

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209923

# 基于内模控制的逆变器并离网无缝切换策略研究

曹坤 艾永乐 李港星

(河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454003)

**摘要:** 针对逆变器在并离网切换过程中存在电压畸变、冲击电流等问题,提出了一种基于虚拟同步发电机(VSG)控制和电压电流内模控制(IMC)的并离网无缝切换控制策略。首先,建立了逆变器整体控制结构以及数学模型。其次,设计了基于内模控制的电压电流双环控制结构,并对内模控制器进行参数整定。再次,采用基于电压幅值和相位的预同步控制方法使逆变器能在两种运行模式之间平滑切换,切换瞬间电压电流波形稳定,能实现平滑过渡。最后,通过Matlab/Simulink仿真验证了所提出控制策略的有效性。

**关键词:** 内模控制;虚拟同步发电机;无缝切换;预同步

**中图分类号:** TM464   **文献标识码:** A   **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Research on seamless switching strategy of inverter between grid-connected and off-grid based on internal model control

Cao Kun Ai Yongle Li Gangxing

(School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China)

**Abstract:** This paper presents a seamless switching control strategy based on virtual synchronous generator (VSG) control and voltage and current internal model control (IMC) for voltage distortion and impulse current in the switching process between grid-connected and off-grid of the Inverter. Firstly, the control structure and mathematical model of the inverter are established. Secondly, the control structure with voltage and current double-loop based on IMC is designed and the parameters of internal model controller are adjusted. Thirdly, the pre-synchronization control method based on amplitude and phase of the voltage is adopted to enable the inverter to switch smoothly between the two models, and the transient voltage and current of switching is stable, which realizes the smooth transition. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by the Matlab/Simulink simulation.

**Keywords:** internal model control; virtual synchronous generator; seamless switching; pre-synchronization

## 0 引 言

由于环境污染和资源匮乏问题的愈发严重,近年来由分布式能源组成的微电网受到了很多关注,并且得到了大量应用<sup>[1-2]</sup>。微电网可以运行在并网和离网两种不同的模式,有时由于环境的改变或条件限制需进行模式切换,而如何在并离网模式之间进行平滑切换是研究的热点与难点<sup>[3-4]</sup>。微电网在模式切换时,会造成逆变器输出电压波动,并产生电流冲击,影响电能质量甚至损坏电气设备,因此要设计有效的控制策略来保证能够平滑切换<sup>[5-6]</sup>。

要完成微电网的无缝切换从根本上是对逆变器的控制,许多学者对无缝切换控制策略进行了研究。文献[7]对比了基于PQ/VSG控制和下垂控制模式切换的效果,尽管PQ/VSG控制策略的切换效果更好,但电流波动仍然较

大。文献[8]在PQ/VSG控制切换的基础上,改进了电流内环控制器,可以很好的抑制电压电流波动,实现平滑过渡,但控制结构复杂且不易实现。文献[9]改进了VSG的有功和无功控制结构,通过加入延迟环节和跟踪模块,避免了积分环节输出突变,从而实现了并离网运行模式的无缝切换。除了传统的逆变器控制方法,有学者提出将内模控制应用到逆变器控制中,取得了一些成果。文献[10]采用的内模控制器只有一个参量变化需要调节,解决了PI控制器参数难以调节的问题,并且电流跟随良好,但是在跟随性与抗干扰性之间难以权衡。文献[11]设计了电压环滑模控制器与电流环内模控制器,使系统运行稳定,电压电流信号准确跟踪,但是模型设计过于理想,没有考虑系统延迟带来的影响。文献[12]提出了基于二自由度内模控制的内环控制策略,相比于一自由度内模控制兼顾了跟随性和抗干扰

收稿日期:2022-05-12

性,保证了并网电流质量,但并没有考虑并离网切换的问题。文献[13]采用了固定的下垂控制和基于内模控制的电压控制,减小了模式切换造成的扰动,能够进行并网到离网的无缝切换,但是离网到并网时电流发生瞬变,波动较大,并不能做到平滑过渡。

本文采用基于虚拟同步发电机固定控制结构与电压电流内模控制相结合的并离网无缝切换策略。首先,建立作为功率外环的 VSG 控制结构,并在逆变器数学模型的基础上设计了基于内模控制的电压电流双环控制结构,该结构设计简单,参数易于调节。其次,为了实现并离网无缝切换的控制目标,提出了基于电压幅值和相位同步的预同步控制方法,使切换瞬间电压和电流波形平稳。最后,利用 Matlab/Simulink 进行仿真验证了所提出控制策略的有效性。

### 1 三相逆变器数学模型和控制策略

#### 1.1 逆变器数学模型

逆变器控制结构如图 1 所示。在图 1 中,  $U_{dc}$  为模拟的新能源发电的直流侧电压,  $u_{abc}$  为逆变桥输出电压,  $u_{oabc}$  为逆变器输出三相电压,  $i_{oabc}$  为逆变器输出三相电流,  $i_{Labc}$  为电感电流;  $R$ 、 $L$  和  $C$  分别为滤波电感内阻、电感和电容,  $L_g$  为电网侧电感,  $u_{gabc}$  为电网电压。

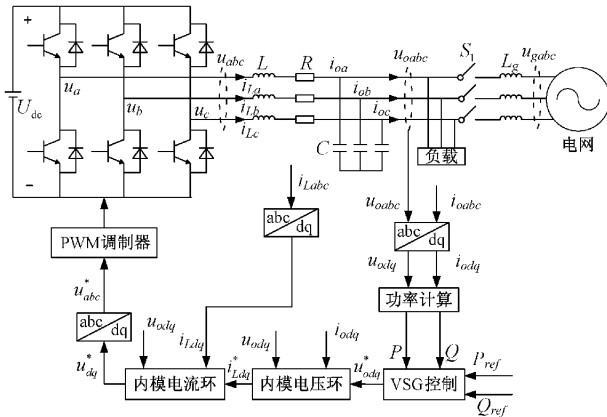


图 1 逆变器控制结构

由基尔霍夫电压电流定律,可得  $dq$  坐标系下逆变器的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_{Ld}}{dt} = u_d - u_{od} - Ri_{Ld} - \omega Li_{Lq} \\ L \frac{di_{Lq}}{dt} = u_q - u_{oq} - Ri_{Lq} + \omega Li_{Ld} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} C \frac{du_{od}}{dt} = i_{Ld} - i_{od} - \omega Cu_{oq} \\ C \frac{du_{oq}}{dt} = i_{Lq} - i_{oq} + \omega Cu_{od} \end{cases} \quad (2)$$

式(1)的另外一种表示形式如式(3)所示。

$$L \frac{di_{Ldq}}{dt} = u_{dq} - u_{odq} - Ri_{Ldq} + j\omega Li_{Ldq} \quad (3)$$

式(3)中:  $u_{dq} = u_d + ju_q$ ,  $u_{odq} = u_{od} + ju_{oq}$  和  $i_{Ldq} = i_{Ld} + ji_{Lq}$

均为复变量。式(2)的另外一种表示形式如式(4)所示。

$$C \frac{du_{odq}}{dt} = i_{Ldq} - i_{odq} + j\omega Cu_{odq} \quad (4)$$

式(4)中:  $u_{odq} = u_{od} + ju_{oq}$ ,  $i_{Ldq} = i_{Ld} + ji_{Lq}$  和  $i_{odq} = i_{od} + ji_{oq}$  均为复变量。式(3)和(4)均为复系数微分方程。

#### 1.2 虚拟同步发电机控制

VSG 控制的核心思想是:引入虚拟惯量和阻尼,使逆变器具有同步发电机的外特性,为系统提供电压和频率支撑。

VSG 的有功-频率控制方程为:

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - D(\omega - \omega_n) = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P}{\omega} - D(\omega - \omega_n) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $J$  为转动惯量;  $D$  为阻尼系数;  $T_m$ 、 $T_e$  为机械和电磁转矩;  $P_m$  为机械功率;  $P$  为电磁功率;  $\omega$  为实际角速度;  $\omega_n$  为额定角速度;  $\theta$  为功角。

VSG 的调速器方程为:

$$P_m = P_{ref} + K_p(\omega - \omega_n) \quad (6)$$

VSG 的无功-电压控制方程为:

$$U = U_n + \frac{K_q}{s}[Q_{ref} - Q + K_u(U_n - U_0)] \quad (7)$$

式(7)中,  $P_{ref}$ 、 $Q_{ref}$  为有功、无功功率给定值,  $Q$  为实际无功功率;  $U_n$  为额定电压,  $U_0$  为实际电压;  $K_p$ 、 $K_u$  为下垂系数,  $K_q$  为积分系数。

VSG 功率控制框图如图 2 所示。

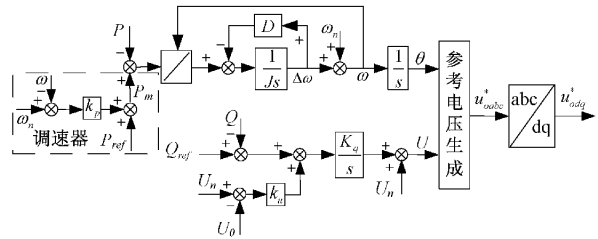


图 2 VSG 功率控制框图

#### 1.3 内模控制

内模控制的最大优点是在控制对象未知的情况下,通过调节内模控制器的参数来达到精确控制。内模控制器的设计分为两步:第 1 步对被控对象建模并求逆;第 2 步设计低通滤波器及调整参数。因此内模控制器的表达式为:

$$G_c(s) = G_n(s)^{-1}L(s) = \frac{G_n^{-1}(s)}{(\lambda s + 1)^n} \quad (8)$$

式中:  $G_n(s)$  内部模型,  $G_c(s)$  为内模控制器,  $L(s)$  为低通滤波器,其中  $n$  取值不低于模型相对阶数,  $\lambda$  为滤波时间常数。

内模控制可等效为图 3 所示形式。图 3 中,  $K(s)$  为反馈控制器,表达式为:

$$K(s) = \frac{G_c(s)}{1 - G_c(s)G_n(s)} \quad (9)$$

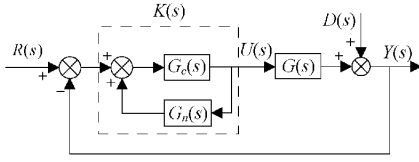


图 3 内模控制等效反馈控制框图

#### 1.4 电压环内模控制器设计

对式(4)进行拉普拉斯变换可以得到:

$$I_{Ldq}(s) = I_{odq}(s) + sCU_{odq}(s) + j\omega CU_{odq}(s) \quad (10)$$

将  $I_{Ldq}(s) - I_{odq}(s)$  和  $U_{odq}(s)$  分别定义为系统的输入和输出,由式(10)推导可得系统的复传递函数  $G_v(s) = 1/C(s + j\omega)$ ,考虑到模型的时间延迟可以近似表示为一阶系统<sup>[14]</sup>,被控对象内模  $G_{nv}(s)$  的表达式为:

$$G_{nv}(s) = \frac{1}{C(s + j\omega)(1 + sT_c)} \quad (11)$$

其中,  $T_c$  表示控制器的时间常数。将式(11)代入到式(8)中得内模控制器  $G_{cv}(s)$ ,再将  $G_{cv}(s)$  代入到式(9)中,可以得到等效的反馈控制器  $K_v(s)$  为:

$$K_v(s) = \left( \frac{sCT_c}{\lambda_v} + \frac{C}{\lambda_v} \right) + j \left( \frac{\omega CT_c}{\lambda_v} + \frac{1}{s} \frac{\omega C}{\lambda_v} \right) \quad (12)$$

式(12)中,  $K_v(s)$  即为所求的电压内模控制器,可以将其等效为  $K_v(s) = K_{PD_v}(s) + jK_{PI_v}(s)$ , 其中:

$$\begin{cases} K_{PD_v}(s) = \frac{s^2 k_{dv} + s k_{pv}}{s} \\ K_{PI_v}(s) = \frac{s^2 k'_{dv} + k'_{iv}}{s} \end{cases} \quad (13)$$

式(13)中各控制参数为:

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{C}{\lambda_v} \\ k_{dv} = \frac{CT_c}{\lambda_v} \\ k'_{pv} = \frac{\omega CT_c}{\lambda_v} \\ k'_{iv} = \frac{\omega C}{\lambda_v} \end{cases} \quad (14)$$

基于内模的电压电流双环控制如图 4 所示,将逆变器输出电压  $u_{od}$  和  $u_{oq}$  与参考电压  $u_{od}^*$  和  $u_{oq}^*$  相比较,差值给到电压环内模控制器得到电流值,再加上实际输出电流得到  $i_{Ld}^*$  和  $i_{Lq}^*$ ,作为电流环内模控制器的电流参考。

#### 1.5 电流环内模控制器设计

和基于内模的电压环推导方法相似,对式(3)进行拉普拉斯变换可以得到:

$$sLI_{Ldq}(s) = U_{dq}(s) - U_{odq}(s) - RI_{Ldq}(s) + j\omega LI_{Ldq}(s) \quad (15)$$

将  $U_{Ldq}(s) - U_{odq}(s)$  和  $I_{Ldq}(s)$  分别定义为系统的输入和输出,由式(15)推导可得系统的复传递函数为:

$$G_s(s) = \frac{K}{1 + (s + j\omega)T} \quad (16)$$

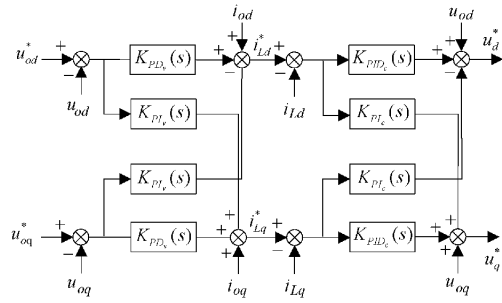


图 4 基于内模的电压电流双环控制

其中,  $K=1/R$ ,  $T=L/R$ , 而  $j\omega T$  表示直轴和交轴之间的耦合项。为了对 PWM 进行建模,可以把电流控制回路的总时延近似为一阶传递函数  $1/sT_{pwm}$ ,  $T_{pwm}$  通常可以取值为  $T_{pwm} = 1/2f_{sw}$ <sup>[15]</sup>, 并考虑到耦合项  $j\omega T_{pwm}$ , 所以 PWM 的复传递函数为:

$$G_{pwm}(s) = \frac{1}{1 + (s + j\omega)T_{pwm}} \quad (17)$$

将式(16)和(17)相乘可以得到电流环控制中被控对象的内部模型  $G_{nc}(s)$  为:

$$G_{nc}(s) = \frac{K}{(1 + (s + j\omega)T)(1 + (s + j\omega)T_{pwm})} \quad (18)$$

再将式(18)代入式(8)中可得内模控制器  $G_{cc}(s)$  为:

$$G_{cc} = G_{nc}(s)^{-1}F(s) = \frac{(1 + (s + j\omega)T)(1 + (s + j\omega)T_{pwm})}{K(\lambda_c s + 1)} \quad (19)$$

最后将式(19)代入式(9)中经过变换可以得到等效的反馈控制器  $K_c(s)$  为:

$$K_c(s) = \left( \frac{sLT_{pwm}}{\lambda_c} + \frac{L + RT_{pwm}}{\lambda_c} + \frac{1}{s} \frac{R - \omega^2 LT_{pwm}}{\lambda_c} \right) + j \left[ \frac{2\omega LT_{pwm}}{\lambda_c} + \frac{1}{s} \frac{\omega^2 (L + RT_{pwm})}{\lambda_c} \right] \quad (20)$$

式(20)中,  $K_c(s)$  即为所求的电流内模控制器,可以将其等效为  $K_c(s) = K_{PID_c}(s) + jK_{PI_c}(s)$ , 其中:

$$\begin{cases} K_{PID_c}(s) = \frac{s^2 k_{dc} + s k_{pc} + k_{ic}}{s} \\ K_{PI_c}(s) = \frac{s k'_{pc} + k'_{ic}}{s} \end{cases} \quad (21)$$

式(21)中各控制参数为:

$$\begin{cases} k_{pc} = \frac{L + RT_{pwm}}{\lambda_c} \\ k_{ic} = \frac{R - \omega^2 LT_{pwm}}{\lambda_c} \\ k_{dc} = \frac{LT_{pwm}}{\lambda_c} \\ k'_{pc} = \frac{2\omega LT_{pwm}}{\lambda_c} \\ k'_{ic} = \frac{\omega (L + RT_{pwm})}{\lambda_c} \end{cases} \quad (22)$$

如图 4 所示,将参考电流  $i_{Ld}^*$  和  $i_{Lq}^*$  与电感电流  $i_{Ld}$  和  $i_{Lq}$  相比较,差值给到电流环内模控制器得到电压值,再加上逆变器输出电压得到电压参考值  $u_d^*$  和  $u_q^*$ 。

与传统的电压电流双环控制相比,基于内模控制的电压电流环在设计时考虑了控制回路的时间延迟,使  $dq$  轴解耦能力更强。且该方法设计简单,参数易于调节,具有内模控制跟踪性能好,鲁棒性高的优点<sup>[16]</sup>,使系统的动态性能更好,具有更强的抗干扰能力。

## 2 逆变器并网无缝切换策略

### 2.1 并网至离网运行模式切换

VSG 控制使逆变器具有惯性和阻尼特性,可以等效为电压型逆变器,为系统提供电压和频率支撑。在并网切换时,VSG 所提供的惯性可以使系统的电压和频率保持同步,使系统切换到离网状态下也能稳定运行。所以并网切换到离网不使用其他控制策略就可以实现无缝切换。

### 2.2 离网至并网运行模式切换

微电网在离网运行时,受到控制方式、运行环境的影响,导致逆变器与大电网的电压幅值、相位存在偏差。在不考虑电压幅值偏差时,角频率和相角的偏差会引起峰值为  $2U$  的瞬时电压差值<sup>[17]</sup>。此时不能直接并网,必须通过预同步控制,使并网前逆变器输出电压和电网电压保持一致,才能实现离网到并网的平滑过渡。

预同步控制矢量图如图 5 所示。图 5 中电网电压  $u_g$  与  $dq$  轴都以电网角速度  $\omega_g$  旋转,而逆变器输出电压  $u_o$  以角速度  $\omega$  旋转,此时  $u_g$  在  $d$  轴上,所以  $u_{gq}=0$ 。在  $\omega_g$  不等于  $\omega$  时,逆变器输出电压和电网电压相位存在角度差  $\Delta\theta$ 。要想让电压  $u_o$  与  $u_g$  角速度相同,需使  $u_{oq}=u_{gq}=0$ ,所以可把  $u_{oq}$  与  $u_{gq}$  求差当做补偿的角速度。当电压  $u_o$  与  $u_g$  同步时,二者的电压幅值差可以看作  $u_{od}$  与  $u_{gd}$  之差,同理可把电压有效值  $U_{od}$  与  $U_{gd}$  求差当做补偿的幅值。

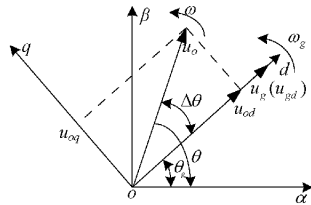


图 5 预同步控制矢量图

基于 VSG 的预同步控制策略框图如图 6 所示。在收到预同步信号后预同步单元启动,  $U_{gq}$  与  $U_{oq}$  的差值经过 PI 控制得到频率补偿量  $\Delta\omega$ , 加到 VSG 有功回路中, 调整其频率和相位。而  $U_{gd}$  与  $U_{od}$  的差值经过 PI 控制得到电压幅值补偿量  $\Delta U$ , 加到 VSG 无功回路中, 调整其电压幅值。当 VSG 输出电压与电网电压的幅值、相位之间的误差小于设定的阈值时, 可以并网。

综上所述, 基于 VSG 的并网到离网切换不需要改变控

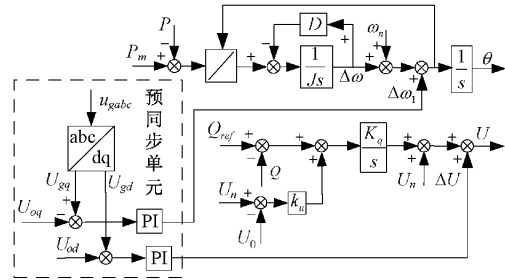


图 6 基于 VSG 的预同步控制策略框图

制结构,而在离并网切换时采用基于电压幅值和相位的预同步控制,方法简单,可以有效消除电压偏差,从而实现逆变器并网无缝切换的目标。

## 3 仿真实验与分析

为验证所提出策略的有效性,用 MATLAB/Simulink 进行仿真,仿真主要参数如表 1 所示。

表 1 仿真主要参数

参数	取值和单位	参数	取值和单位
直流侧电压 $U_{dc}$	800 V	开关频率 $f_{sw}$	10 kHz
额定电压 $U_n$	380 V	额定频率 $f$	50 Hz
额定角频率 $\omega_n$	314 rad/s	时间常数 $T_C$	$2 \times 10^{-3}$
滤波电感 $L$	1.35 mH	滤波器参数 $\lambda_c$	$1 \times 10^{-5}$
滤波电感内阻 $R$	0.1 $\Omega$	滤波器参数 $\lambda_v$	$2 \times 10^{-4}$
滤波电容 $C$	50 $\mu F$	$k_{pc}$	135
转动惯量 $J$	0.3 $kg \cdot m^2$	$k_{ic}$	9 335
阻尼系数 $D$	10 $kg \cdot ms^{-2}$	$k_{dc}$	$6.75 \times 10^{-3}$
$k_{pv}$	0.25	$k'_{pc}$	4.24
$k_{dv}$	$5 \times 10^{-4}$	$k'_{ic}$	42 390
$k'_{pv}$	0.16	$k'_{iv}$	79

仿真总时长为 1 s,开始时 VSG 离网带负载独立运行,所带负荷的有功功率为 5 kW,无功功率为 0 Var。0.2 s 时给一个预同步信号开始进行预同步控制,预同步过程中 VSG 电压和电网电压波形如图 7 所示,从图 7 可以看出系统在 0.2 s 时开始预同步,0.283 s 时完成预同步,由此可以得出电压相位能迅速跟踪,满足并网条件。

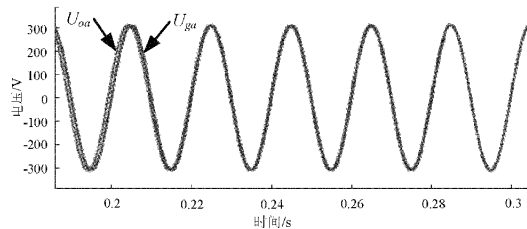


图 7 预同步电压波形图

离网到并网不使用无缝切换策略的仿真输出波形和使用无缝切换策略的仿真输出波形分别如图 8 和 9 所示。从

图 8(a)和(b)的仿真结果中可以看出,系统在 0.2 s 发出切换指令并入电网时,并网瞬间带来极大的电流冲击,电流波动时间也很长。同时,电流的冲击还导致了功率的振荡,系统输出的有功出现约 17 kW 的过冲,如图 8(c)所示。

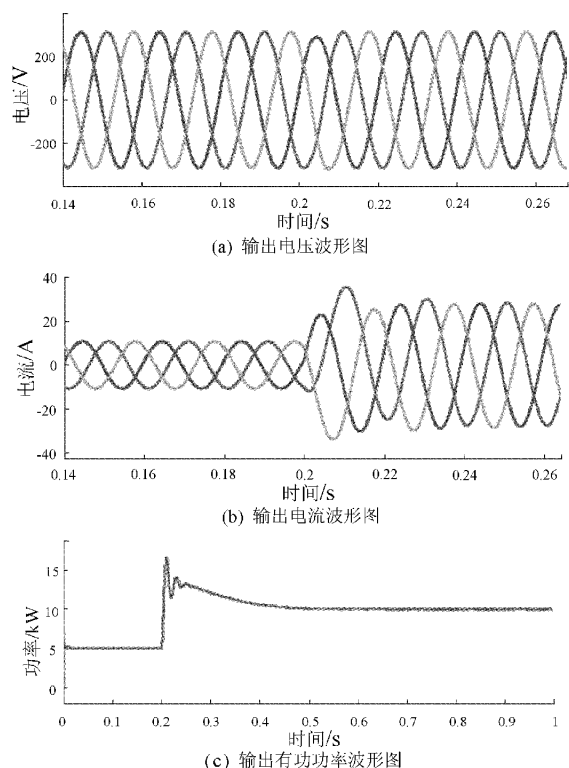


图 8 离网到并网模式不使用无缝切换策略的仿真输出波形图

当加入无缝切换方案后,在 0.2 s 前 VSG 在离网模式运行,本地负载为 5 kW。系统在 0.2 s 时给一个预同步信号开始进行预同步控制,在 0.283 s 完成预同步,此时 VSG 电压与电网同步,开关闭合成功并网。VSG 离网到并网切换输出的电压电流波形如图 9(a)和(b)所示,从图中可以

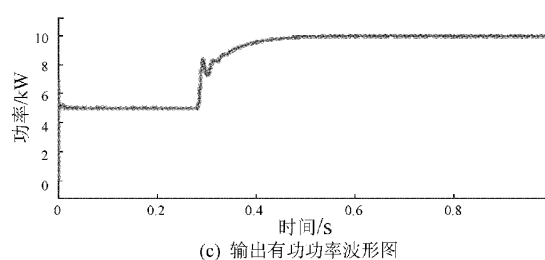
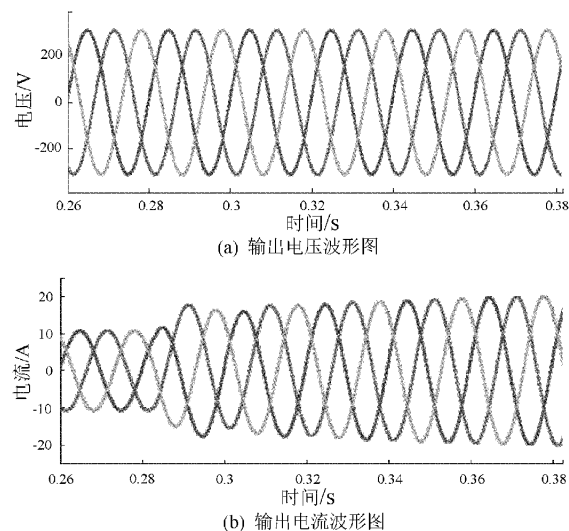


图 9 离网到并网模式使用无缝切换策略的仿真输出波形图

看出加入预同步控制后,VSG 的输出电压没有畸变,输出电流缓慢上升,可以实现平滑切换。VSG 输出有功功率波形如图 9(c)所示,可以看出有功功率从离网模式下本地负载 5 kW 平滑上升到并网模式下的有功功率设定值 10 kW。因此逆变器输出电流、功率都平滑上升,没有超调,不会造成系统冲击。

VSG 并网到离网模式仿真输出波形图如图 10 所示,在 0.5 s 时直接断开开关,实现并网切换。VSG 所提供的惯性使系统切换到离网状态下也能稳定运行,所以并网至离网切换不需要其他控制手段,图 10 中 VSG 输出电压、电流波形平稳,可以实现平滑过渡。

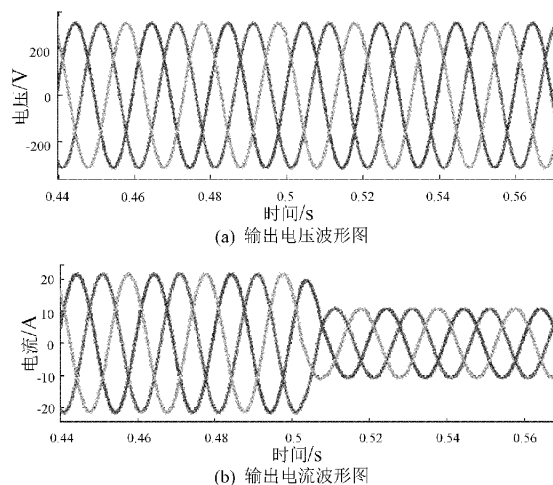


图 10 并网到离网模式仿真输出波形图

#### 4 结 论

本文针对并网模式切换展开研究,提出一种可以在两种模式之间无缝切换的控制策略,很好的抑制了模式切换所造成的电压畸变和电流冲击,得到以下结论:

本文提出的控制策略,采用固定的 VSG 控制结构,控制结构不用改变,避免了结构切换造成的冲击。并基于内模控制设计了电压电流双闭环控制结构,该结构简单,参数易于调节,具有很强的抗干扰能力。

针对微网在离网时输出电压的幅值、相位与电网电压难以保持同步的问题,设计了预同步单元,包括角速度和幅

值补偿环节,实现了离并网无缝切换的目标。

仿真结果验证了本文所提出的无缝切换控制策略的有效性。

### 参考文献

- [1] 杨新法,苏剑,吕志鹏,等.微电网技术综述[J].中国电机工程学报,2014,34(1):57-70.
- [2] 卢自宝,龚莉,赵传超,等.直流微电网中DC-DC变换器的切换控制方法研究[J].仪器仪表学报,2021,41(8):202-209.
- [3] 邓玮璋,周江林.孤岛微网DC/AC逆变器电压 $H_{\infty}$ 鲁棒控制[J].电子测量与仪器学报,2020,34(3):195-200.
- [4] 石荣亮,张兴,徐海珍,等.基于虚拟同步发电机的微电网运行模式无缝切换控制策略[J].电力系统自动化,2016,40(10):16-23.
- [5] 罗兰,王渝红,陈诗昱,等.基于虚拟同步发电机控制策略的多端柔性直流系统自适应下垂控制[J].科学与技术,2021,21(17):7116-7121.
- [6] 季宇,苏剑,丁保迪,等.微网逆变器VSG离并网切换及故障处理[J].控制工程,2021,28(7):1496-1504.
- [7] 胡实,袁旭峰,朱余林,等.微网运行模式无缝切换控制技术研究[J].电测与仪表,2018,55(17):56-61,67.
- [8] 朱作滨,黄绍平.基于VSG微网储能变流器无缝切换控制策略研究[J].控制工程,2021,28(3):488-494.
- [9] 缪惠宇,杨赞,梅飞,等.一种虚拟同步机运行模式平滑切换控制策略[J].太阳能学报,2020,41(9):121-128.
- [10] 倪福银,李正明.一种基于内模控制的光伏逆变器功率控制策略[J].电测与仪表,2015,52(20):76-80.
- [11] 冯骞,刘桂英,欧阳盟盟,等.基于滑模变结构及内模控制的SVG无功补偿控制策略仿真研究[J].电力电容器与无功补偿,2020,41(5):40-45,53.
- [12] 王云,罗映红,赵腾跃,等.光伏并网逆变器自抗扰二自由度内模控制策略[J].电测与仪表,2019,56(6):127-132.
- [13] KAHROABAEIAN A, MOHAMED Y A I. Interactive distributed generation interface for flexible micro-grid operation in smart distribution systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy,2012,3(2):295-305.
- [14] 邹常跃,刘邦银,段善旭,等.并网逆变器中数字控制延时对系统稳定性的影响及其优化设计[J].中国电机工程学报,2015,35(2):411-417.
- [15] 李昱,刘爱忠,孙永亮,等.并网逆变器电流控制器设计[J].电力电子技术,2018,52(7):61-63.
- [16] 张秀丽.基于内模控制器的永磁同步发电机并网控制系统研究[J].国外电子测量技术,2020,39(3):93-97.
- [17] 马宏涛,周博昊,贺亚慧,等.微网无缝切换控制策略研究[J].智慧电力,2020,48(5):53-59.

### 作者简介

**曹坤**(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为电工电能新技术。

E-mail:407762033@qq.com

**艾永乐**,博士,教授,主要研究方向为微网电力系统理论及电能质量监测与提高。

E-mail:aiyongle@hpu.edu.cn

**李港星**,硕士研究生,主要研究方向为电工电能新技术。

E-mail:1215640549@qq.com