

# 基于范德波尔振荡器和PQ控制的微电网 并离网协调控制策略

罗 龙<sup>1,2</sup>, 李耀华<sup>1,2</sup>, 李子欣<sup>1,2</sup>, 赵 聪<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室(中国科学院电工研究所), 北京 100190;  
2. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:**针对微电网中采用传统多层嵌套的并离网下垂控制系统存在动态响应速度较慢、均流性能较差等问题,提出了一种基于范德波尔虚拟振荡器控制器(VOC)和PQ控制的微电网并离网协调控制方法。在微电网并网运行时,通过对离网VOC引入并网电流反馈,并对其谐振参数和电压倍率进行闭环调节,使VOC一直处于热备用状态,不仅使微电网中各发电单元拥有PQ控制的良好动态性能,还可实现并离网的平滑切换。在微电网转孤岛运行后,同样对VOC参数进行闭环调节,实现对微电网中公共耦合点(PCC)处负载电压的补偿以及对各发电单元更好的均流控制。给出VOC参数同步控制器与PCC处电压之间的关系,理论分析实现同步的机理。与基于传统下垂控制的并离网控制策略进行仿真对比,结果表明所提控制策略可以有效改善电网在并网运行时的动态响应和孤岛运行时的均流性能。

**关键词:**微电网;虚拟振荡器;并离网控制;PQ控制;协调控制

**中图分类号:**TM 761

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.202204068

## 0 引言

分布式发电(distributed generation, DG)单元并联的微电网能够有效提高系统的供电可靠性和电能质量,是解决和改善高原、海岛等偏远地区分散电力需求并且充分利用可再生能源的一种有效途径<sup>[1-3]</sup>。相较于传统电网,微电网存在并网和孤岛2种运行模式。因此,微电网需要在2种模式下可靠稳定运行,并实现在2种模式之间的平滑切换。

当微电网处于并网运行模式时,一般认为电网为刚性网络,各DG单元采用PQ电流控制方式独立与电网交换功率即可;而当微电网处于孤岛运行模式时,采用主从控制方式的微电网对系统的通信带宽要求较高,多台DG的功率协调控制比较复杂,可靠性也较差。分级控制是微电网离网运行时实现负荷与多台DG装置之间功率平衡的有效方法<sup>[4-5]</sup>:内层一般为交流电压环,带宽在几百到几千赫兹之间,一般与逆变器的开关频率相等或者为开关频率的2倍,具有最快的响应速度,以实现对外环输出值的跟踪控制;外层一般采用下垂控制或者虚拟同步机(virtual synchronous machine, VSM)控制,以实现功率对等分配。

微电网一般呈现阻性,因此当采用下垂控制时,

负荷与DG之间的有功功率交换由电压幅值差决定,而无功功率与电压相位差有关,各DG通过 $P-V$ 和 $Q-\omega$ 下垂曲线调整其与微电网额定电压、额定频率之间的偏差,实现DG与微电网中负荷之间的功率均衡控制;而当下垂关系相反,即负荷与DG之间的有功功率交换由电压相位差决定,而无功功率与电压幅值差有关时,各DG通过 $P-\omega$ 和 $Q-V$ 下垂曲线调整其与微电网额定电压、额定频率之间的偏差,实现DG与微电网中负荷之间的功率均衡控制,这适用于感性网络。虚拟阻抗注入技术使下垂关系可以适用于任何一种网络类型<sup>[6]</sup>。下垂控制具有一定的局限性:当下垂系数较小时,负荷均分效果会变差;当下垂系数较大时,带较重负荷会使电压幅值与频率严重偏离额定值。由于下垂控制的固有特性,孤岛运行模式下微电网的电压和频率会受负荷扰动的影响,威胁微电网的稳定运行,降低微电网的供电质量。为此,文献[7-8]采用自适应下垂系数调节方法来抑制电压和频率波动,但该方法会影响系统的稳定性、功率分配精度和响应速度。基于VSM的外层控制结合虚拟惯性响应和下垂控制,使得逆变器的输出电压模拟同步发电机的外特性,获得与同步机类似的惯性响应。然而,下垂控制和VSM控制都要求与电压跟踪控制器的时间尺度分离至少一个数量级<sup>[9]</sup>,这限制了它们各自的主控制器所能达到的最大控制带宽。特别是在单相结构的微电网中,采用2倍频滤波器更会减慢控制环的响应速度。此外,下垂控制和VSM控制层层嵌套,增加了系统参数的调整难度。

收稿日期:2021-09-25;修回日期:2022-01-14

在线出版日期:2022-04-28

基金项目:中国科学院战略性先导科技专项资助项目(XDA21050302)

Project supported by the Strategic Priority Research Program of Chinese Academy of Sciences(XDA21050302)

将范德波尔虚拟振荡器控制器(virtual oscillator controller, VOC)应用于微电网的孤岛运行模式,可以实现更快的同步速度以及更好的功率对等分配,且控制系统的实现更加简洁。VOC是一种非线性时域控制器,与下垂控制器和VSM不同的是,其控制器系统不需要计算逆变器的输出有功功率和无功功率,也无需调节器进行闭环控制。传统的下垂控制和VSM控制需使用低通滤波器(low pass filter, LPF)进行功率计算,且为了避免外层控制器对内层控制器的干扰,外层控制器和内层控制器的带宽须相差一个数量级以上。文献[10]在孤岛运行模式下通过实验验证了VOC的同步速度比下垂控制器和VSM快一个数量级。当VOC应用于并网运行模式时,文献[11]通过在VOC反馈电流回路中引入一个复数 $K$ ,并对其实部和虚部进行控制,实现了并网时有功功率和无功功率的解耦控制,但在外部线路阻抗参数未知的情况下,不能较好地实现功率解耦,且该方法只适用于三相系统。文献[11-12]缺乏对VOC中固有的3次谐波的抑制,导致并网电流谐波较大。为此,文献[13]应用虚拟阻抗方法实现了对3次谐波的抑制,但同样会对系统的动态性能有所影响。相较于PQ并网的方式,VOC并网时的响应速度慢,实现过程比较复杂,且不能实现功率反转,不宜运用于含有储能系统的DG单元。

因此,为了实现微电网既能在孤岛运行模式下具有较好的均流性能,又能在并网运行模式下具有较快的响应速度以及谐波抑制性能,且能实现功率的双向流动,本文提出了基于VOC孤岛运行和基于PQ并网运行的协调控制方法。通过采用基于比例积分(proportional integral, PI)的同步控制器闭环调整VOC系统参数,使得微电网电压与电网电压以及VOC输出电压与PQ控制器(PQ controller, PQC)输出电压在幅值和相位上完成同步,实现微电网在并网运行模式和转孤岛运行模式之间的平滑切换,并指出了同步时添加LPF的必要性。同时,给出了VOC参数同步控制器与公共耦合点(point of common coupling, PCC)处电压之间的关系,理论分析了实现同步的机理。最后,通过算例仿真验证了所提控制策略可以有效改善微电网在并网运行时的动态响应和孤岛运行时的均流性能。

## 1 离网VOC的数学模型

VOC的电路原理如图1所示。图中: $i$ 为VOC的输入电流; $u_e$ 为VOC的输出电压; $u_r$ 、 $i_\sigma$ 分别为负电导 $-\sigma$ 的输出电压、输出电流; $i_c$ 为流经电容 $C$ 的电流; $i_L$ 为流经电感 $L$ 的电流; $i_\gamma$ 为立方压控电流源的输出电流; $i_g$ 为流控电流源的输出电流; $\kappa_u$ 、 $\kappa_i$ 分别为VOC输出电压、输入电流的比例系数; $\alpha$ 为立方压控

电流源的比例系数。

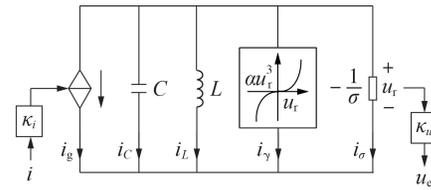


图1 VOC的电路原理

Fig.1 Circuit principle of VOC

由图1可以得到时域动态约束方程为:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = \frac{u_e}{\kappa_u} \\ C \frac{du_e}{dt} = -\alpha \frac{u_e^3}{\kappa_u^2} + \sigma u_e - \kappa_u i_L - \kappa_u \kappa_i i \end{cases} \quad (1)$$

在采样间隔为 $T_s$ 的条件下,对式(1)进行梯形积分,离散化得到采样时刻 $k+1$ 的差分方程为:

$$\begin{cases} u_e[k] = a^{-1} [bu_e[k-1] + ci_L[k-1] + d(i[k] + i[k-1]) + eu_e^3[k-1]] \\ i_L[k] = i_L[k-1] + m(u_e[k] + u_e[k-1]) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} a = 1 - \frac{T_s \sigma}{2C} + \frac{T_s^2}{4LC}, & b = 1 + \frac{T_s \sigma}{2C} - \frac{T_s^2}{4LC} \\ c = -\frac{T_s}{C} \kappa_u, & d = -\frac{T_s}{2C} \kappa_u \kappa_i \\ e = -\frac{\alpha T_s}{C \kappa_u^2}, & m = \frac{T_s}{2\kappa_u L} \end{cases} \quad (3)$$

设逆变器的调制延时很小,即VOC的输出电压 $u_e$ 等于逆变器的输出电压 $v_c$ ,因此 $t$ 时刻逆变器的输出电压 $v_c(t)$ 可以表示为:

$$v_c(t) = u_e(t) = \sqrt{2} V(t) \cos \phi(t) \quad (4)$$

式中: $V(t)$ 为 $t$ 时刻逆变器输出电压的有效值; $\phi(t)$ 为 $t$ 时刻逆变器输出电压的瞬时相位。由文献[14]可知,VOC控制的逆变器对外表现出下垂特性,由式(1)可得 $V(t)$ 、 $\phi(t)$ 与逆变器输出有功功率 $P$ 以及无功功率 $Q$ 之间的关系为:

$$\begin{cases} \frac{dV(t)}{dt} = \frac{\sigma}{2C} \left( V(t) - \frac{\beta}{2} V^3(t) \right) - \frac{\kappa_u \kappa_i}{2CV(t)} P \\ \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_0^* + \frac{\kappa_u \kappa_i}{2CV^2(t)} Q \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\beta = 3\alpha/(\kappa_u^2 \sigma)$ ;  $\omega_0^*$ 为逆变器的额定角频率。式(5)表征了VOC的内部动态特性,相比于传统的下垂控制方法,其无需进行功率计算。逆变器的开路电压 $V_{oc}$ 和最大输出有功功率 $P_{max}$ 可分别表示为:

$$V_{oc} = \kappa_u \sqrt{\frac{2\sigma}{3\alpha}}, \quad P_{max} = \frac{\kappa_u \sigma^2}{6\kappa_i \alpha} \quad (6)$$

结合式(5)和式(6),可得逆变器工作在任意一点( $P_{eq}, Q_{eq}$ )的稳态下垂关系为:

$$\begin{cases} V_{\text{eq}} = V_{\text{oc}} + m_p P_{\text{eq}} \\ \omega_{\text{eq}} = \omega_0^* + m_q Q_{\text{eq}} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $V_{\text{eq}}$ 、 $\omega_{\text{eq}}$  分别为逆变器在稳态工作点 ( $P_{\text{eq}}$ ,  $Q_{\text{eq}}$ ) 下的额定工作电压、额定工作角频率;  $m_p$ 、 $m_q$  为下垂系数, 如式(8)所示。

$$\begin{cases} m_p = \frac{K_u K_i}{2\sigma} (V_{\text{oc}} - \beta V_{\text{oc}}^3)^{-1} \\ m_q = \frac{K_u K_i}{2CV_{\text{oc}}^2} \end{cases} \quad (8)$$

## 2 微电网的结构及数学模型

$n$  台 DG 并联的微电网结构如图 2 所示。DG <sub>$j$</sub>  ( $j=1, 2, \dots, n$ ) 通过等效线路阻抗  $Z_{\text{line}j}$  与 LCL 滤波器阻抗  $Z_{\text{of}j}$  连接至微电网的 PCC, 即 DG <sub>$j$</sub>  与 PCC 之间的等效阻抗  $Z_{\text{DG}j} = Z_{\text{line}j} + Z_{\text{of}j}$ , 其与 PCC 之间交换的复功率大小为  $S_j = P_{\text{DG}j} + jQ_{\text{DG}j}$ ,  $P_{\text{DG}j}$ 、 $Q_{\text{DG}j}$  分别为 DG <sub>$j$</sub>  发出的有功功率、无功功率。微电网的总负载等效阻抗为  $Z_{\text{pcc\_load}}$ , 静态传输开关 (static transfer switch, STS) 可以实现微电网与电网之间母线的通断。图 2 中:  $u_{\text{of}j}$ 、 $i_{\text{of}j}$  分别为 DG <sub>$j$</sub>  逆变器的输出电压、输出电流;  $u_{\text{of}j}$  为 DG <sub>$j$</sub>  的 LCL 滤波器输出电压;  $u_{\text{pcc}}$ 、 $i_{\text{pcc}}$  分别为 PCC 处电压、所有 DG 流入 PCC 的电流;  $u_{\text{grid}}$ 、 $i_{\text{grid}}$  分别为电网电压、电网电流。

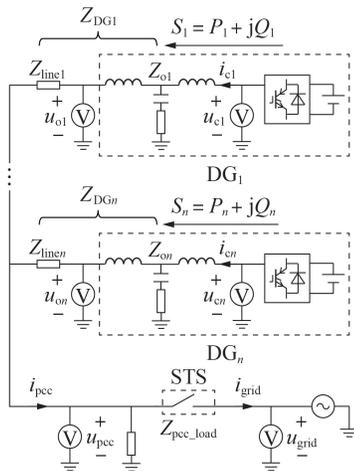


图2 多台 DG 并联的微电网结构

Fig.2 Structure of microgrid with multiple DGs in parallel

将 PCC 处电压  $u_{\text{pcc}}$ 、DG <sub>$j$</sub>  逆变器的输出电压  $u_{\text{of}j}$  和输出电流  $i_{\text{of}j}$  记为相量形式, 即  $U_{\text{pcc}} = U_{\text{pcc}} \angle 0^\circ$ 、 $U_{\text{of}j} = U_{\text{of}j} \angle \delta_j$ 、 $I_{\text{of}j} = I_{\text{of}j} \angle \theta_j$ , 逆变器的等效输出阻抗  $Z_{\text{DG}j} = Z_{\text{line}j} + Z_{\text{of}j} = R_{\text{DG}j} + jX_{\text{DG}j}$ , 其中  $R_{\text{DG}j}$ 、 $X_{\text{DG}j}$  分别为 DG <sub>$j$</sub>  逆变器的等效电阻、电抗。根据图 2 中 DG <sub>$j$</sub>  的电路连接关系, 可得 DG <sub>$j$</sub>  与 PCC 之间交换的复功率大小为:

$$S_j = U_{\text{of}j} I_{\text{of}j}^* = U_{\text{of}j} \left( \frac{U_{\text{of}j} - U_{\text{pcc}}}{Z_{\text{DG}j}} \right)^* = P_{\text{DG}j} + jQ_{\text{DG}j} \quad (9)$$

代入参数计算可得:

$$\begin{bmatrix} P_{\text{DG}j} \\ Q_{\text{DG}j} \end{bmatrix} = \frac{U_{\text{of}j}}{|Z_{\text{DG}j}|^2} \begin{bmatrix} R_{\text{DG}j} & X_{\text{DG}j} \\ X_{\text{DG}j} & -R_{\text{DG}j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\text{of}j} - U_{\text{pcc}} \cos \delta_j \\ U_{\text{pcc}} \sin \delta_j \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中:  $|Z_{\text{DG}j}|^2 = |R_{\text{DG}j}|^2 + |X_{\text{DG}j}|^2$ 。

由式(10)可知, DG <sub>$j$</sub>  发出的有功功率和无功功率由逆变器的输出电压相位  $\delta_j$  及幅值  $U_{\text{of}j}$  决定, 这会导致无法独立控制有功功率和无功功率。一种解决办法是: 通过调整逆变器的等效输出阻抗, 使其近似呈现纯阻性或者纯感性, 实现有功功率和无功功率的解耦控制。

虽然逆变器的等效输出阻抗可以由虚拟阻抗任意塑造, 但是将输出阻抗构造成阻性更有利于微电网的稳定运行<sup>[15]</sup>, 这是因为虚拟电阻不会随着频率发生变化, 全频率范围内仅由一个反馈环路构成即可, 在负载功率突变或非线性负载的微电网中, DG 可表现出更好的功率对等分配性能。此外, 虚拟电阻可以增加系统的阻尼, 更有利于微电网的稳定运行。

因此, 本文采用虚拟阻抗法构造虚拟电阻, 使得逆变器的输出总阻抗呈现电阻特征。逆变器的虚拟电阻  $R_{\text{vir}}$  可由式(11)得到。

$$v_{\text{ref}} = v_{\text{controller}} - R_{\text{vir}} i_c \quad (11)$$

式中:  $v_{\text{ref}}$  为逆变器输出电压的参考值;  $v_{\text{controller}}$  为控制器的输出电压;  $i_c$  为逆变器的输出电流。当  $R_{\text{vir}}$  足够大时, 可近似得到  $|Z_{\text{DG}j}|^2 = |R_{\text{DG}j}|^2 + |X_{\text{DG}j}|^2 \approx |R_{\text{DG}j}|^2$ , 即  $|X_{\text{DG}j}|^2 \approx 0$ 。在实际中,  $\delta_j$  也足够小, 故式(10)中的  $\sin \delta_j \approx \delta_j$ ,  $\cos \delta_j \approx 1$ , 则可进一步简化得到:

$$\begin{bmatrix} P_{\text{DG}j} \\ Q_{\text{DG}j} \end{bmatrix} = \frac{U_{\text{of}j}}{|R_{\text{DG}j}|^2} \begin{bmatrix} R_{\text{DG}j} & 0 \\ 0 & -R_{\text{DG}j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\text{of}j} - U_{\text{pcc}} \\ U_{\text{pcc}} \delta_j \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式(12)可知, 当逆变器输出阻抗呈现电阻特征时, 其有功功率大小由电压幅值差  $\Delta U = U_{\text{of}j} - U_{\text{pcc}}$  决定, 而无功功率大小由  $\delta_j$  决定。对于任意 1 台逆变器, 其虚拟阻抗大小可依据系统稳定性和所需的阻尼进行设计, 过大的虚拟电阻会导致系统不稳定, 而过小的虚拟电阻对系统的解耦效果又不明显, 故需要进行折中处理<sup>[16]</sup>。

## 3 微电网的协调控制策略

微电网中 DG <sub>$j$</sub>  的并网、离网控制及并离网切换控制框图如附录 A 图 A1 所示, 由基于二阶广义积分器 (second order generalized integrator, SOGI) 的锁相环 (phase locked loop, PLL)、相位控制器、幅值控制器、VOC、PQC、DG <sub>$j$</sub>  和大电网 (main grid, MG) 组成。MG 通过 STS 与 DG <sub>$j$</sub>  相连接。SOGI-PLL 实现对电网电压  $u_{\text{grid}}$ 、PCC 处电压  $u_{\text{pcc}}$ 、VOC 的输出电压  $u_e$ 、

PQC输出电压 $u_c$ 的幅值和相位跟踪。为了简化系统的分析,设定微电网PCC处的等效负载阻抗 $Z_{\text{pcc\_load}}$ 仅为阻性,即 $Z_{\text{pcc\_load}} \approx R_{\text{load}}$ 。

### 3.1 孤岛运行模式下VOC的控制策略

当微电网运行于孤岛模式时,需实现每台DG对PCC处负载功率的平均分配。孤岛运行模式下均采用VOC,根据VOC的数学模型可知,VOC的电路参数由式(13)~(19)决定<sup>[11]</sup>。

$$\kappa_u = V_{\text{max}} \quad (13)$$

$$\kappa_i = \frac{V_{\text{min}}}{S_N} \quad (14)$$

$$\alpha = \frac{2\sigma}{3} \quad (15)$$

$$L = \frac{1}{(\omega_0^*)^2 C} \quad (16)$$

$$V_{\text{max}} = (1 + \Delta)V_N \quad (17)$$

$$V_{\text{min}} = (1 - \Delta)V_N \quad (18)$$

$$\sigma = V_{\text{max}}^2 \frac{V_{\text{max}}/V_{\text{min}}}{V_{\text{max}}^2 - V_{\text{min}}^2} \quad (19)$$

式中: $V_{\text{max}}$ 、 $V_{\text{min}}$ 分别为逆变器输出电压的最大值、最小值,即逆变器输出电压波动范围的上、下限; $V_N$ 为逆变器的额定输出电压; $\Delta$ 为逆变器实际输出电压的偏差容限,通常为5%; $S_N$ 为逆变器的额定输出视在功率,需要注意的是,区别于传统的V/f控制, $S_N$ 为逆变器侧输出功率,而非LCL滤波器侧输出功率。

设图A1中负电导 $-\sigma$ 的输出电压 $u_r = \cos(\omega t)$ , $\omega$ 为逆变器输出电压的角频率。由于VOC立方压控电流源 $\alpha u_r^3$ 的非线性特性, $i_\gamma$ 的表达式为:

$$i_\gamma = \alpha u_r^3 = \frac{3\alpha}{4} \cos(\omega t) + \frac{\alpha}{4} \cos(3\omega t) \quad (20)$$

当VOC进入稳定工作状态时,其LC谐振单元以额定角频率 $\omega_0^*$ 进行谐振,不对外交换功率,即 $i_L = i_C$ ,VOC存在如下关系式:

$$i_\sigma = -(i_g + i_\gamma) \quad (21)$$

此时负电导的输出电压 $u_r$ 为:

$$u_r = -i_\sigma \frac{1}{\sigma} = \frac{i_g + i_\gamma}{\sigma} \quad (22)$$

由式(22)可知,负电导的输出电压中含有电流项 $i_\gamma$ ,即 $u_r$ 中含有基波和3次谐波分量,因此逆变器的输出电压中必含有3次谐波分量。文献[17]给出了VOC的起振速度和输出电压3次谐波含量的关系式,如式(23)所示。

$$\begin{cases} t_{\text{rise}} = \frac{6}{\omega_n \sigma} \sqrt{\frac{C}{L}} \\ \delta_{3:1} = \frac{\sigma}{8} \sqrt{\frac{L}{C}} \end{cases} \quad (23)$$

式中: $t_{\text{rise}}$ 为负电导的输出电压 $u_r$ 从开始起振 $0.1V_{\text{max}}$ 到最大值 $0.9V_{\text{max}}$ 所需要的时间; $\delta_{3:1}$ 为负电导的输

出电压 $u_r$ 中相对于基波分量的3次谐波分量百分比。由式(23)可知,通过减小谐振电感 $L$ 或增大谐振电容 $C$ 可降低输出电压中的3次谐波含量,但是需要以牺牲起振速度为代价。针对该问题,本文通过在DG并网运行时引入并网电流,先建立VOC的稳定振荡状态,避免VOC起振速度慢的问题,具体见3.3节。

图A1中VOC选择网侧电流反馈 $i_\gamma$ 或者逆变器侧电流反馈 $i_\gamma$ 的非线性动态性能具有一致性<sup>[13]</sup>,因此,为了实现DG<sub>j</sub>并网模式与孤岛模式之间的平滑切换,本文选择网侧电流反馈 $i_\gamma$ 作为DG<sub>j</sub>并网和离网时的反馈电流,即无论DG<sub>j</sub>处于何种运行模式,一直有逻辑切换开关 $S_j$ 处于位置2处,如图A1所示。

线路传输阻抗 $Z_{\text{line}}$ 的存在导致实际微电网PCC处的电压幅值往往会低于负载的额定电压,甚至会出现负载因电压过低而停止运行的情况。针对该问题,在孤岛运行模式下,本文提出采用PI控制器对DG<sub>j</sub>的VOC输出电压比例系数的初始值 $\kappa_{u0}$ 进行闭环调整,使微电网运行于孤岛模式时PCC处电压 $u_{\text{pcc}}$ 可以达到额定值,具体描述见3.3.2节。

综上所述,根据式(13)~(19)对VOC参数进行设计,并将其代入式(2)和式(3)中,将式(2)应用于数字控制器,即可实现微电网在孤岛运行模式下DG<sub>j</sub>的下垂控制。

### 3.2 并网模式下的PQ控制策略

当微电网处于并网运行模式时,DG<sub>j</sub>在PQ控制方式下将电能馈送给电网。由于PQ控制属于并网时的常用方法,受限于篇幅,本文不再赘述。需要注意的是:电流内环需采用双电流环控制,其电流内环内层为高频电流阻尼控制器,电流内环外层为基波电流跟踪控制器;PQ控制策略最外层为PQ功率跟踪控制器;在选择内、外层控制器的增益参数时,需要保证内、外层控制带宽的大小限制,为了避免外层控制器与内层控制器之间的干扰,应保证外层控制器的带宽至少比内层控制器的带宽小一个数量级。具体实现细节以及详细控制器参数的选择可参考文献[4]。

### 3.3 并离网切换控制策略

无论微电网处于并网模式还是孤岛模式,实现动态切换最重要的是要保证PCC处电压的平滑且连续。在同步过程中需捕捉信号的幅值和相位,具体实现原理<sup>[18]</sup>如附录A图A2所示。

可以认为,任意角频率为 $\omega$ 的正弦信号经过SOGI-PLL后,即可获得该正弦信号的峰值 $X_d$ 和相位 $\theta_x$ 。其中,SOGI为1台二阶带通滤波器,对PI控制器参数 $k_{\text{pPLL}}$ 和 $k_{\text{iPLL}}$ 的调整可实现对电网电压频率的无差跟踪。SOGI的带宽可以由比例系数 $k_{\text{SOGI}}$ 进行设定,其与PLL的中心频率无关,通过合理地调整 $k_{\text{SOGI}}$ 取值可以很好地解决响应速度与滤波延时之间的矛盾。

盾。通过对PLL传递函数的分析可知,PLL具有低通特性,考虑到PLL的动态性能和稳态性能<sup>[19]</sup>,本文取 $k_{\text{SOGI}}=0.5, k_{\text{pPLL}}=0.7, k_{\text{iPLL}}=2.0$ 。

### 3.3.1 并网转离网的实现方法

如图A1所示:当DG并网运行时,各DG控制器的逻辑开关 $S_{\text{PC}}、S_{\text{AC}}、S_{\text{U}}、S_{\text{I}}$ 的状态取值分别为 $S_{\text{PC}}=1、S_{\text{AC}}=1、S_{\text{U}}=1、S_{\text{I}}=2$ ,此时VOC模拟PQC的外特性,VOC的输出电压 $u_e$ 和PQC的输出电压 $u_c$ 一直处于同步状态,在并网电流的作用下, $u_e$ 将从零电压开始起振,逐渐达到稳定状态,且在同步调节器的作用下实现与 $u_c$ 的同步;当孤岛算法检测到孤岛效应发生后,各DG控制器的逻辑开关的状态取值切换为 $S_{\text{PC}}=0、S_{\text{AC}}=0、S_{\text{U}}=2、S_{\text{I}}=2$ ,即可实现并网模式到孤岛模式的无缝切换。为了简化叙述,本文采用的孤岛检测算法可参考文献[18]。

在同步过程中,采用的相位控制器传递函数为:

$$L=L_0-(K_{\text{p},\theta}^{c,e}+K_{\text{i},\theta}^{c,e}/s)(\theta_c-\theta_e) \quad (24)$$

式中: $L_0$ 为VOC单元的谐振电感初始值; $K_{\text{p},\theta}^{c,e}$ 和 $K_{\text{i},\theta}^{c,e}$ 分别为相位控制器的比例、积分系数; $\theta_c、\theta_e$ 分别为PQC输出电压 $u_c$ 、VOC输出电压 $u_e$ 的相位。

采用的幅值控制器传递函数为:

$$\kappa_u=\kappa_{u0}+\frac{\omega_{c,e}}{s+\omega_{c,e}}\left(K_{\text{p},ud}^{c,e}+\frac{K_{\text{i},ud}^{c,e}}{s}\right)(U_d^c-U_d^e) \quad (25)$$

式中: $\kappa_{u0}$ 为电压比例系数初始值; $\omega_{c,e}$ 为并网转离网同步过程中LPF的截止角频率; $K_{\text{p},ud}^{c,e}、K_{\text{i},ud}^{c,e}$ 分别为幅值控制器的比例、积分系数; $U_d^c、U_d^e$ 分别为PQC输出电压 $u_c$ 和VOC控制输出电压 $u_e$ 的峰值。

需要说明的是:①当DG<sub>j</sub>并网运行时,VOC的输出电压 $u_e$ 会一直跟踪PQC的输出电压 $u_c$ ,一旦在任意时刻发生孤岛,控制逻辑开关即可完成并网模式到孤岛模式的切换;②利用并网电流启动VOC,不仅避免了VOC直接启动时存在的起振较慢的问题,还避免了离网空载运行时VOC在反馈电流为0的情况下难以启动的问题。

### 3.3.2 离网转并网的实现方法

当DG<sub>j</sub>孤岛运行时,如图A1所示,各DG控制器的逻辑开关状态取值分别为 $S_{\text{PC}}=0、S_{\text{AC}}=0、S_{\text{U}}=2、S_{\text{I}}=2$ ,此时VOC会根据自身容量的大小和PCC处负载的大小,自动实现功率的均衡输出。通常,由于DG和PCC之间的连接线缆较长,线缆阻抗是不确定的,可能导致PCC处电压低于负载的额定电压。因此,本文提出通过对下垂控制器VOC中控制系数 $\kappa_u$ 的闭环调节,将幅值控制器单元中的逻辑开关状态调节至位置2,即 $S_{\text{AC}}=2$ ,即将幅值控制器的参考值设置为 $U_{\text{d,ref}}^{\text{pcc}}$ ,该值即为PCC处负载所需的额定值。

当电网恢复正常,要求微电网从由孤岛模式切换为并网模式时,需同步VOC的输出参考电压 $u_e$ 和

电网电压 $u_{\text{grid}}$ ,此时将各DG控制器的逻辑开关状态取值切换为 $S_{\text{PC}}=2、S_{\text{AC}}=2、S_{\text{U}}=2、S_{\text{I}}=2$ ,即将幅值控制器单元中的调节器参考值设置为 $U_d^{\text{grid}}$ ,该值即为电网电压的峰值。当同步后电网电压、PCC处电压的幅值差和相位差满足式(26)时,闭合STS,将逻辑开关 $S_{\text{U}}$ 的状态置1,即可实现DG<sub>j</sub>从孤岛模式到并网模式的切换。

$$|U_d^{\text{grid}}-U_d^{\text{pcc}}|\leq\varepsilon_U, |\theta_c-\theta_e|\leq\varepsilon_\theta \quad (26)$$

式中: $\varepsilon_U$ 和 $\varepsilon_\theta$ 为预设的最小同步误差。

同理,采用的相位控制器传递函数为:

$$L=L_0-(K_{\text{p},\theta}^{\text{g,pcc}}+K_{\text{i},\theta}^{\text{g,pcc}}/s)(\theta_g-\theta_{\text{pcc}}) \quad (27)$$

式中: $K_{\text{p},\theta}^{\text{g,pcc}}、K_{\text{i},\theta}^{\text{g,pcc}}$ 分别为相位控制器的比例、积分系数; $\theta_g、\theta_{\text{pcc}}$ 分别为电网电压 $u_{\text{grid}}$ 和PCC处电压 $u_{\text{pcc}}$ 的相位。

在同步过程中,采用的幅值控制器传递函数为:

$$\kappa_u=\kappa_{u0}+\frac{\omega_{\text{g,pcc}}}{s+\omega_{\text{g,pcc}}}\left(K_{\text{p},ud}^{\text{g,pcc}}+\frac{K_{\text{i},ud}^{\text{g,pcc}}}{s}\right)(U_d^g-U_d^{\text{pcc}}) \quad (28)$$

式中: $\omega_{\text{g,pcc}}$ 为离网转并网同步过程中LPF的截止频率; $K_{\text{p},ud}^{\text{g,pcc}}、K_{\text{i},ud}^{\text{g,pcc}}$ 分别为幅值控制器的比例、积分系数; $U_d^g、U_d^{\text{pcc}}$ 分别为电网电压 $u_{\text{grid}}$ 、PCC处电压 $u_{\text{pcc}}$ 的峰值。

对比式(24)~(28)可知,本文所提相位同步方法不需要LPF,幅值同步方法需要LPF,其原因是:①幅值本身变化较慢,如果调节速度过快,则会对频率带来较高的振荡,不利于系统的稳定,使得DG<sub>j</sub>之间可能产生环流,导致均流性能变差;②对相位进行同步时,由于PLL具有很强的滤波作用且响应速度较慢,因此可以省去LPF。

## 4 数学建模和稳定性分析

DG并网运行时所采用的PQ控制方法比较成熟,本文不再赘述。因此,本文建立了基于VOC的DG<sub>j</sub>小信号模型,并分析了切换过程的稳定性。

### 4.1 系统的数学模型

在一定的频率范围内,DG<sub>j</sub>的LCL滤波器可以近似为一阶L滤波器,与线路阻抗 $Z_{\text{line}j}$ 连接至PCC处,其总的等效阻抗为 $Z_j(s)=R_j+sL_j$ 。将 $\phi_j(t)=\omega_0^*t+\theta_j$ 代入式(5),其中 $\phi_j(t)$ 为 $t$ 时刻DG<sub>j</sub>逆变器输出电压的瞬时相位。为了使分析结果不失普遍性,在旋转坐标系下可得DG<sub>j</sub>输出电压和相位的动态数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{dV_j}{dt}=\frac{\sigma}{2C}\left(V_j-\frac{\beta}{2}V_j^3\right)-\frac{\kappa_{u,j}\kappa_{i,j}}{2CV_j}(V_{d,j}I_{d,j}+V_{q,j}I_{q,j}) \\ \frac{d\theta_j}{dt}=-\omega_0^*+\frac{1}{\sqrt{L_jC}}+\frac{\kappa_{u,j}\kappa_{i,j}}{2CV_j^2}(V_{q,j}I_{d,j}-V_{d,j}I_{q,j}) \end{cases} \quad (29)$$

式中:下标 $j$ 表示DG<sub>j</sub>的相关变量; $V_{d,j}、V_{q,j}$ 和 $I_{d,j}、I_{q,j}$ 分别为DG<sub>j</sub>通过SOGI构造的电压 $V_j$ 和 $I_j$ 的正交分

量,  $V_{d,j} = V_j \cos \theta_j$ ,  $V_{q,j} = V_j \sin \theta_j$ 。

PLL可以等效为一阶低通滤波环节,其对于PCC处电压幅值和相位同步过程的影响可表示为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{V}_{\text{pcc}}}{dt} = \omega_{\text{BW},u} (V_{\text{pcc}} - \hat{V}_{\text{pcc}}) \\ \frac{d\hat{\theta}_{\text{pcc}}}{dt} = \omega_{\text{BW},\theta} (\theta_{\text{pcc}} - \hat{\theta}_{\text{pcc}}) \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $\hat{V}_{\text{pcc}}$  为在带宽  $\omega_{\text{BW},u}$  下 SOGI-PLL 对 PCC 处电压幅值的估计值;  $\hat{\theta}_{\text{pcc}}$  为在带宽  $\omega_{\text{BW},\theta}$  下 SOGI-PLL 对 PCC 处电压相位的估计值。

则 DG<sub>j</sub> 交流输出侧电流的动态模型可表示为:

$$\begin{cases} \frac{dI_{d,j}}{dt} = -\frac{R_j}{L_j} I_{d,j} + \omega_0^* I_{q,j} + \frac{1}{L_j} (V_{d,j} - V_{d,\text{pcc}}) \\ \frac{dI_{q,j}}{dt} = -\frac{R_j}{L_j} I_{q,j} - \omega_0^* I_{d,j} + \frac{1}{L_j} (V_{q,j} - V_{q,\text{pcc}}) \end{cases} \quad (31)$$

式中:  $V_{d,\text{pcc}} = R_{\text{load}} \sum_{k=1}^j I_{d,k}$ ;  $V_{q,\text{pcc}} = R_{\text{load}} \sum_{k=1}^j I_{q,k}$ 。

将式(29)~(31)在稳态工作点附近进行线性化,可以得到 DG<sub>j</sub> 的小信号模型为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{x} = [\Delta I_d \ \Delta I_q \ \Delta V \ \Delta \theta \ \Delta \hat{V}_{\text{pcc}} \ \Delta \hat{\theta}_{\text{pcc}}]^T \\ \mathbf{u} = [\Delta u_v \ \Delta u_\theta]^T \end{cases} \quad (32)$$

式中:  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$  为系统状态方程的系数矩阵;  $\mathbf{x}$  为状态空间的状态变量矩阵;  $\mathbf{u}$  为状态空间的输入矩阵;  $\dot{\mathbf{x}}$  为状态空间的状态更新矩阵;  $\Delta I_d$ 、 $\Delta I_q$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta \theta$ 、 $\Delta \hat{V}_{\text{pcc}}$ 、 $\Delta \hat{\theta}_{\text{pcc}}$  分别为 DG 的交流输出侧电流  $d$  轴分量、DG 的交流输出侧电流  $q$  轴分量、PCC 处电压幅值实际值、PCC 处电压相位实际值、PCC 处电压幅值估计值、PCC 处电压相位估计值的状态量;  $\Delta u_v$ 、 $\Delta u_\theta$  为系统输入状态量,分别为幅值和相位的调节量。

由式(29)~(31)表征的系统非线性模型可以统一表示如下:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (33)$$

式中:  $\mathbf{f}$  为状态变量矩阵  $\mathbf{x}$  与输入矩阵  $\mathbf{u}$  到状态更新矩阵  $\dot{\mathbf{x}}$  之间的映射关系。因此,系数矩阵  $\mathbf{A}$  和  $\mathbf{B}$  的计算式为:

$$\mathbf{A} = \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}}, \quad \mathbf{B} = \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \quad (34)$$

$\mathbf{A}$  和  $\mathbf{B}$  的详细表达式分别见附录 A 式(A1)和式(A2)。

同步控制器的目标是消除 PCC 处电压幅值和相位的跟踪误差,即  $e_v = V^* - \hat{V}_{\text{pcc}} = 0$ 、 $e_\theta = \theta^* - \hat{\theta}_{\text{pcc}} = 0$ , 其中  $\theta^*$ 、 $V^*$  分别为 PCC 处电压相位参考值、幅值参考值。因此,在设计同步控制器时,模型的输出量可定义为:

$$\begin{cases} \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \\ \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (35)$$

为了设计同步控制器的增益,PCC 处电压幅值和相位的估计值与系统输入状态量之间的传递函数可以表述为:

$$\mathbf{H}(s) = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{V}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{v,j}(s)} & \frac{\Delta \hat{V}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{\theta,j}(s)} \\ \frac{\Delta \hat{\theta}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{v,j}(s)} & \frac{\Delta \hat{\theta}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{\theta,j}(s)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \hat{V}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{v,j}(s)} & 0 \\ 0 & \frac{\Delta \hat{\theta}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{\theta,j}(s)} \end{bmatrix} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (36)$$

式中:  $\mathbf{I}$  为单位矩阵。

由式(7)揭示的 VOC 内部下垂控制关系可知,式(36)中矩阵斜对角线上的元素为幅值同步控制器和相位同步控制器的交叉耦合项,幅值调节和相位调节相互耦合的程度小,所以耦合项可以近似为 0。

#### 4.2 稳定性分析

当同步调节器采用传统 PI 控制器时,利用式(36),使用诸如根轨迹、波特图等频域分析法,可以确定 PI 控制器的参数以及小信号稳定性边界。由此可知,系统幅值同步开环传递函数  $G_{\text{open},v}(s)$  和相位同步的开环传递函数  $G_{\text{open},\theta}(s)$  为:

$$\begin{cases} G_{\text{open},v}(s) = \left( K_{p,\text{ud}} + \frac{K_{i,\text{ud}}}{s} \right) \frac{\Delta \hat{V}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{v,j}(s)} \\ G_{\text{open},\theta}(s) = \left( K_{p,\theta} + \frac{K_{i,\theta}}{s} \right) \frac{\Delta \hat{\theta}_{\text{pcc}}(s)}{\Delta u_{\theta,j}(s)} \end{cases} \quad (37)$$

式中:  $K_{p,\text{ud}}$  和  $K_{i,\text{ud}}$  分别为控制器的比例、积分系数。

因此,根据式(37)可画出系统在不同控制器参数 ( $K_{p,\text{ud}}$ 、 $K_{i,\text{ud}}$ 、 $K_{p,\theta}$ 、 $K_{i,\theta}$ ) 下主导极点的根轨迹图。比例参数  $0.8 < K_{p,\text{ud}} < 2.8$  时的根轨迹图见附录 A 图 A3(a), 图中箭头表示  $K_{p,\text{ud}}$  增大时极点的变化轨迹方向。由图可知,当  $K_{p,\text{ud}}$  从 0.8 增大到 2.8 时,1 对共轭极点会靠近并穿越虚轴,这会带来更快的响应速度,但是也会导致系统振荡。考虑到动态性能和稳态性能,本文选取  $K_{p,\text{ud}} = 1.2$ 。当  $K_{p,\text{ud}} > 2.4$  时,共轭极点将出现在  $s$  域的右半平面,这会导致系统不稳定。当固定  $K_{p,\text{ud}} = 1.2$  后,积分器增益在  $0.2 < K_{i,\text{ud}} < 1.2$  时的根轨迹图见附录 A 图 A3(b)。由图可知,当  $K_{i,\text{ud}}$  从 0.2 增大到 1.2 时,1 对共轭极点会向虚轴移动,这会带来更快的响应速度,但易导致系统振荡。考虑到动态性能和稳态性能,本文选取  $K_{i,\text{ud}} = 0.6$ 。比例参数  $0.0005 < K_{p,\theta} < 0.0015$  时的根轨迹图见附录 A 图 A4(a)。由图可知,当  $K_{p,\theta}$  从 0.0005 增大到 0.0015 时,1 对共轭极点会靠近实轴。从极点分布可以看出,系统性能对参数  $K_{p,\theta}$  的变化很敏感,但是系统没有出现右半平面的极点,系统稳定性较好,综合考虑各因素,本文选取了一个相对较小的值  $K_{p,\theta} = 0.001$ 。固定比例参数  $K_{p,\theta} = 0.001$  后,积分器增益在  $0.005 < K_{i,\theta} < 0.0013$  时的根轨迹图见附录 A 图 A4(b)。由

图可知,当 $K_{i,\theta}$ 从0.005增大到0.0013时,1对共轭极点会远离实轴,但也有1对共轭极点向虚轴发展,这易导致系统振荡,综合考虑各因素,本文选取 $K_{i,\theta}=0.008$ 。

结合式(37),可得系统幅值同步闭环传递函数 $G_{\text{close},v}(s)$ 和相位同步闭环传递函数 $G_{\text{close},\theta}(s)$ 为:

$$\begin{cases} G_{\text{close},v}(s) = \frac{G_{\text{open},v}(s)}{1+G_{\text{open},v}(s)} \\ G_{\text{close},\theta}(s) = \frac{G_{\text{open},\theta}(s)}{1+G_{\text{open},\theta}(s)} \end{cases} \quad (38)$$

由前文分析可知,控制器参数 $K_{p,\text{ud}}=1.2$ 、 $K_{i,\text{ud}}=0.6$ 、 $K_{p,\theta}=0.002$ 、 $K_{i,\theta}=0.008$ 时,系统的动态性能和稳态性能较好,可得该参数条件下系统输出响应的波特图,见附录A图A5。由图可知:DG<sub>1</sub>孤岛运行且开始同步PCC处电压与电网电压之间的幅值和相位时,频率调节器和相位调节器0增益对应的相位裕度较大,说明系统同步过程中的稳定性良好;考虑到同步过程中调整PCC处电压幅值和相位时速度不能变化过快,以保证PCC处负载的稳定运行,所以实际运行时对同步速度要求不会太高。因此,该同步调节器的参数选择是合理的。

## 5 仿真验证

为了验证本文所提方法的正确性,按照图2和图A1在MATLAB仿真软件中搭建微电网仿真模型,其中DG数量为2台,即 $n=2$ 。基于该仿真模型,本文在微电网并网运行和孤岛运行这2种不同工况下对本文所提控制策略和传统控制策略的性能进行对比分析,并对本文所提控制策略进行并离网切换的可行性验证。其中,传统控制策略分为三级控制,外层为功率下垂环,中间层为交流电容电压环,内层为电感电流环,其具体参数取自文献[20]。本文所提控制策略的仿真参数如附录A表A1所示。

### 5.1 孤岛运行模式

孤岛运行模式下逆变器1、2的输出电流 $i_{\text{inv}1}$ 、 $i_{\text{inv}2}$ 以及PCC处电压 $u_{\text{pcc}}$ 如图3所示。由图可知:逆变器1、2之间没有相互交换的功率,且均流良好,输出

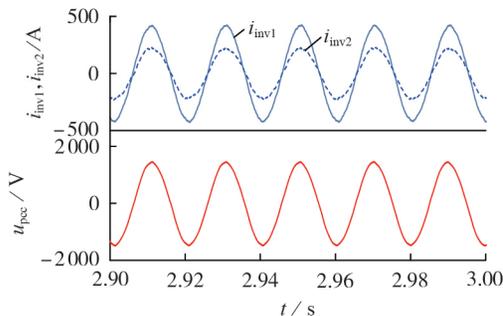


图3  $i_{\text{inv}1}$ 、 $i_{\text{inv}2}$ 和 $u_{\text{pcc}}$ 的稳态波形

Fig.3 Steady-state waveforms of  $i_{\text{inv}1}$ ,  $i_{\text{inv}2}$  and  $u_{\text{pcc}}$

电流分别为470、235 A;PCC处电压波形良好,峰值为1414 V,且输出电压频率稳定性良好,稳定输出50 Hz(周期为20 ms),谐波畸变率为2.5%,3次谐波电压含量少,说明本文方法对VOC中立方压控电流源 $\alpha u_r^3$ 导致的3次谐波具有较好的抑制效果。

逆变器1、2中的VOC开始振荡后,PCC处电压波形的包络见附录A图A6(a),逆变器1、2在本文所提控制策略和传统控制策略下发出的功率以及PCC处吸收的功率波形见附录A图A6(b)。由图A6(a)可以看出:VOC输出稳定后,线路压降导致PCC处的电压幅值(额定值为1414 V)和负载功率(额定值为500 kW)均未达到额定值;未加入LPF使能逆变器1、2的幅值调节时,即 $[t_1, t_2]$ 时段内,PCC处的功率和电压幅值均下降,逆变器1、2之间出现环流; $t_2$ 之后使能LPF,此时逆变器之间的环流消失,PCC处电压达到额定值。上述结果验证了加入LPF的必要性。由图A6(b)可以看出,传统多层嵌套的离网下垂控制策略的均流速度较慢,其电流输出响应到达稳态的时间约为2.5 s,而VOC的均流速度很快,在启动过程中能一直保持良好的均流性能,到达稳态的时间不到1 s。可见,相较于传统控制策略,本文所提控制策略不仅均流性能较好,同步速度也较快。

### 5.2 并网运行模式

并网运行模式下,逆变器1、2在本文所提控制策略和传统控制策略下向电网发出的功率如图4所示。图中: $P_{\text{inv}1}$ 、 $P_{\text{inv}2}$ 和 $Q_{\text{inv}1}$ 、 $Q_{\text{inv}2}$ 分别为逆变器1、2向电网发出的有功和无功功率。由图可知:在本文所提控制策略下逆变器的功率跟踪速度很快,在1 s时给定功率指令后,逆变器1、2快速达到了给定值(分别为333 kW、166 kW);传统控制策略响应后到达稳态的时间约为0.7 s,而本文所提控制策略的响应时间不到0.1 s。导致传统控制策略响应速度慢的原因如下:①外层控制器和内层控制器需要添加LPF来

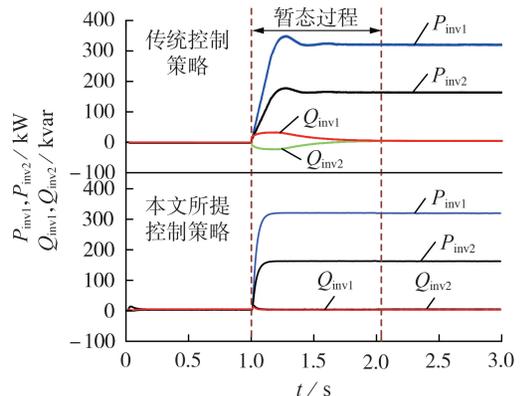


图4 传统控制策略和本文所提控制策略下逆变器1、2发出的功率

Fig.4 Output power of Inverter 1 and 2 under traditional control strategy and proposed control strategy

实现内、外层控制分离;②相比于本文所提控制策略中采用的基于电流型PQ并网控制策略,传统基于下垂方法的电压型并网控制策略在多层嵌套控制环下的带宽较窄,响应速度较慢。

### 5.3 并网模式和孤岛模式动态切换

#### 5.3.1 并网转孤岛运行

并网转孤岛运行时逆变器1、2发出的功率及PCC处负载功率 $P_{pcc}$ 见图5,逆变器1、2输出电流及电网电流波形包络见附录A图A7。由图可以看出:[0,1) s时段内,逆变器1、2并网运行,不发出功率,此时PCC处负载功率由电网提供,为500 kW;[1,  $t_1$ ) s时段内,逆变器1、2发出额定功率500 kW,电网不提供功率;[ $t_1$ ,  $t_2$ )为孤岛检测时间,约为40 ms;  $t_2$ 时发出孤岛运行指令,之后负载功率由逆变器1、2提供,逆变器1、2发出的功率分别为333、166 kW。由图5还可看出,切换过程中PCC处负载功率过渡平滑,只有很小的无功环流扰动,很快就可回调。

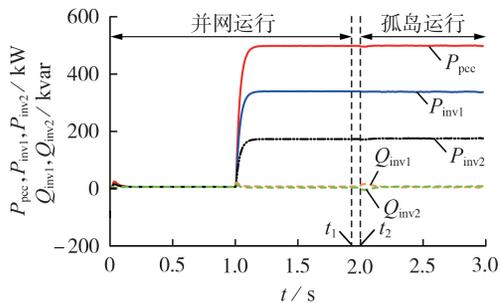


图5 并网转孤岛运行时逆变器1、2发出的功率及PCC处负载功率

Fig.5 Output power of Inverter 1 and 2 and load power at PCC when on-grid operation switching to off-grid operation

模式切换前、后逆变器1和2的输出电流以及PCC处电压波形见附录A图A8,逆变器1、2的PQC输出电压和VOC输出电压同步过程见附录A图A9。由图A8可以看出,模式切换过程中逆变器的输出电流平滑,PCC处电压没有发生明显的畸变,  $t_1$ 时刻电网电压跌落以后,电网电流跌落为0。值得注意的是,在电网电压跌落以后, [ $t_1$ ,  $t_2$ ) 孤岛检测期间逆变器1、2仍工作在PQ控制方式下,检测到孤岛效应后,逆变器迅速切换至孤岛模式。由图A9可以看出,逆变器1、2的VOC输出电压与PQC输出电压同步良好,该同步过程可以在并网运行过程中的任意时刻进行,且除了能实现同步作用外,还能启动VOC,为孤岛模式运行做准备。

#### 5.3.2 离网转并网运行

离网转并网运行过程中逆变器1、2发出的功率以及PCC处负载功率见图6,逆变器1、2输出电流以及电网电流波形包络见附录A图A10。由图6可看

出:[0,2) s时段内,逆变器1、2启动VOC控制,按其额定容量比例分担PCC处负载功率,发出的有功功率分别为333、166 kW,与负载功率500 kW相匹配;2 s时逆变器1、2零功率并网且持续0.5 s,期间PCC处负载功率由电网提供;(2,2.5) s时段内,逆变器1、2恢复额定功率运行,共发出500 kW有功功率,此时电网无需为负载提供功率。由图A10可以看出:0.9 s后使能PCC处电压与电网电压之间的同步算法,并不会影响逆变器1、2对PCC处负载功率的均分;在满足同步条件式(26)后,  $t_1$ 时刻闭合PCC与电网之间的STS,  $t_2$ 时刻切换逻辑开关,逆变器1、2再次零功率并入电网,由此实现微电网从孤岛模式到并网模式的切换。

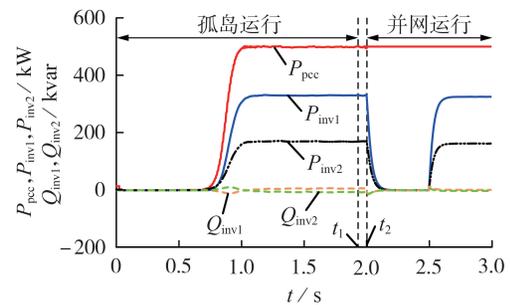


图6 离网转并网运行时逆变器1、2发出的功率及PCC处负载功率

Fig.6 Output power of Inverter 1 and 2 and load power at PCC when off-grid operation switching to on-grid operation

模式切换前、后逆变器1和2的输出电流以及PCC处电压波形见附录A图A11,PCC处电压和电网电压的同步过程见附录A图A12。由图A11可以看出,模式切换过程中逆变器的输出电流平滑,PCC与电网之间没有明显的电流冲击,PCC处电压过渡平滑,没有发生畸变,  $t_1$ 时刻闭合微电网和电网之间的STS。值得注意的是,在[ $t_1$ ,  $t_2$ ] STS闭合的期间,逆变器1、2仍工作在VOC控制方式下,PCC处功率仍由2台逆变器提供,电网不发出功率,直到  $t_2$ 之后切换至并网运行,负载功率才由电网提供,至此微电网从孤岛模式切换至并网模式。由图A12可以看出:PCC处电压和电网电压同步良好,PCC处电压峰值约经历4个周期实现了对电网电压峰值的跟踪;PCC处电压相位约经历7~8个周期实现了对电网电压相位的跟踪。综上可知,本文所提同步方法具有较好的同步性能。

## 6 结论

本文提出了一种基于范德波尔VOC和PQ控制的微电网并离网协调控制方法,通过仿真验证可以得到如下结论:

1)相比于传统并离网中采用多级控制的下垂控制策略,本文所提协调控制策略可以有效改善微电网在孤岛模式下的均流性能以及并网运行模式下的动态性能;

2)幅值同步调节器必须加入LPF,才可以实现PCC处电压补偿以及并离网切换的电压幅值同步;

3)对VOC参数的闭环调整可以方便地实现微电网在并网和孤岛模式下的无缝切换,避免了采用传统三级控制时多层参数整定的复杂过程。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

### 参考文献:

- [1] 楼佩婕,边晓燕,崔勇,等. 计及辅助服务的微电网源荷协同调频优化控制策略[J]. 电力自动化设备,2022,42(1):156-163,177.  
LOU Peijie, BIAN Xiaoyan, CUI Yong, et al. Optimal control strategy of source-load coordinated frequency regulation in microgrid considering ancillary service[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(1):156-163,177.
- [2] 朱永强,张泉,刘康,等. 交直流混合微电网分段协调控制策略[J]. 电力系统自动化,2020,44(6):52-58.  
ZHU Yongqiang, ZHANG Quan, LIU Kang, et al. Segmented coordination control strategy for hybrid AC/DC microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(6):52-58.
- [3] 李祥山,杨晓东,张有兵,等. 含母线电压补偿和负荷功率动态分配的直流微电网协调控制[J]. 电力自动化设备,2020,40(1):198-204.  
LI Xiangshan, YANG Xiaodong, ZHANG Youbing, et al. Coordinated control of DC microgrid considering bus voltage compensation and load power dynamic sharing[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1):198-204.
- [4] 郑峰,叶韬,李世春,等. 基于储能广义控制算法的微网并/离网平滑切换控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2019,39(10):2840-2852.  
ZHENG Feng, YE Tao, LI Shichun, et al. Research on grid-connected/islanded smooth transition of microgrid based on generalized control algorithm of energy storage[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10):2840-2852.
- [5] 苏晨,吴在军,窦晓波. 孤岛微电网分布式P-V协调控制策略[J]. 电力自动化设备,2021,41(4):101-108.  
SU Chen, WU Zaijun, DOU Xiaobo. Distributed P-V coordinated control strategy for islanded microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(4):101-108.
- [6] HE J W, LI Y W, GUERRERO J M, et al. An islanding microgrid power sharing approach using enhanced virtual impedance control scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11):5272-5282.
- [7] 姚玮,陈敏,牟善科,等. 基于改进下垂法的微电网逆变器并联控制技术[J]. 电力系统自动化,2009,33(6):77-80,94.  
YAO Wei, CHEN Min, MOU Shanke, et al. Paralleling control technique of microgrid inverters based on improved droop method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(6):77-80,94.
- [8] 王旭斌,李鹏,窦鹏冲,等. 用于微网孤岛运行的新型功率控制方法[J]. 电力自动化设备,2014,34(6):122-128,134.  
WANG Xubin, LI Peng, DOU Pengchong, et al. Power control method for autonomous microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6):122-128,134.
- [9] SHI Z, LI J C, NURDIN H I, et al. Comparison of virtual oscillator and droop controlled islanded three-phase microgrids[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(4):1769-1780.
- [10] JOHNSON B B, DHOPLE S V, HAMADEH A O, et al. Synchronization of parallel single-phase inverters with virtual oscillator control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11):6124-6138.
- [11] RAISZ D, THAI T T, MONTI A. Power control of virtual oscillator controlled inverters in grid-connected mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6):5916-5926.
- [12] HAZRA P, HADIDI R, MAKRAM E. Dynamic study of virtual oscillator controlled inverter based distributed energy source[C]//2015 North American Power Symposium (NAPS). Charlotte, NC, USA:IEEE, 2015:1-6.
- [13] AWAL M A, YU H, HUSAIN I, et al. Selective harmonic current rejection for virtual oscillator controlled grid-forming voltage source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8):8805-8818.
- [14] SINHA M, DÖRFLER F, JOHNSON B B, et al. Uncovering droop control laws embedded within the nonlinear dynamics of Van der Pol oscillators[J]. IEEE Transactions on Control of Network Systems, 2017, 4(2):347-358.
- [15] DRAGIČEVIĆ T. Model predictive control of power converters for robust and fast operation of AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7):6304-6317.
- [16] HE J W, LI Y W. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(6):2525-2538.
- [17] JOHNSON B B, SINHA M, AINSWORTH N G, et al. Synthesizing virtual oscillators to control islanded inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8):6002-6015.
- [18] SAJADIAN S, AHMADI R. Model predictive control of dual-mode operations Z-source inverter:islanded and grid-connected[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5):4488-4497.
- [19] 王冲,於锋,陈荣. 基于广义积分器的电力单相锁相环研究[J]. 高压电器,2011,47(4):13-16,22.  
WANG Chong, YU Feng, CHEN Rong. Study on control strategy for single-phase power phase-locked loop with generalized integrator[J]. High Voltage Apparatus, 2011, 47(4):13-16,22.
- [20] 许胜,曹武,赵剑锋. 微网稳定运行与模式平滑切换综合控制策略[J]. 电工技术学报,2018,33(16):3855-3867.  
XU Sheng, CAO Wu, ZHAO Jianfeng. An integrated control strategy of the stabilization operation and mode smooth transfer for microgrids[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(16):3855-3867.

### 作者简介:



罗 龙

罗 龙(1993—),男,博士研究生,主要研究方向为电力电子变压器、轨道牵引供电、柔性直流输电技术等(E-mail:luolong@mail.iee.ac.cn);

李耀华(1966—),男,研究员,博士研究生导师,主要研究方向为柔性直流输电技术、高速磁悬浮技术、直线电机牵引等(E-mail:yhli@mail.iee.ac.cn)。

(编辑 陆丹)

## On-grid and off-grid coordinated control strategy of microgrid based on Van der Pol oscillator and PQ control

LUO Long<sup>1,2</sup>, LI Yaohua<sup>1,2</sup>, LI Zixin<sup>1,2</sup>, ZHAO Cong<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive

(Institute of Electrical Engineering of Chinese Academy of Sciences), Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** In order to solve the problems of slow dynamic response and poor current-sharing performance of the traditional multi-layer nested on-grid and off-grid droop control system in microgrid, an on-grid and off-grid coordinated control strategy of microgrid based on Van der Pol virtual oscillator controller (VOC) and PQ control is proposed. When the microgrid is on-grid, the off-grid VOC is introduced with grid-connected current feedback, and its resonance parameters and voltage ratio are closed loop adjusted, so that the VOC is always in the hot standby state, which not only enables each power generation unit in the microgrid have good dynamic performance of PQ control, but also realizes smooth switching between on-grid mode and off-grid mode. After the microgrid turns to off-grid operation, VOC parameters are also closed loop adjusted, so as to realize the load voltage compensation at the point of common coupling (PCC) in the microgrid and better current-sharing control for each power generation unit. The relationship between the synchronization controller of VOC parameters and PCC voltage is given, and the synchronization mechanism is analyzed theoretically. The simulative results show that the proposed control strategy can effectively improve the dynamic response in on-grid operation and current-sharing performance in off-grid operation of the microgrid, compared with the traditional droop control-based on-grid and off-grid coordinated control strategy.

**Key words:** microgrid; virtual oscillator; on-grid and off-grid control; PQ control; coordinated control

(上接第 112 页 continued from page 112)

## AGC strategy of hydropower plant considering regulation performance and economy of hydropower plant

LI Bin, MAI Zhangying

(Guangxi Key Laboratory of Power System Optimization and Energy Technology, Guangxi University, Nanning 530004, China)

**Abstract:** In order to meet the requirements of “two rules” and fully mobilize the enthusiasm of hydropower plant to provide frequency regulation auxiliary service, the parts closely related to regulation performance in automatic generation control (AGC) strategy of hydropower plant are analyzed and designed. On the premise of ensuring the safety of the units, the control conditions related to the unit regulation rate and regulation accuracy are introduced through the analysis of the factors affecting AGC of hydropower plant. On the basis of economy object, the object of minimum number of units participating in AGC adjustment is added, an optimal control strategy model of AGC for hydropower plant is built, which ensures AGC regulation performance of units in hydropower plant within the range of qualified power grid assessment, effectively reduces the assessment power quantity of AGC for hydropower plant, and ensures the regulation quality of AGC for hydropower plant and improve the economy. The effectiveness of the proposed strategy is verified by the simulative results.

**Key words:** AGC; control strategy; hydropower plant; “two rules”

## 附录 A

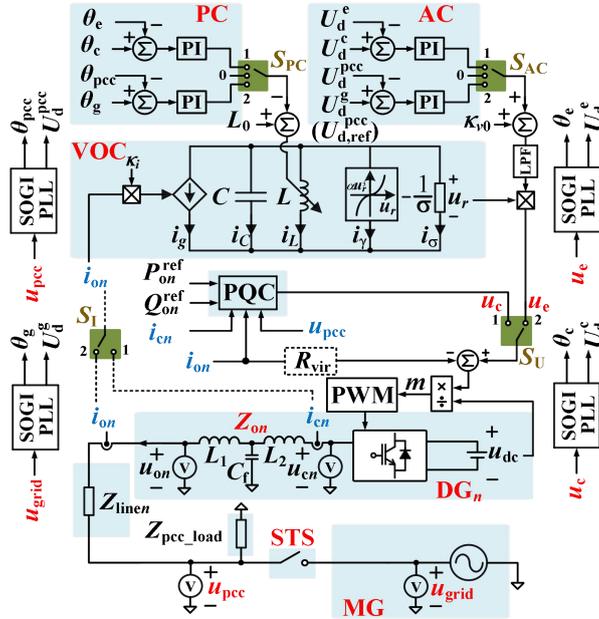


图 A1 微电网中 DG 并网和离网控制及并离网切换控制框图

Fig.A1 Block diagram of grid-tied and islanded control and switching control for DG in microgrid

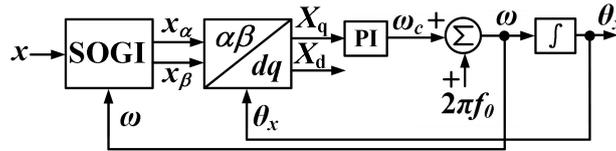


图 A2 SOGI-PLL 实现框图

Fig.A2 SOGI-PLL implementation block diagram

$$A = \begin{bmatrix}
 -\frac{R_j + R_{load}}{L_j} & \omega_0^* & \frac{\cos \theta_j}{L_j} & \frac{V_j \sin \theta_j}{L_j} & 0 & 0 \\
 -\omega_0^* & \frac{R_j}{L_j} & \frac{\sin \theta_j}{L_j} & \frac{V_j \cos \theta_j}{L_j} & 0 & 0 \\
 -\frac{K_{v,j} K_{i,j}}{2C} \cos \theta_j & -\frac{K_{v,j} K_{i,j}}{2C} \sin \theta_j & \frac{\sigma}{2C} \frac{9 d^2}{4 C K_{v,j}^2} & \frac{K_{v,j} K_{i,j}}{2C} (I_{d,j} \sin \theta_j - I_{q,j} \cos \theta) & 0 & 0 \\
 \frac{K_{v,j} K_{i,j}}{2C V_j} \sin \theta_j & -\frac{K_{v,j} K_{i,j}}{2C V_j} \cos \theta_j & -\frac{K_{v,j} K_{i,j}}{2C V_j^2} (I_{d,j} \sin \theta_j - I_{q,j} \cos \theta_j) & \frac{K_{v,j} K_{i,j}}{2C V_j} (I_{d,j} \cos \theta_j + I_{q,j} \sin \theta_j) & 0 & 0 \\
 \omega_{BW,v} R_{load} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{BW,v} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{BW,\theta} & 0
 \end{bmatrix} \quad (A1)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{3\alpha V_j^3}{2C\kappa_{v,j}^3} - \frac{\kappa_{i,j}}{2C} (I_{d,j} \cos \theta_j + I_{q,j} \sin \theta_j) & 0 & 0 \\ \frac{\kappa_{i,j}}{2CV_j} (I_{d,j} \sin \theta_j - I_{q,n} \cos \theta_j) & -\frac{1}{2\sqrt{L_j^3 C}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2})$$

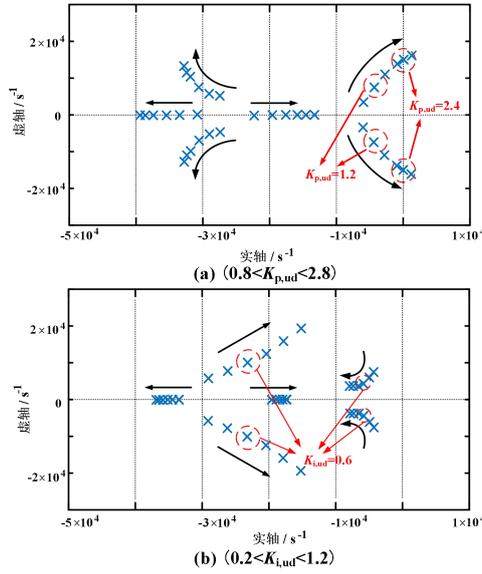


图 A3 不同参数变化下幅值调节器根轨迹图

Fig.A3 Root locus diagram of amplitude regulator under different parameter changes

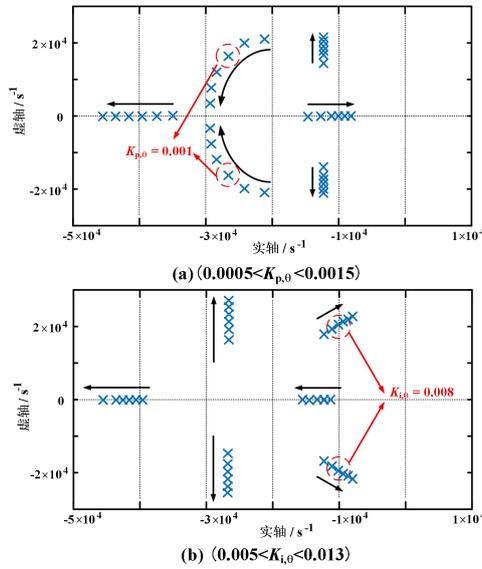


图 A4 不同参数变化下相位调节器根轨迹图

Fig.A4 Root locus diagram of phase regulator under different parameter changes

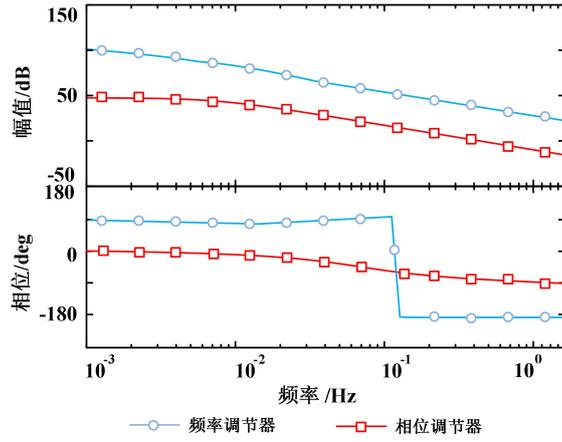


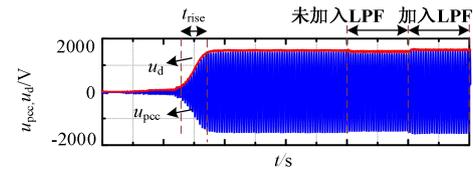
图 A5 系统响应波特图

Fig.A5 Bode plot of system response

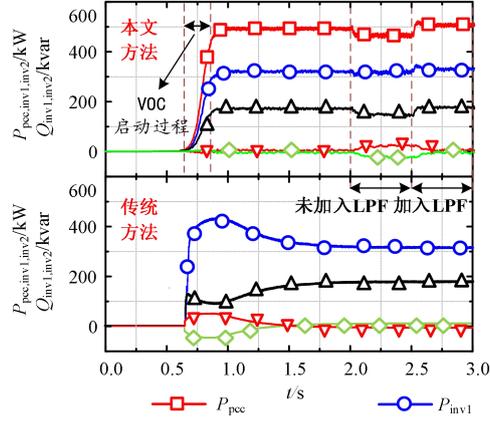
表 A1 仿真参数

Table A1 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值
微电网系统参数		控制周期 $T/\mu\text{s}$	200
额定电压 $U_N/\text{V}$	1000	线缆电阻 $R_{\text{line}}/\Omega$	0.8,0.5
额定频率 $\omega_0^*/\text{rad/s}$	$2\pi(50)$	范德波尔 VOC 参数	
额定容量 $S/\text{kVA}$	500	$\kappa_{i0}$	1000+50
负载 $R_{\text{load}}/\Omega$	2	$\kappa_i$	0.0028,0.0057
逆变器参数 (inv1,2)		$\sigma$	6.0928
额定功率 $P/\text{kW}$	333,166	$\alpha$	4.0618
直流电压 $U_{\text{dc}}/\text{V}$	1667	$L_\theta/\text{H}$	$5.77 \times 10^{-5}$
开关频率 $f_{\text{sw}}/\text{Hz}$	2500	$C_\theta/\text{F}$	0.1759
直流侧电容 $C/\mu\text{F}$	8000	同步调节器参数	
滤波器 $L_1/\mu\text{H}$	1000	$K_{p,\theta}^{c,e}, K_{i,\theta}^{c,e}$	0.002,0.008
滤波电感 $L_2/\mu\text{H}$	100	$K_{p,\theta}^{c,e}, K_{i,\theta}^{c,e}$	1.2,0.6
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	200	$K_{p,\theta}^{g,\text{pcc}}, K_{i,\theta}^{g,\text{pcc}}$	0.002,0.008
虚拟电阻 $R_{\text{vir}}/\Omega$	0.4,0.5	$K_{p,\text{ud}}^{g,\text{pcc}}, K_{i,\text{ud}}^{g,\text{pcc}}$	1.2,0.6
功率因数 $\cos\varphi$	1	$\omega_{c,e}, \omega_{g,\text{pcc}}$	$2\pi(10), 2\pi(10)$



(a) VOC启动过程PCC处电压包络



(b) 本文方法与传统方法的功率均分性能对比

图 A6 VOC 启动时 PCC 电压波形以及逆变器 1、2 发出功率波形和 PCC 吸收功率波形

Fig.A6 Voltage waveform at PCC when the VOC is started and power waveform from inverter 1 and 2、absorbed at PCC under PC and CC method

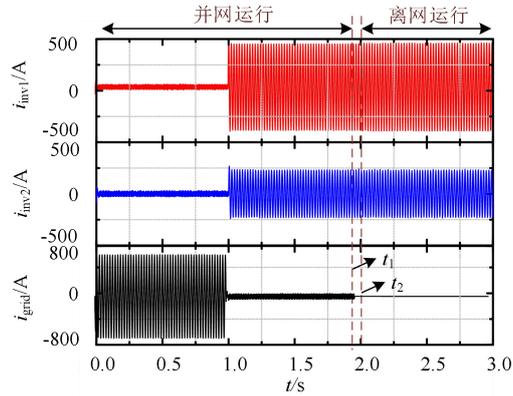


图 A7 逆变器 1、2 和电网电流波形包络

Fig.A7 Envelop of current waveforms for inverter 1 and 2 and power grid

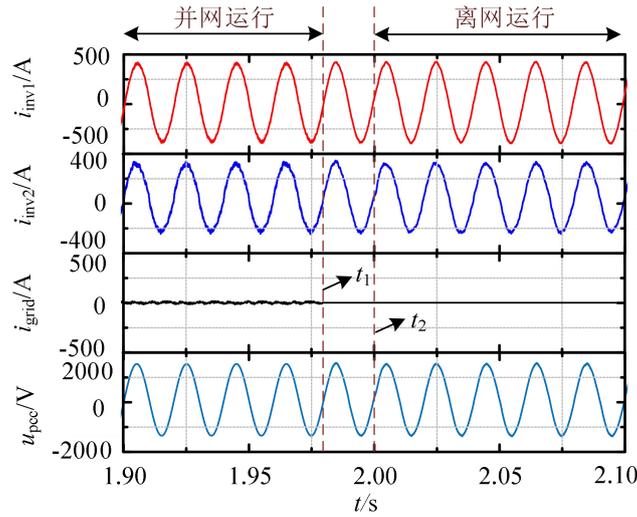


图 A8 逆变器 1、2 以及电网的电流和 PCC 电压波形

Fig.A8 Waveforms of current for inverter 1,2 and main grid plus PCC voltage

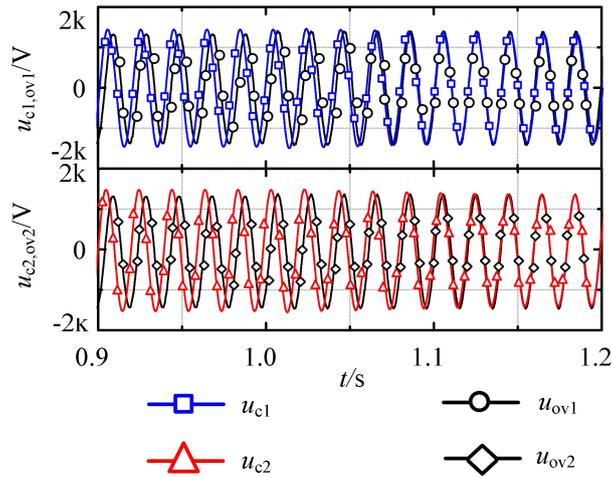


图 A9 逆变器 1、2 的 PQC 输出电压和 VOC 输出电压同步过程

Fig.A9 Synchronization process of output voltages between PQC and VOC for inverter 1 and 2

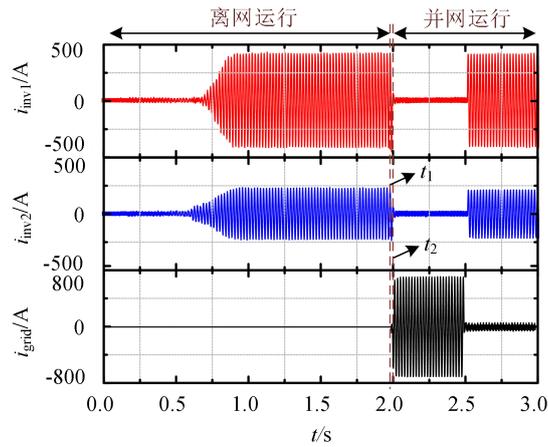


图 A10 逆变器 1、2 和电网电流波形包络

Fig.A10 Envelop of current waveforms for the inverter 1,2 and power grid

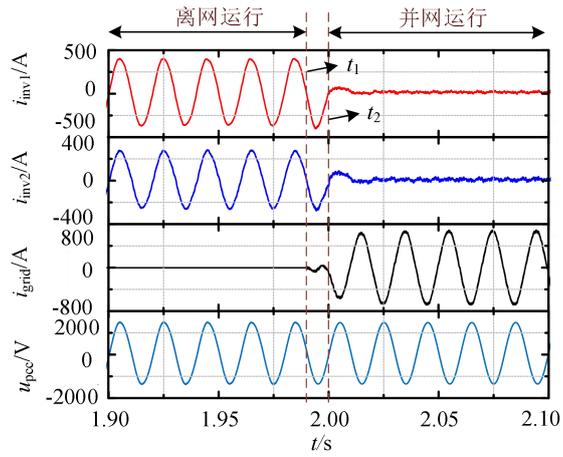


图 A11 逆变器 1、2 以及电网的电流和 PCC 电压波形

Fig.A11 Waveforms of current for inverter 1 and 2 and main grid plus PCC voltage

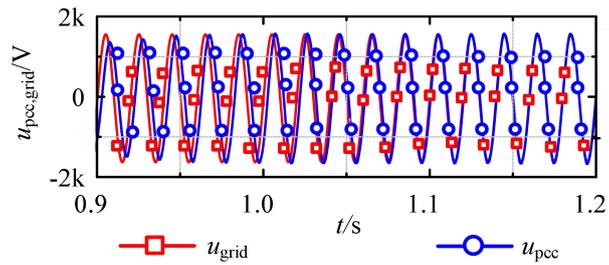


图 A12 PCC 处电压与电网电压同步过程

Fig.A12 Synchronization process between PCC voltage and grid voltage