

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210591

电网支持型变流器输出建模、控制及稳定性分析

黄鹭鹭^{1,2}, 高波^{1,2}, 孙丽敬^{1,2}

(1. 国网上海能源互联网研究院有限公司, 上海 201210; 2. 中国电力科学研究院有限公司, 北京 100192)

摘要: 电网支持型变流器逐渐取代传统同步机电源是构建新型电力系统的必然趋势。电网支持型变流器采用双环控制的目的和物理意义尚未形成统一结论。首先, 为解释双环控制中电流内环的本质, 由电流内环的离散根轨迹曲线分析电流内环的阻尼特性, 从虚拟阻抗的角度分析其物理意义。其次, 为快速准确获得双环控制器参数, 避免反复迭代, 考虑数字控制系统采样、计算和 PWM 调制带来的延时, 内环采用比例控制器调整阻尼特性。根据最优阻尼确定电流控制器的比例参数, 根据滤波器谐振频率处闭环输出增益的要求和各次谐波的补偿角度确定电压控制器的参数。最后, 仿真和实验结果验证了理论分析的有效性。

关键词: 电网支持型逆变器; 离散域; 虚拟阻抗; 双环控制; 比例控制器; 比例谐振控制器

Analysis of modeling, control and stability for grid-supporting power converters

HUANG Lulu^{1,2}, GAO Bo^{1,2}, SUN Lijing^{1,2}

(1. State Grid Shanghai Energy Interconnection Research Institute Co., Ltd., Shanghai 201210, China;
2. China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Beijing 100192, China)

Abstract: Grid-supporting power converters are gradually replacing the traditional synchronous machine power supply. It is an inevitable trend as new power systems are built. There is not a consensus on the purpose and physical meaning of dual-loop control for grid-supporting power converters. First, in order to elaborate the essence of inner current loop in dual-loop control, this paper analyzes damping characteristics of the current inner loop from the discrete root locus curve and addresses physical meaning from the perspective of virtual impedance. Secondly, to obtain the parameters of dual-loop controller quickly and accurately, avoiding iterations, and considering the delay caused by the sampling, calculation and PWM modulation of the digital control system, the inner loop uses a proportional controller to adjust the damping characteristics of the current inner loop. The proportional coefficient of the current controller is obtained from the optimal damping. The coefficients of the voltage controller are determined by the requirements of the closed-loop output gain at the filter resonance frequency and compensating offset angles of harmonics. Finally, simulations and experimental results have verified the effectiveness of theoretical analysis.

This work is supported by the Science and Technology Project of the Headquarters of State Grid Corporation of China (No. SGAH0000KJJS2000680).

Key words: grid-supporting power converters; discrete domain; virtual impedance; dual-loop control; proportional controller; proportional-resonant controller

0 引言

环境污染和化石能源枯竭促进分布式发电技术快速发展。电网支持型变流器(Grid-Supporting Power Converters, GSPC)是分布式发电技术中可再生

能源和电网之间的关键接口设备^[1-9]。其大量应用于不间断电源、分布式发电系统、有源电力滤波、高压交直流输电系统以及电气化交通牵引供电系统等领域^[10-16]。

GSPC 的稳定控制是国内外专家学者持续探索的话题, 永恒的主题是高质量的电能输出, 即输出电压在额定频率和额定幅值附近、良好的暂态响应、可忽略的稳态误差以及非线性负载下较小的谐波畸

基金项目: 国家电网总部科技项目: 面向交-直流配电网柔性互联的拓扑及关键控制技术(SGAH0000KJJS2000680)

变率。近些年, 在交直流混合微电网中, GSPC 作为互联变换器(Interlinking Converter, ILC)也逐渐得到广泛的研究。在分布式发电系统中, GSPC 可以运行在孤岛模式提供电压支撑, 也可以运行在并网模式向电网注入电流。综述已发表的文献, 对 GSPC 的研究都是零散地提出不同的控制结构, 缺乏统一的研究架构。而且现有控制器参数的设计存在反复性、耗时等缺点。

概括起来, GSPC 可以采用基于模型的瞬时值反馈控制^[17]、无差拍控制、重复控制、预测控制^[18-19]、 H_∞ 鲁棒控制以及滞环控制、滑模控制等非线性控制技术。基于模型的瞬时值反馈控制又可分为单环控制、双环控制。GSPC 采用单环控制时, 如图 1 所示, 文献[20]指出当 LC 滤波器的谐振频率 f_r 大于 $f_s/3$ (f_s 是采样频率)时, 选择合适的控制器增益, 系统可以稳定。谐振频率 f_r 小于 $f_s/3$ 时, 开环传递函数对数频率特性曲线在 f_r 处穿越 -180° , 系统必须采用阻尼控制技术致稳。另外, 单环控制中, 较大的控制增益对应较好的稳态性能和动态性能(带宽一般比较大), 但是系统稳定裕度比较低。较小的控制增益对应较小的带宽, 系统动态响应慢, 稳态误差较差, 但是系统稳定裕度较大。传统的双环控制方案^[21]具有固有的阻尼特性而被青睐。但是, 对于采用双环(或多环)控制的目的和意义, 至今未有普适性的结论。双环控制中外环一般为电容电压控制环, 内环为电感电流阻尼控制环^[20]或者电容电流阻尼控制环^[22]。文献[20]采用传统的双环控制和电感电流反馈阻尼控制具有相同的结构。设计内环阻尼控制环时, 通常经过框图等效变换为内部虚拟阻尼电阻。例如电感电流内环控制等效为滤波电感上串联虚拟电阻。文献[22]采用电容电流反馈阻尼方案, 研究 GSPC 并网运行和孤岛运行双模式及其切换过程的稳定控制问题, 解释电容电流反馈阻尼系数存在“盲区”使得 GSPC 并网模式和孤岛模式同时失稳。为此又提出变流器调制电压前馈补偿方案, 消除“盲区”。但是电压前馈补偿系数和电容电流阻尼系数设计过于复杂。GSPC 采用电感电流反馈阻尼时, 文献[23]优化设计控制参数, 电流内环使用比例控制器, 并且解释了如果使用 PI 控制器, 积分系数对系统稳定性没有起到作用。文献[24]指出电感电流反馈有源阻尼会增加闭环输出电阻, 为了使有源阻尼环节聚焦作用于 LC 谐振频率附近, 使用二阶带通滤波器(second-order band-pass filter, BPF)从电感电流中提取谐振频率分量。文献[25]指出双环控制可以同时提高动态和稳态性能, 电流内环可以提高系统稳定性, 抑制 LC 滤波器谐振。内环控

制器参数可以根据其“重塑”电压外环控制对象、其与抗扰能力的关系两个方面来调整。

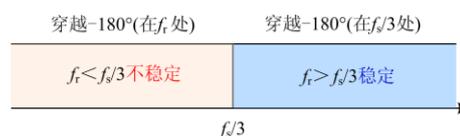


图 1 单环控制稳定域

Fig. 1 Stability regions of single loop control

根据控制器的结构类型分类, 可以分为两相同步旋转坐标系(dq 坐标系)下比例(proportional, P)控制、比例—积分(proportional-integral, PI)控制, 两相静止坐标系($\alpha\beta$ 坐标系)下比例—谐振(proportional-resonant, PR)控制^[26]以及扰动观测器(perturbation observer)^[27]。对于控制器参数的设计多数在经典控制理论指导下, 通过连续域和离散域建模, 结合奈奎斯特稳定判据、伯德图和根轨迹分析。文献[13]考虑时滞的影响, 建立系统小信号模型指导控制参数设计以提高系统稳定性。数字控制下由于采样和计算的原因以及 PWM 调制的零阶保持器 ZOH 特性存在数字延时^[24]。已发表的文献中有些没有考虑数字控制延时的影响, 或者延时函数使用 Pade 函数近似, 这对开关频率较高(10 kHz 及以上)的系统分析是有效的, 误差较小。但是在大功率变流器应用场合, 为满足散热要求, 降低开关损耗并保护开关管, 开关频率一般限制在 3 kHz~4 kHz 左右。为保证系统稳定性分析的准确性和可靠性, 需进一步考虑数字延时对系统控制的影响。

1 电网支持型变流器系统

1.1 电网支持型变流器数学模型

典型的电网支持型变流器拓扑如图 2 所示。LC 型滤波器^[12]用于滤除高频开关谐波, 当然也可以使用 LCL 型滤波器。

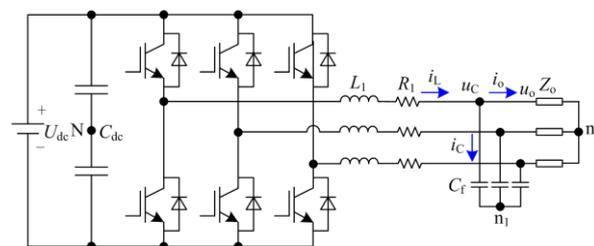


图 2 电网支持型变流器拓扑

Fig. 2 Topology of grid-supporting power converter

图中: U_{dc} 为直流侧输入电压, 通常前级为储能电池、光伏等分布式能源通过 DC/DC 变换器接入, 所以这里考虑 U_{dc} 为恒定值。 L_1 和 C_f 为 LC 滤

波器的滤波电感和滤波电容； R_1 为滤波器电感的等效串联电阻； Z_o 为等效负载阻抗； $i_{L,k}(k=a,b,c)$ 为逆变器输出电流； $i_{C,k}(k=a,b,c)$ 为电容电流； $i_{o,k}(k=a,b,c)$ 为负载电流； $u_{C,k}(k=a,b,c)$ 为滤波电容端电压； $u_{o,k}(k=a,b,c)$ 为负载电压；通常情况下 $u_{C,k} = u_{o,k}(k=a,b,c)$ 。

推导电网支持型逆变器数学模型之前，假想直流侧电容分裂为相同的两部分，且中点为N。在三相静止坐标系(abc静止坐标系)中，根据基尔霍夫定律，交流侧时域方程为

$$\begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \end{bmatrix} = C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{Ca}(t) \\ u_{Cb}(t) \\ u_{Cc}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{oa}(t) \\ i_{ob}(t) \\ i_{oc}(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_{aN}(t) \\ u_{bN}(t) \\ u_{cN}(t) \end{bmatrix} = L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{Ca}(t) \\ u_{Cb}(t) \\ u_{Cc}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{n1N}(t) \\ u_{n1N}(t) \\ u_{n1N}(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

对式(1)和式(2)采用坐标变换，将abc静止坐标系下的变量转换到 $\alpha\beta$ 静止坐标系中，对应的变换矩阵为

$$P_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

对时域数学模型进行Laplace变换，可得到 $\alpha\beta$ 静止坐标系中电压支持型逆变器在s域中的数学模型为

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha}(s) \\ i_{L\beta}(s) \end{bmatrix} = sC_f \begin{bmatrix} u_{C\alpha}(s) \\ u_{C\beta}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{o\alpha}(s) \\ i_{o\beta}(s) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} u_{conv\alpha}(s) \\ u_{conv\beta}(s) \end{bmatrix} = (sL_1 + R_1) \begin{bmatrix} i_{L\alpha}(s) \\ i_{L\beta}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{C\alpha}(s) \\ u_{C\beta}(s) \end{bmatrix} \quad (5)$$

可以看出 α 轴分量和 β 轴分量没有耦合，可以独立进行控制。以 α 轴为例，被控对象的控制框图如图3所示。其中 $Y_L(s)$ 为滤波电感L的导纳， $Z_C(s)$ 为滤波电容C的阻抗，其表达式为

$$Y_L(s) = 1/(sL_1 + R_1), Z_C(s) = 1/(sC_f) \quad (6)$$

1.2 电网支持型变流器控制方案

传统的双环控制框图如图4所示。内环采用电感电流反馈或者电容电流反馈。

图中： $G_{cv}(s)$ 为电压控制器； $G_{ci}(s)$ 为电流控制器； $G_d(s)$ 为延时函数；将图4控制框图进行等效变换，可以得到GSPC统一控制框图，如图5所示。

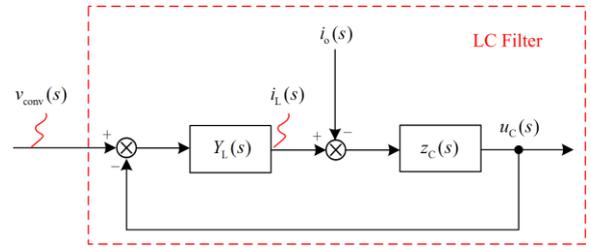


图3 LC滤波器控制框图

Fig. 3 Block diagram of LC filter

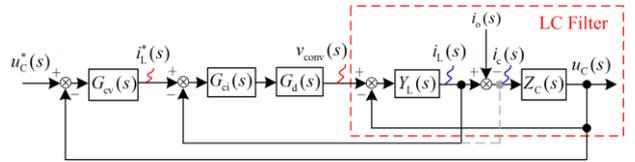


图4 传统双环控制框图(s域)

Fig. 4 Block diagram of the double-loop voltage control in the continuous s-domain

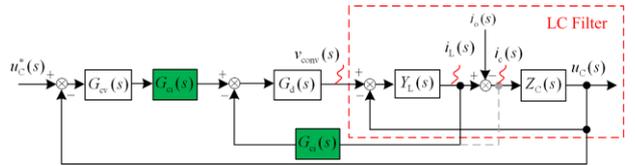
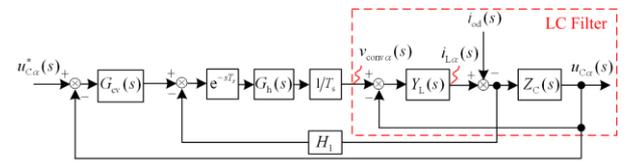


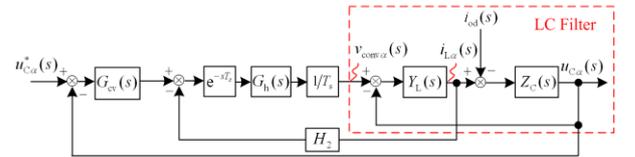
图5 GSPC统一控制框图(s域)

Fig. 5 Unified block diagram of GSPC in the continuous s-domain

文献[20,22]中电压源型逆变器孤岛运行时电容电压控制框图如图6所示， H_1 和 H_2 是比例控制器。可以看出图5中当 $G_{ci}(s)$ 是比例控制器时，图5和图6是等效的。



(a) 基于电容电流反馈(文献[20])



(b) 基于电感电流反馈(文献[22])

图6 电容电压控制框图

Fig. 6 Capacitor voltage control diagram

最终控制算法要在数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)中实现。由文献[28]可知，数

字控制中, 为避免开关噪声的影响, 通常在三角载波的波峰和波谷对电压和电流进行采样, 如图 7 所示。在采样点 k 处进行采样, 采样信号送进数字信号处理器, 按照控制算法进行计算得到调制信号 $m(k)$, 为了避免调制信号和载波信号出现多次交截现象, 计算得到的调制信号 $m(k)$ 在 $k+1$ 处被装载, 导致实际装载的调制信号相对于计算得到的调制信号延迟了一个采样周期 T_s 。

由文献[24]可知, 调制信号更新后, 为防止开关器件误动作, 在一个采样周期 T_s 内保持不变, 并与三角载波进行比较, 用零阶保持器(zero order holder, ZOH)来描述 PWM 调制这一特性, ZOH 的传递函数为式(7)。

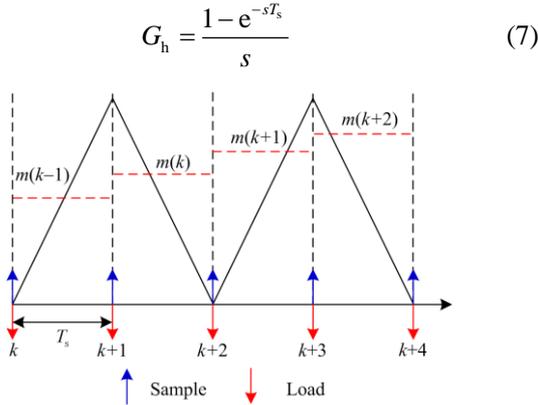


图 7 采样计算和 PWM 调制产生的延时

Fig. 7 Delay caused by the sampling computation and PWM modulation

所以由采样、计算和 PWM 调制过程产生的控制延时传递函数为

$$G_d(s) = \frac{1}{T_s} e^{-sT_s} \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \approx e^{-1.5sT_s} \quad (8)$$

式(8)具体推导过程见附录 B。

将图 4 中电感电流的反馈点后移至 $Y_L(s)$ 之前, 可以得到其等效的控制框图, 如图 8 所示。

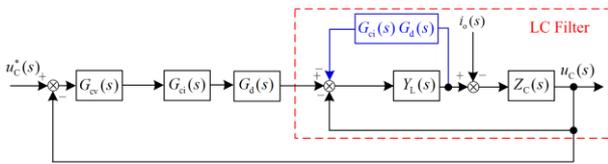


图 8 双环等效控制框图

Fig. 8 Equivalent diagram of the double-loop voltage control

可以看出电感电流内环反馈等效于在滤波电感上串联一个虚拟阻抗 $Z_{eq}(s)$, 其表达式为

$$Z_{eq}(s) = G_{ci}(s)G_d(s) \quad (9)$$

将 $s=j\omega$ 代入上式可得 $Z_{eq}(j\omega)$, 并使用欧拉公式, $Z_{eq}(j\omega)$ 可以等效于 R_{eq} 和 X_{eq} 并联, 其表达式分别为

$$\begin{cases} R_{eq}(s) = K_p / \cos(1.5\omega T_s) \\ X_{eq}(s) = K_p / \sin(1.5\omega T_s) \end{cases} \quad (10)$$

式中, K_p 为电流控制器 $G_{ci}(s)$ 比例系数, 这里使用比例控制器来改变滤波器的阻尼特性。

根据式(10)可以得到 R_{eq} 和 X_{eq} 的频率特性如图 9 所示。可以看出 R_{eq} 在 $(0, f_s/6)$ 频率范围内呈正阻特性, 而在 $(f_s/6, f_s/2)$ 频率范围内呈负阻特性; X_{eq} 在 $(0, f_s/3)$ 频率范围内呈容性, 而在 $(f_s/3, f_s/2)$ 频率范围内呈感性。

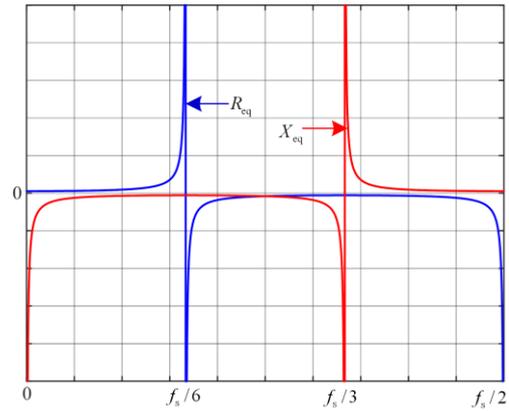


图 9 R_{eq} 和 X_{eq} 的频率特性曲线

Fig. 9 Frequency characteristic curve of R_{eq} and X_{eq}

2 电网支持型逆变器控制器设计

2.1 电流内环设计

电感电流内环反馈具有过流保护的优势, 本文使用电感电流反馈作为研究对象。当然也可以只用电容电流反馈, 但是电容电流相对于电感电流较小, 需要使用高精度电流传感器, 成本增加。基于电容电流反馈将在后续文章中讨论。

在 s 域中, 开环传递函数由于延时作用将会变为超越函数, 给控制器的设计带来困难。在离散域中设计电流控制器。而且离散域分析更符合数字控制系统。将负载电流看作扰动分量, 即忽略负载阻抗的影响。由图 4 可得离散域控制下的双环控制框图, 如图 10 所示。

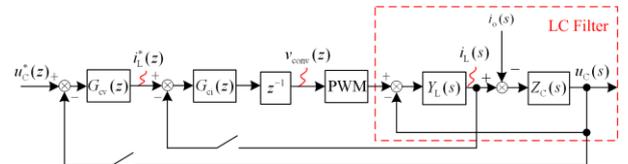


图 10 双环控制的离散域模型

Fig. 10 Discrete domain model of the double-loop voltage control

不考虑滤波电感等效串联电阻 R_1 , 可以得到电流内环的被控对象传递函数为

$$G_{iL}(s) = \frac{i_{L\alpha}(s)}{v_{conv\alpha}(s)} = \frac{Y_L(s)}{1 + Y_L(s)Z_C(s)} = \frac{1}{L_f} \cdot \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_f C_f}} = \frac{1}{L_f} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (11)$$

式中, ω_{res} 为输出 LC 滤波器的谐振角频率。对电路模型离散化使用 ZOH, 得到电流内环的被控对象传递函数的 z 域模型, 如式(12)。

$$G_{iL}(z) = \frac{1}{\omega_{res} L_f} \cdot \frac{(z-1)\sin(\omega_{res} T_s)}{z^2 - 2z\cos(\omega_{res} T_s) + 1} \quad (12)$$

进一步可得到电流内环的开环传递函数为

$$G_{OL}^I(z) = K_p \cdot \frac{1}{\omega_{res} L_f} \cdot \frac{(z-1)\sin(\omega_{res} T_s)}{z[z^2 - 2z\cos(\omega_{res} T_s) + 1]} \quad (13)$$

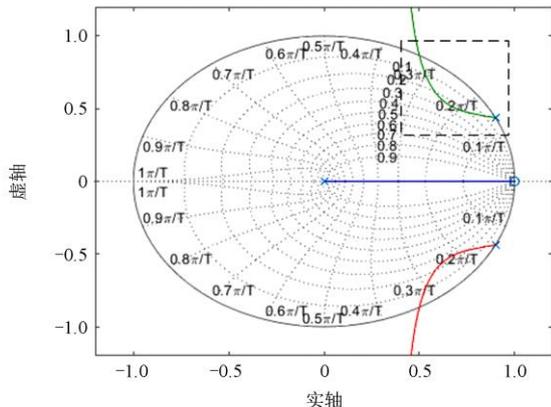
根据闭环传递函数的特征方程, 可以得到电流内环随着 K_p 增大的根轨迹曲线, 如图 11 所示。有两个闭环极点首先向单位圆内移动, 然后逐渐靠近单位圆并最终处于单位圆外。存在一个最优阻尼比, 此时电流内环的比例系数 $K_p=6.3537$ 。

对电压环而言, 将电压控制器以外的部分看作其等效被控对象, 电流内环参考值 $i_{L\alpha}^*(z)$ 到输出电压 $u_{C\alpha}(z)$ 的传递函数为 $G_{V(IN)}(z)$, 表达式见附录 A。

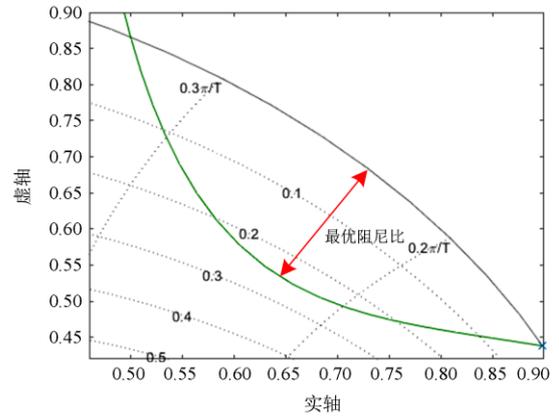
文献[25]中, 不考虑延时函数 $G_d(s)$, 从电流内环参考值 $i_{L\alpha}^*(s)$ 到输出电压 $u_{C\alpha}(s)$ 的传递函数为

$$G_{V(IN)} = \frac{u_{C\alpha}(s)}{i_{L\alpha}^*(s)} = \frac{G_{ci}(s)}{L_f C_f s^2 + (R_f C_f + C_f G_{ci}(s))s + 1} \quad (14)$$

$G_{V(IN)}$ 的幅频特性曲线如图 12。可以看出增大电流内环控制器比例系数 K_p , 可以增大系统阻尼。但是随着频率增大, 增大比例系数 K_p , 相角滞后也随之增大。 $G_{V(IN)}$ 的幅频特性曲线验证了本文根据电流内环随着 K_p 增大的根轨迹曲线来确定电流内环最优阻尼比的方法的正确性。



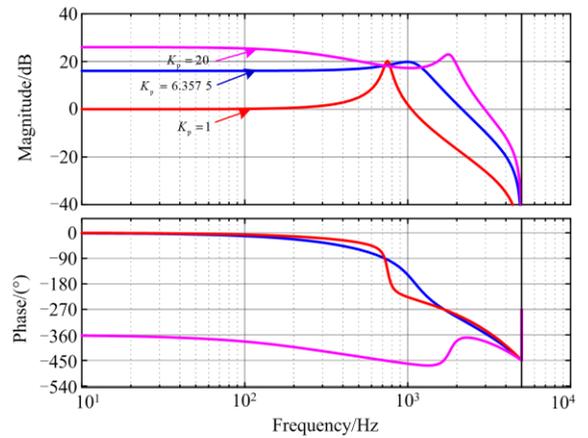
(a) 根轨迹曲线



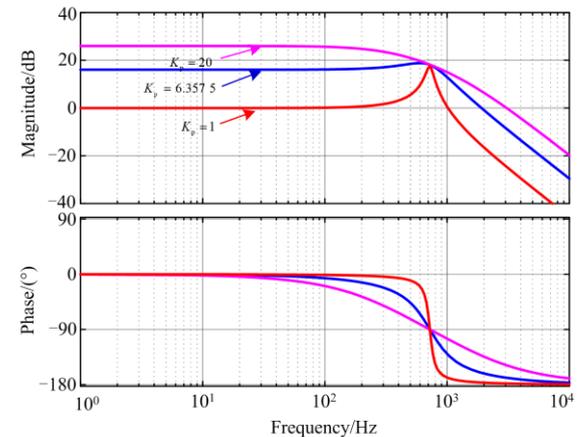
(b) 局部细节放大图

图 11 电流环随着 K_p 增大的根轨迹

Fig. 11 Root locus of current vs. K_p increase



(a) 离散域中 $G_{V(IN)}(z)$ 幅频特性曲线



(b) 连续域中 $G_{V(IN)}(s)$ 幅频特性曲线(文献[10])

图 12 $G_{V(IN)}$ 的 Bode 图

Fig. 12 Bode diagrams of $G_{V(IN)}$

2.2 电压外环设计

根据图 4 所示双环控制框图, 对控制框图进行化简或者使用梅森公式可以得到输出电压 $u_{C\alpha}(s)$ 和

电压参考值 $u_{C\alpha}^*(s)$ 、负载电流 $i_{o\alpha}(s)$ 的关系式为

$$u_{C\alpha}(s) = G(s)u_{C\alpha}^*(s) - Z(s)i_{o\alpha}(s) \quad (15)$$

式中, $G(s)$ 和 $Z(s)$ 分别为电压支持型逆变器系统和阻抗传递函数, 其表达式如附录 A 所示。

由上式可以看出, $G(s)$ 和 $Z(s)$ 由 $G_{cv}(s)$ 、 $G_{ci}(s)$ 控制, 理想情况下 $G(s)\approx 1$, $Z(s)\approx 0$ 可以保证最优输出电压。但是考虑到控制延时、离散化方法等一些非线性因素的影响, 实现 $G(s)\approx 1$, $Z(s)\approx 0$ 并非易事。文献[24]从工程应用的角度讨论了 PR 控制器的参数设计和稳定性分析。本文使用根轨迹和幅频特性曲线相结合的方法设计电压外环控制器参数。

文献[24]指出 PR 控制器的截止频率 ω 取值主要取决于数字控制系统的运算精度, PR 控制器的工程应用只需确定合适的比例系数、谐振系数即可。

根据 2.1 节电流内环参考值 $i_{L\alpha}^*(z)$ 到输出电压 $u_{C\alpha}(z)$ 的传递函数为 $G_{V(IN)}(z)$, 可以得到电压外环的开环传递函数为 $G_{OL}^V(z)$, 其表达式见附录 A。

当电流内环的比例系数 $K_p=6.3537$ 时, 电压环被控对象传递函数 $G_{V(IN)}$ 的幅频特性曲线如图 13 所示。可以看出电压控制器需要补偿相位的滞后, 即延时补偿角 ϕ 。由图 13 可以得到各次谐波的补偿角度 ϕ_i 如表 1 所示。

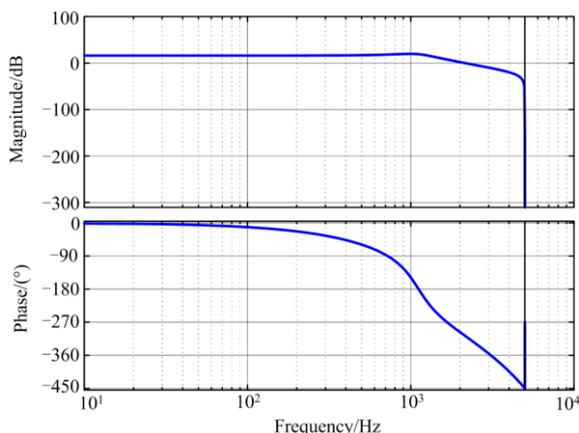


图 13 内环最优阻尼下 $G_{V(IN)}$ 的 Bode 图

Fig. 13 Bode diagrams of $G_{V(IN)}$ when inner current loop is in optimal damping

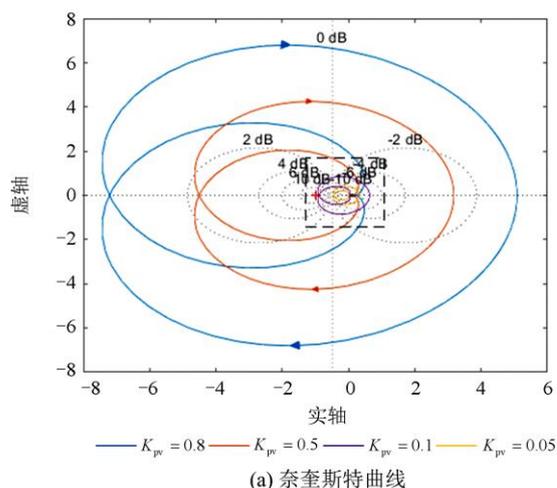
表 1 各次谐波的补偿角度

Table 1 Compensation angle of each harmonic

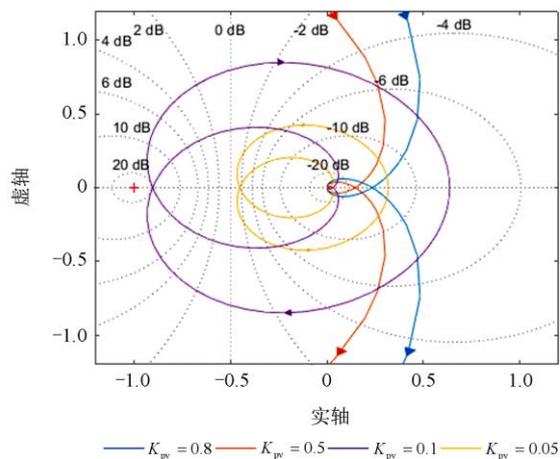
补偿角	数值/(°)
$\phi_1(50 \text{ Hz})$	5.73
$\phi_2(150 \text{ Hz})$	17.2
$\phi_3(250 \text{ Hz})$	28.9
$\phi_4(350 \text{ Hz})$	40.6

首先不考虑谐振系数的影响, 根据电压外环的开环传递函数画出电压控制器比例系数 K_{pv} 取不同值时的奈奎斯特曲线, 如图 14 所示。当 $K_{pv}=0.8$ 时, 包围了临界点, 此时系统不稳定。随着 K_{pv} 的减小, 奈奎斯特曲线没有包围临界点, 系统趋于稳定。根据 K_{pv} 的取值主要满足谐振频率处输出增益的要求及图 15 电压闭环传递函数的 Bode 图, 当 $K_{pv}=0.07$ 时, 系统在谐振频率处的闭环输出增益满足要求。谐振峰值表征了系统的相对稳定性, 谐振峰值越大, 对应阶跃瞬态响应的超调量越大, 如果谐振峰值在 5 dB 左右, 有效阻尼比 ζ 为 0.7 左右, 可以获得满意的瞬态性能。

在谐振参数的设计中, 需要考虑各次谐波的补偿角度 ϕ_i 。按照文献[12]的方法, 电压控制器谐振系数 $K_{ivi}=44.06$ 。



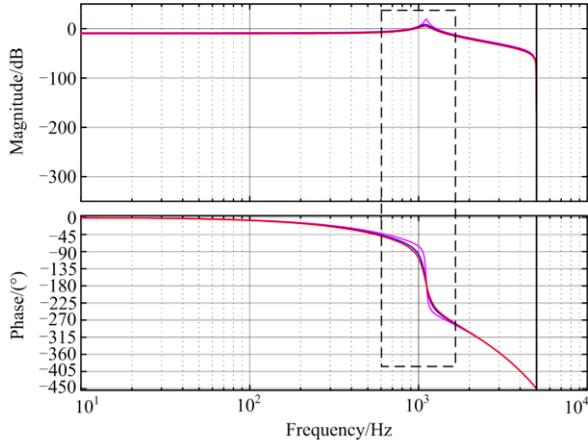
(a) 奈奎斯特曲线



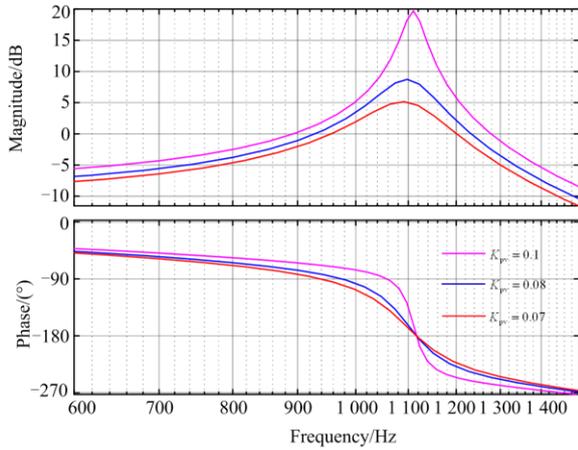
(b) 局部细节放大图

图 14 K_{pv} 对系统稳定性的影响

Fig. 14 Influence of K_{pv} on system stability



(a) 幅频特性曲线



(b) 局部细节放大图

图 15 电压闭环传递函数 Bode 图($K_{pi}=0$)

Fig. 15 Bode diagram of the voltage closed loop transformer function when $K_{pi}=0$

3 仿真与实验验证

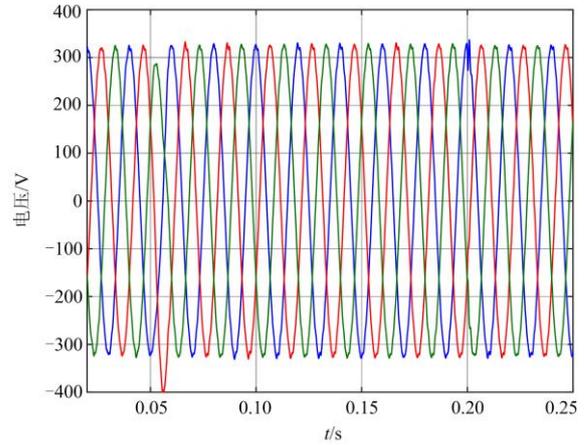
在 Matlab/Simulink 中搭建电网支持型逆变器仿真模型对控制器算法进行验证。系统参数如表 2。

表 2 系统参数

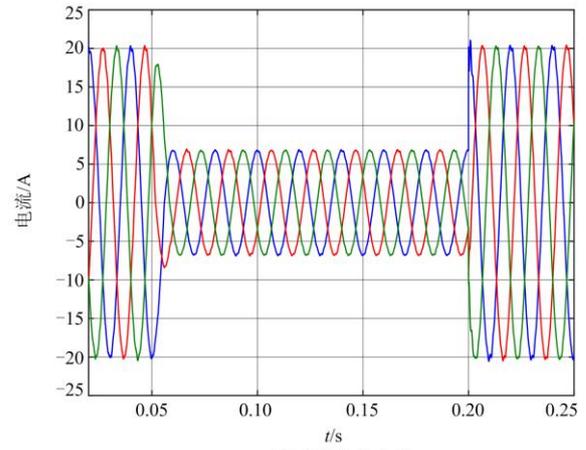
Table 2 System parameters

参数	数值
滤波电感 L_f	1.8 mH
滤波电容 C_f	27 μ F
滤波电感等效串联电阻 ESR	0.1 Ω
开关频率 f_s	10 kHz

仿真负载在 0.05 s 时由 30 kW 突变到 10 kW, 在 0.2 s 时由 10 kW 突变到 30 kW, 逆变器输出电压和电流的仿真波形如图 16 所示, 电压和电流具有良好的暂态特性和稳态特性。



(a) 逆变器输出电压

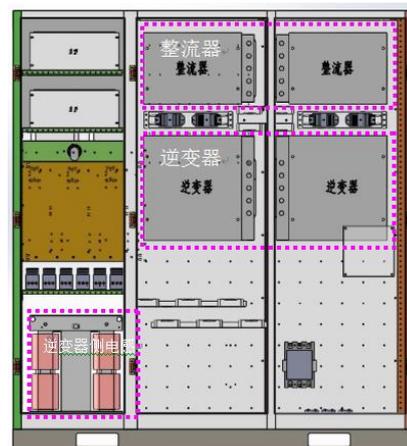


(b) 逆变器输出电流

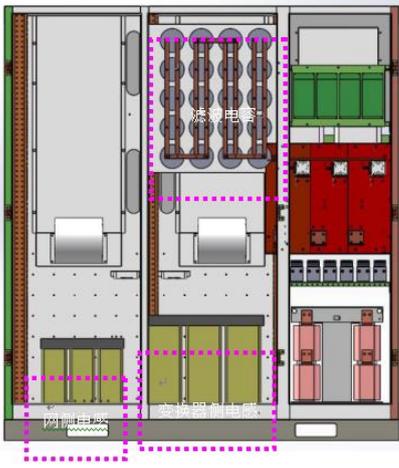
图 16 负载突变时仿真波形

Fig. 16 Simulation waveforms when load changes

图 17 为实验室搭建的试验平台。功率部分由三相 LCL 型整流器和逆变器组成。图 18 为稳态时直流侧电压和交流电流试验波形。试验结果表明可以达到满意的稳态性能。



(a) 正视图



(b) 后视图

图 17 试验平台外形图

Fig. 17 Outside drawing of prototype

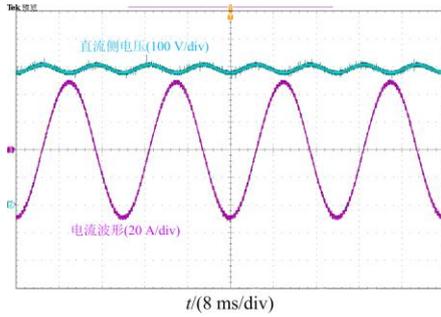


图 18 试验波形

Fig. 18 Experiment waveform

4 结论

本文对目前应用广泛的电网支持型逆变器进行建模、控制和稳定性分析。直接在离散域中进行电压控制器和电流控制器的参数设计。

电流内环采用比例系数改善系统的阻尼特性, 根据根轨迹曲线获得最优阻尼比下的电流控制器比例系数。

电压外环采用比例谐振控制器, 根据谐振频率处输出增益的要求确定电压控制器的比例参数。在谐振参数的设计中, 需要考虑各次谐波的补偿角度。仿真和实验验证了控制器参数设计的有效性, 同时为工程设计提供了参考。

附录 A

电压参考值 $u_{C\alpha}^*(s)$ 、负载电流 $i_{o\alpha}(s)$ 的关系式为

$$u_{C\alpha}(s) = G(s)u_{C\alpha}^*(s) - Z(s)i_{o\alpha}(s) \quad (A1)$$

式中, $G(s)$ 和 $Z(s)$ 的表达式分别为

$$G(s) = \frac{G_{cv}(s)G_{ci}(s)G_d(s)Y_L(s)Z_C(s)}{1 + Y_L(s)Z_C(s) + G_{ci}(s)G_d(s)Y_L(s) + G_{cv}(s)G_{ci}(s)G_d(s)Y_L(s)Z_C(s)} \quad (A2)$$

$$Z(s) = \frac{Z_C(s)[G_{ci}(s)G_d(s)Y_L(s) + 1]}{1 + Y_L(s)Z_C(s) + G_{ci}(s)G_d(s)Y_L(s) + G_{cv}(s)G_{ci}(s)G_d(s)Y_L(s)Z_C(s)} \quad (A3)$$

电流内环参考值 $i_{L\alpha}^*(z)$ 到输出电压 $u_{C\alpha}(s)$ 的传递函数为

$$G_{V(BN)}(z) = \frac{u_{C\alpha}(z)}{i_{L\alpha}^*(z)} = \frac{G_{ci}(z) \cdot (z+1)[1 - \cos(\omega_{res}T_s)]}{z^3 - 2z^2 \cos(\omega_{res}T_s) + \left[1 + \frac{G_{ci}(z)}{\omega_{res}L_f} \sin(\omega_{res}T_s)\right]z - \frac{G_{ci}(z)}{\omega_{res}L_f} \sin(\omega_{res}T_s)} \quad (A4)$$

电压外环的开环传递函数为

$$G_{OL}^V(z) = \frac{G_{cv}(z)G_{ci}(z) \cdot (z+1)[1 - \cos(\omega_{res}T_s)]}{z^3 - 2z^2 \cos(\omega_{res}T_s) + \left[1 + \frac{G_{ci}(z)}{\omega_{res}L_f} \sin(\omega_{res}T_s)\right]z - \frac{G_{ci}(z)}{\omega_{res}L_f} \sin(\omega_{res}T_s)} \quad (A5)$$

电压环的闭环传递函数为

$$G_{CL}^V(z) = \frac{G_{OL}^V(z)}{1 + G_{OL}^V(z)} = \frac{a \cdot (z+1)}{z^3 + b_2z^2 + b_1z + b_0} \quad (A6)$$

式中:

$$\begin{cases} a = G_{cv}(z)G_{ci}(z)[1 - \cos(\omega_{res}T_s)] \\ b_2 = -2 \cos(\omega_{res}T_s) \\ b_1 = 1 + \frac{G_{ci}(z)}{\omega_{res}L_f} \sin(\omega_{res}T_s) + G_{cv}(z)G_{ci}(z)[1 - \cos(\omega_{res}T_s)] \\ b_0 = -\frac{G_{ci}(z)}{\omega_{res}L_f} \sin(\omega_{res}T_s) + G_{cv}(z)G_{ci}(z)[1 - \cos(\omega_{res}T_s)] \end{cases} \quad (A7)$$

附录 B

由采样、计算和 PWM 调制过程产生的控制延时传递函数 $G_d(s)$ 为

$$G_d(s) = \frac{1}{T_s} e^{-sT_s} \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (B1)$$

令 $s = j\omega$, 得延时传递函数的频率特性:

$$\begin{aligned} G_d(j\omega) &= \frac{1}{T_s} e^{-j\omega T_s} \frac{1 - e^{-j\omega T_s}}{j\omega} = \\ &= \frac{1}{T_s} e^{-j\omega T_s} \frac{2e^{-j\omega T_s/2} (e^{j\omega T_s/2} - e^{-j\omega T_s/2})}{2j\omega} = \\ &= \frac{1}{T_s} e^{-j\omega T_s} \frac{2}{\omega} \sin(\omega T_s/2) \cdot e^{-j\omega T_s/2} = \\ &= \frac{1}{T_s} e^{-j\omega T_s} \frac{T_s \sin(\omega T_s/2)}{\omega T_s/2} \cdot e^{-j\omega T_s/2} = \frac{\sin(\omega T_s/2)}{\omega T_s/2} \cdot e^{-1.5j\omega T_s} \end{aligned} \quad (B2)$$

所示延时传递函数 $G_d(s)$ 可以近似为

$$G_d(s) \approx e^{-1.5sT_s} \quad (\text{B3})$$

参考文献

- [1] 全相军. 分布式电源电压控制型接口逆变器控制策略研究[D]. 南京: 东南大学, 2018.
QUAN Xiangjun. Control design for voltage-controlled interface inverter of distributed generation[D]. Nanjing: Southeast University, 2018.
- [2] 刘建峰, 李美玉, 余光正, 等. 考虑 VSC 系统谐波稳定条件下的 LCL 滤波器参数优化设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 80-90.
LIU Jianfeng, LI Meiyu, YU Guangzheng, et al. Optimization design method of LCL filter parameters considering harmonics stability of VSC system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 80-90.
- [3] HE J, LI Y. Hybrid voltage and current control approach for DG-grid interfacing converters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1797-1809.
- [4] 鲍陈磊, 阮新波, 王学华, 等. 基于 PI 调节器和电容电流反馈有源阻尼的 LCL 型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(25): 133-142.
BAO Chenlei, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 133-142.
- [5] YEPES A G, FREJEDO F D, GANDOY J, et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1692-1712.
- [6] PARKER S G, MCGRATH B P, HOLMES D G, et al. Regions of active damping control for LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2014, 50(1): 424-432.
- [7] 许津铭, 谢少军, 张斌峰. 分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4153-4166.
XU Jinming, XIE Shaojun, ZHANG Binfeng. Overview of current control techniques for grid-connected inverters with LCL filters in distributed power generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4153-4166.
- [8] 李丹丹, 张爱军, 袁辉, 等. 弱电网下负序控制对变流器并网系统稳定性影响分析[J]. 电力建设, 2021, 42(3): 61-71.
LI Dandan, ZHANG Aijun, YUAN Hui, et al. The impact of negative-sequence control on the stability of grid-connected converter in weak grids[J]. Electric Power Construction, 2021, 42(3): 61-71.
- [9] 刘青, 张彤钰, 田艳军. 直流配电网光伏变流器柔性出力自适应分段下垂控制[J]. 电力建设, 2021, 42(10): 60-70.
LIU Qing, ZHANG Tongyu, TIAN Yanjun. Adaptive segmented droop control for flexible output of photovoltaic converter in DC distribution network[J]. Electric Power Construction, 2021, 42(10): 60-70.
- [10] 黄亮, 杨雪梅, 张锐明, 等. 基于 LLCL 滤波器混合阻尼策略设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(9): 150-156.
HUANG Liang, YANG Xuemei, ZHANG Ruiming, et al. Design method of hybrid damping strategy based on an LLCL filter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(9): 150-156.
- [11] 吉培荣, 刘超, 张赞宁, 等. 基于虚拟磁链的 PWM 整流器模糊自适应反推控制[J]. 电网与清洁能源, 2021, 37(9): 27-33, 44.
JI Peirong, LIU Chao, ZHANG Yunning, et al. Fuzzy adaptive backstepping control of PWM rectifiers based on virtual flux linkage[J]. Power System and Clean Energy, 2021, 37(9): 27-33, 44.
- [12] WANG X, LOH P C, BLAABJERG F. Stability analysis and controller synthesis for single-loop voltage-controlled VSIs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7394-7404.
- [13] 刘一鸣, 李彦哲, 董海鹰, 等. 计及时滞环节的孤岛微电网控制器参数优化研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(12): 22-30.
LIU Yiming, LI Yanzhe, DONG Haiying, et al. Study on parameter optimization of islanded microgrid with time delay[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(12): 22-30.
- [14] 姜卫同, 胡鹏飞, 尹瑞, 等. 基于虚拟同步机的变流器暂态稳定分析及混合同步控制策略[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(22): 124-133.
JIANG Weitong, HU Pengfei, YIN Rui, et al. Transient stability analysis and hybrid synchronization control strategy of converter based on virtual synchronous generator[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(22): 124-133.
- [15] 管敏渊, 沈建良, 楼平. 基于模块化双有源桥变流器的直流变电站设计方案[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(14): 172-178.

- GUAN Minyuan, SHEN Jianliang, LOU Ping. Design scheme of DC substation based on modular dual-active-bridge converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(14): 172-178.
- [16] 郑德博, 顾丹珍, 黄汉远. 电压源型换流器平均模型在风机建模中的应用[J]. 电测与仪表, 2021, 58(2): 164-170.
- ZHENG Debo, GU Danzhen, HUANG Hanyuan. Application of voltage source converter average model in wind power modeling[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(2):164-170.
- [17] TOLANI S, GAUTAM V, SENSARMA P. Improved selective frequency active damping for voltage source inverter with output LC filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2020, 56(5): 5194-5201.
- [18] AZAB M. High performance decoupled active and reactive power control for three-phase grid-tied inverters using model predictive control[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(3): 311-329.
- [19] LOH P C, HOLMES D G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2005, 41(2): 644-654.
- [20] GENG Y, YUN Y, CHEN R, et al. Parameters design and optimization for LC-type off-grid inverters with inductor-current feedback active damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 703-715.
- [21] DE BOSIO F, DE SOUZA RIBEIRO L A, FREIJEDO F D, et al. Effect of state feedback coupling and system delays on transient performance of stand-alone VSI with LC output filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4909-4918.
- [22] ZHOU Z, LI X, LU Y, et al. Stability blind-area-free control design for microgrid-interfaced voltage source inverters under dual-mode operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12555-12569.
- [23] CHEN J, DIAO L, WANG L, et al. Distributed auxiliary inverter of urban rail train-the voltage and current control strategy under complicated load condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1745-1756.
- [24] 张志坚, 荆龙, 赵宇明, 等. 低开关频率对并网逆变器控制环节的影响及补偿方法[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(17): 111-119.
- ZHANG Zhijian, JING Long, ZHAO Yuming, et al. Effect of low switching frequency on control link of grid-connected inverter and compensation method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(17): 111-119.
- [25] LI Y. Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with LC filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1511-152.
- [26] 徐海亮, 廖自力, 贺益康. 比例-谐振控制器在 PWM 变换器应用中的几个要点[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(18): 151-159.
- XU Hailiang, LIAO Zili, HE Yikang. Key points of proportional-resonant controller applied for PWM converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(18): 151-159.
- [27] 孙立明, 杨博. 基于扰动观测器的电力系统鲁棒滑模控制器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 124-132.
- SUN Liming, YANG Bo. Design of perturbation observer-based sliding-mode controller for power systems[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(20): 124-132.
- [28] HOLMES D G, LIPO T A, MCGRATH B P, et al. Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2417-2426.

收稿日期: 2021-05-18; 修回日期: 2021-10-18

作者简介:

黄鹭鹭(1994—), 男, 通信作者, 硕士, 工程师, 研究方向为大功率电力电子变换技术; E-mail: hll5661@163.com

高波(1978—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为储能技术在电力系统中的应用。E-mail: geburiver@163.com

(编辑 魏小丽)