制器进行电压和电流控制。文献[12]提出了一种准PR控制, 降低控制器实际设计的复杂性, 本文采用的电压、电流准PR控制器传递函数为

$$G_V(s) = k_{pV} + \frac{2k_{rV}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_{cV}s + \omega_0^2} \quad (18)$$

$$G_I(s) = k_{pI} + \frac{2k_{rI}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_{cI}s + \omega_0^2} \quad (19)$$

式中, k_{pI} 、 k_{pV} 、 k_{rI} 和 k_{rV} 分别为电流、电压准PR控制器中的比例系数和谐振系数; ω_{cV} 、 ω_{cI} 分别为电流和电压截止频率。

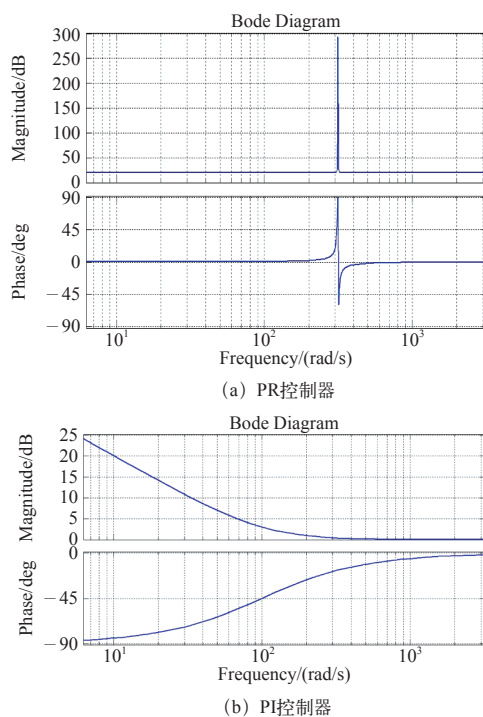


图4 控制器伯德图

由图1可见, 下垂控制器产生的电压参考值与虚拟阻抗环输出的基波电压补偿值相加得到基波电压参考值, 与逆变器输出电容电压相比较作为电压环的输入, 以此产生基波电流参考值, 通过与不平衡补偿发生器和谐波电压补偿发生器产生的补偿指令电流相加得到电流参考值, 与逆变器输出电感电流相比较, 通过电流环控制器得到逆

变器脉宽调制信号发生器的电压参考值, 以此实现基于接口逆变器的微电网电能质量控制。

2 仿真实验

利用Matlab/Simulink, 搭建一个额定容量为3 000 W的电压源逆变器模拟一个分布式电源, 逆变器输出接三相对称阻感性负载的同时, a相并联一个纯阻性负载, 其大小为200 Ω , 以此来模拟逆变器三相电压不平衡。

图5a为补偿前逆变器输出的电压波形, 由于a相的纯阻性负载的接入, 导致a相电压降低, 而b、c相电压升高。如图6a所示, 当电压不平衡时, a相电流升高, b、c相电流较低。此时系统的VUF为6.3%, 而IEC规定的电力系统公共耦合点的VUF不得超过2%。

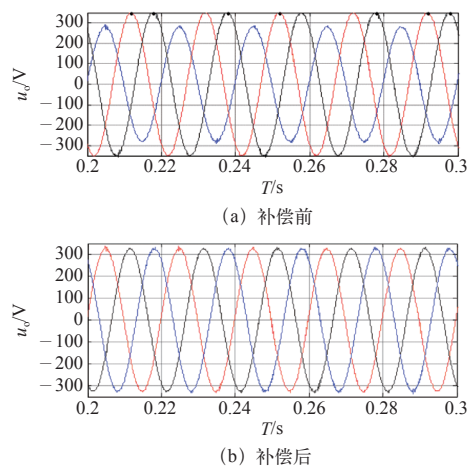


图5 三相电压波形

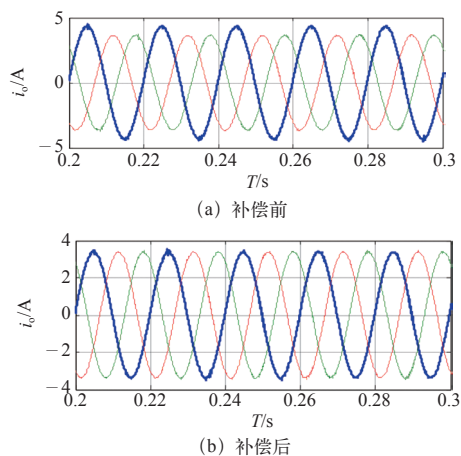


图6 三相电流波形

当加入VCR之后,如图5b所示,a相电压升高,b、c相电压降低,三相VUF降至2%以下。同时,如图6b所示,a相电流升高,b、c相电流降低,a相电压得到有效补偿,使得逆变器输出三相电压平衡。

图7为补偿前后逆变器输出电压的三相VUF波形,仿真时设置补偿开始时间 T 为1.5 s,开始补偿后,逆变器输出VUF逐渐下降,最后为0.8%,符合IEC规定的小于2%的标准。

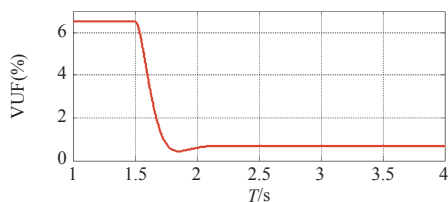


图7 设置补偿时间 $T=1.5$ s, 三相VUF的变化波形

输出负载不对称时,导致逆变器输出正序有功功率和无功功率降低,由负序分量产生的负序无功功率增加。如图8所示,在0.15 s开始补偿以后,微源输出正序有功功率和无功功率增加,负序无功功率降低。因此,负载侧负序电压和负序电流得到有效抑制,从而实现三相电压不平衡补偿。

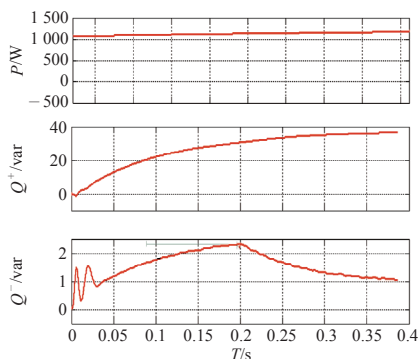


图8 微源输出有功功率和无无功功率

3 结束语

本文针对逆变型微源带单相不平衡纯阻性负载造成的三相不平衡问题,提出了基于两相静止坐标系的三相电压不平衡动态补偿策略,通过仿真分析可知,所提的补偿策略对逆变器输出电压可有效地进行补偿,进而平衡逆变器输出三相电压,抑制负序电流。本文是针对单个逆变型微源的三相电压不平衡补偿进行研究,后续将对多个

逆变型微源并联的微电网孤岛运行下的电压不平衡补偿进行研究。

参考文献

- [1] 王成山,武震,李鹏.微电网关键技术研究[J].电工技术学报,2014(2):1-12.
- [2] 王成山,高菲,李鹏,等.低压微网控制策略研究[J].中国电机工程学报,2012(9):2-9.
- [3] 张庆海,彭楚武,陈燕东,等.一种微电网多逆变器并联运行控制策略[J].中国电机工程学报,2012(9):126-132.
- [4] 关雅娟,邬伟扬,郭小强.微电网中三相逆变器孤岛运行控制技术[J].中国电机工程学报,2011,31(33):52-60.
- [5] 吕志鹏,罗安,荣飞,等.电网电压不平衡条件下微网PQ控制策略研究[J].电力电子技术,2010(6):71-74.
- [6] 李盛伟,李永丽,金强,等.基于逆变型分布式电源控制策略的微电网电能质量控制方法[J].电网技术,2010(8).
- [7] 吴在军,杨雷雷,胡敏强,等.改善微网电能质量的有源电能质量调节器研究[J].电网技术,2012(7):67-73.
- [8] 吴艳娟.采用APF和SVC改善微网电能质量[J].电力系统及其自动化学报,2012(2):147-150.
- [9] 薛尚青,蔡金锭.基于二阶广义积分器的基波正负序分量检测方法[J].电力自动化设备,2011,31(11):69-73.
- [10] 彭自强,罗安,陈燕东,等.基于分频虚拟电阻的多逆变器并联控制策略[J].电网技术,2013(11):3276-3280.
- [11] 张平,石健将,李荣贵.低压微网逆变器的“虚拟负阻抗”控制策略[J].中国电机工程学报,2014(12):1844-1852.
- [12] El Deeb H M, Elserougi A, Abdel-Khalik A S. An adaptive PR controller for inverter-based distribution generation with active damped LCL filter[J]. 2013 IEEE GCC Conference and Exhibition, 2013(11):17-20.

(收稿日期:2015-03-06) **EA**