



电网技术
Power System Technology
ISSN 1000-3673, CN 11-2410/TM

《电网技术》网络首发论文

题目：控制时延对非同步机电源同步稳定性的影响
作者：张艳霞，刘凯祥，成雅超，韩悦
DOI：10.13335/j.1000-3673.pst.2022.0270
收稿日期：2022-03-01
网络首发日期：2022-04-19
引用格式：张艳霞，刘凯祥，成雅超，韩悦. 控制时延对非同步机电源同步稳定性的影响[J/OL]. 电网技术. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2022.0270>



网络首发：在编辑部工作流程中，稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定，且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式（包括网络呈现版式）排版后的稿件，可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定；学术研究成果具有创新性、科学性和先进性，符合编辑部对刊文的录用要求，不存在学术不端行为及其他侵权行为；稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准，正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性，录用定稿一经发布，不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容，只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认：纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊（光盘版）》电子杂志社有限公司签约，在《中国学术期刊（网络版）》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版，以单篇或整期出版形式，在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊（网络版）》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物（ISSN 2096-4188，CN 11-6037/Z），所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

控制时延对非同步机电源同步稳定性的影响

张艳霞, 刘凯祥, 成雅超, 韩悦

(智能电网教育部重点实验室(天津大学), 天津市 南开区 300072)

Control Delay's Influence on the Synchronization Stability of Non-synchronous Generator Sources

ZHANG Yanxia, LIU Kaixiang, CHENG Yachao, HAN Yue

(Key Laboratory of Smart Grid(Tianjin University), Ministry of Education, Nankai District, Tianjin 300072, China)

ABSTRACT: The new energy power generation system using grid-connected inverters to connect with the grid, is synchronized with the rotating power source by the controller. This is different from the synchronization mechanism of synchronous generator sources, causing new energy power generation system to be known as non-synchronous generator sources. The increasement of non-synchronous generator sources in power system enables the synchronization stability of power grid to present a new form. To reveal the influence of the control delay on non-synchronous generator sources' synchronization stability, this paper analyzes the mechanism of phase locked loop's sampling delay, pulse width modulation's one-step-delay and insulated-gate bipolar transistor's dead-time, establishing the mathematical model and transfer function of each control link considering the time delay. Based on this, the equation of the voltage angle difference between the non-synchronous generator source and grid is derived, and phase-plane analysis is used to analyze the synchronization stability of the system. Theoretical analysis and phase-plane analysis's results indicate that control delay deteriorates system's synchronization stability and it's of practical significance to increase system damping which compensates for control delay's influence. In practical, decreasing integral coefficient appropriately is a feasible solution to improve system damping.

KEY WORDS: control delay; synchronization stability; phase-plane analysis; phase-locked loop; PI parameters

摘要: 采用并网逆变器与电网相连的新能源发电系统与旋转电源保持同步由控制器实现, 这与同步机电源之间的同步机制不同, 常被称为非同步机电源。电力系统中非同步机电源比例的增加使得电网同步稳定性呈现出新形态。为了探究控制时延对非同步机电源同步稳定性的影响, 本文分析了锁相环数据采集环节时延、脉宽调制环节的滞后一拍控制时延和换流器开关管死区时延的时延机理, 建立了考虑时延的各控制环节数学模型及传递函数。以此为基础推导了考虑控制时延情况下非同步机电源电压与电网电压的相角差微分方程,

采用相平面法研究了控制时延对系统同步稳定性的影响。理论分析和相平面法分析结果表明, 控制时延降低了系统的同步稳定性, 需进一步增大系统阻尼以补偿控制时延的影响, 实际中可通过适当减小锁相环积分系数来增大系统阻尼。

关键词: 控制时延; 同步稳定性; 相平面法; 锁相环; PI 参数

DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2022.0270

0 引言

可再生能源的开发利用使得电网中非同步机电源比例增大, 与传统的同步稳定性相比, 电网的同步稳定性呈现出新形态, 包含了非同步机电源对系统稳定性的影响, 包括同步机电源之间、同步机电源与非同步机电源之间、非同步机电源之间的同步稳定性。非同步机电源采用锁相环 (phase locked loop, PLL) 或功率同步环 (power synchronous loop, PSL) 与电网电源保持同步, 由于其控制系统复杂, 控制系统中各环节时间累积造成的时延过长有可能导致非同步机电源的失步^[1]。因此, 研究控制时延对电力系统同步稳定性的影响, 对于保证系统的安全运行具有重要意义。

目前, 对控制时延的研究主要为小扰动分析, 且大多只针对一种时延进行研究, 大扰动下的暂态失步分析较少。文献[2-3]通过建立逆变器的状态空间模型, 借助特征值和灵敏度分析评估了数据采集环节时延对非同步机电源小扰动稳定性的影响。文献[4-5]建立了计及换流器开关管死区时延的逆变器模型, 运用阻抗分析法研究了换流器开关管死区时延对电网谐波的影响。文献[6-7]基于传递函数分析了正弦脉宽调制环节的一拍滞后时延对非同步机电源的小扰动稳定性影响。文献[8]建立了风电并网系统数学模型, 采用复转矩分析法研究了电流内环控制时延对非同步机电源次同步谐振的影响。在

大扰动下的暂态稳定分析中,文献[9]建立了光伏并网系统数学模型,基于功率方程分析了低压穿越控制策略触发时延对非同步机电源大扰动稳定性的影响。文献[10-12]指出可采用等面积法、李雅普诺夫直接法和相平面法对系统的暂态稳定性进行分析,但等面积法忽略了阻尼的作用,分析不够准确;李雅普诺夫直接法需要构造能量函数,构造过程十分困难且没有统一的能量函数表达式,不具备广泛性;相平面法能针对系统中特定的参数进行分析设计,具有工程价值。文献[13-14]运用相平面法研究了锁相环 PI 参数对系统大扰动暂态稳定性的影响,总结出故障时保持非同步机暂态稳定的锁相环参数设计方法,但未分析控制时延的影响。文献[14]指出增加锁相环的阻尼比有利于提高系统的暂态稳定性,文献[15]采用等面积法得到了相同的结论。文献[16-17]利用相平面法研究了阻尼比和惯量对虚拟同步控制的暂态稳定性影响,但在分析时同样未考虑控制时延的影响。

本文分析了采用锁相环与电网电源保持同步的非同步机电源的控制环节时延,并在考虑控制时延前提下建立了非同步机电源的数学模型,推导了考虑控制时延时非同步机电源电压与电网电压间的相角差微分方程。运用相平面法对系统大扰动下的暂态同步稳定性进行分析,给出了适当降低锁相环积分系数 K_i 以弥补控制时延对暂态稳定性造成不良影响的建议。

1 考虑控制时延的 PLL 非同步机电源并网系统建模

1.1 未考虑控制时延的 PLL 非同步机电源并网系统模型

当非同步机电源控制环节中的 PLL 失锁时,意味着非同步机电源与电网中的其他电源失步^[18]。未考虑时延的 PLL 非同步机电源并网系统如图 1 所示。图中 L_f 为逆变器的滤波电感, R_L 和 L_L 为输电线路电阻和电感, N' 和 N 分别为逆变器直流侧电源中点和电网交流侧电源中点, U_{dc} 为直流侧电压, U_E 为公共连接点交流电压幅值, u_g 为电网电压。锁相环通过采集公共连接点(point of common coupling, PCC)的电压来跟踪电网电压频率及相位,实现逆变器的并网控制。直流电压外环通过调整其输出有功电流内环参考值 i_d^* 实现逆变器输出有功功率的调节,交流电压外环通过调整其输出无功电流内环参考值 i_q^* 实现逆变器输出无功功率的调节。

电流内环通过 PI 控制使 dq 轴电流快速跟踪参考值 i_d^* 、 i_q^* , 实现非同步机电源的功率输出。脉宽调制(pulse width modulation, PWM)环节将调制信号转变为开关信号,对逆变器功率开关管进行开关控制,从而调节逆变器的输出电流。

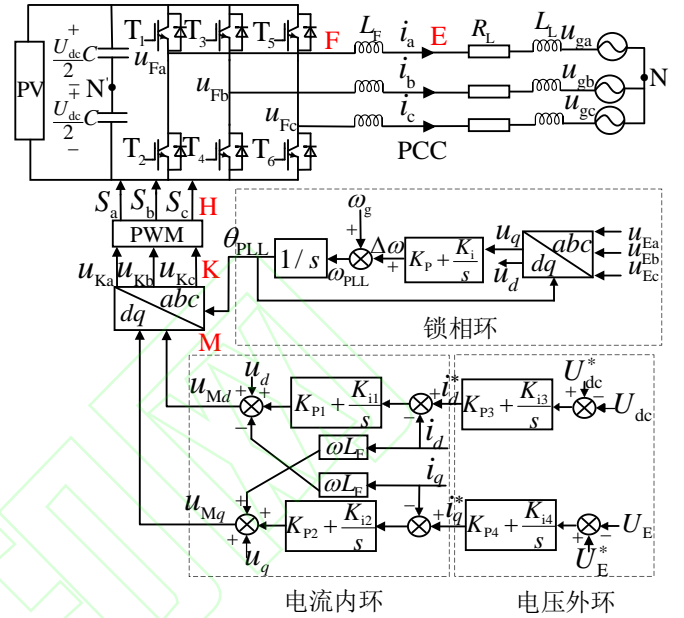


图 1 三相 L 型逆变器控制框图

Fig. 1 Control block diagram of L-type three-phase grid-tied inverter

1.2 数据采样环节的滤波器与零阶保持时延

控制系统中,锁相环采集的 PCC 处电压需要由模拟量转化为数字量,转化环节包括电压形成、低通滤波、采样保持、多路转换以及模数转换。其中,低通滤波和采样保持环节存在时延。

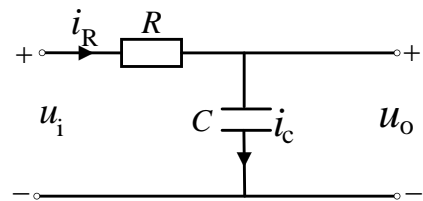


图 2 一阶低通滤波器电路

Fig. 2 Circuit of one-order low-pass filter

采样保持环节通常用零阶保持器实现,文献[2-3]对其进行了分析,并推导了传递函数。实际中一般采用二阶低通滤波器滤除高次谐波。为简化分析,本文以一阶低通滤波器为例阐明时延的机理。图 2 为一阶低通滤波器电路,其传递函数为

$$H_1(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + s\tau} \quad (1)$$

其中 $\tau = RC = 1/2\pi f_c$ 为滤波器的时间常数, f_c 为截止频率。式(1)可展成幂级数

$$\frac{1}{1+s\tau} = 1 - s\tau + (s\tau)^2 - (s\tau)^3 + \dots \quad (2)$$

由于时延传递函数 $e^{-s\tau}$ 的幂级数展开式为

$$e^{-s\tau} = 1 - s\tau + \frac{1}{2!}(s\tau)^2 - \frac{1}{3!}(s\tau)^3 + \dots \quad (3)$$

其与式(2)前两项展开式相同。因此,式(2)表达的低通滤波器可视为延时元件,对应的时延为 τ 、传递函数为 $e^{-s\tau}$ 。

采样保持环节大多采用零阶保持器,当零阶保持器输入 $u_{i1}(t)$ 为单位脉冲信号 $\delta(t)$ 时,其输出 $u_{o1}(t)$ 是幅值为 1、持续时间为 T_0 的矩形脉冲 $\varepsilon(t) - \varepsilon(t - T_0)$, T_0 即保持时间,数值上与系统采样周期 T 基本相等。对输入输出信号进行拉氏变换,得零阶保持器的传递函数为

$$G_h(s) = \frac{\mathcal{L}[u_{o1}(t)]}{\mathcal{L}[u_{i1}(t)]} = \frac{\mathcal{L}[\varepsilon(t) - \varepsilon(t - T_0)]}{\mathcal{L}[\delta(t)]} = \frac{1 - e^{-sT_0}}{s} \quad (4)$$

其频率特性为

$$G_h(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T_0}}{j\omega} = T_0 \frac{\sin(\omega T_0 / 2)}{\omega T_0 / 2} e^{-j\omega T_0 / 2} \quad (5)$$

采样频率一般为 1~20 kHz,故 $\sin(\omega T_0 / 2) / (\omega T_0 / 2) \approx 1$, 所以上式简化为

$$G_h(s) \approx T_0 e^{-0.5sT_0} \quad (6)$$

根据采样定理,采样后信号幅值下降为原幅值的 $1/T$ [19],故经采样和零阶保持后信号的幅值和相角变化为 $T_0 e^{-0.5sT_0} / T \approx e^{-0.5sT_0}$,即幅值不变,相角滞后半个采样周期 $0.5T_0$ 。

综上,数据采样环节的时延为滤波器时延 τ 和零阶保持时延 $0.5T_0$ 的叠加,即 $\tau + 0.5T_0$,对应的传递函数为 $H_1(s) = e^{-s(\tau + 0.5T_0)}$,考虑时延影响的锁相环模型如图 3 所示。

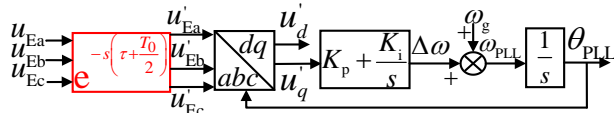


图 3 考虑时延影响的锁相环模型

Fig. 3 Model of PLL considering control delay

1.3 PWM 滞后一拍控制时延

PWM 调制有对称规则采样和不对称规则采样两种方式,均会产生控制时延。本文以对称规则采样为例进行分析,其调制过程如图 4 所示。在三角波的负峰处对实际信号进行采样,在一个载波周期 T 内利用此采样值作为调制信号与三角波进行比

较,即用阶梯波代替实际信号与三角波进行比较产生开关信号,采样周期等于三角载波周期。在第 k 个周期,由于实际信号 A/D 转换和控制算法计算需要时间,因此经过时延 t_d 后才得到调制波 $m(k)$,故在第 k 个控制周期的 t_d 时段内无法利用 $m(k)$ 。这限制了 PWM 的最大占空比 $d_{\max} = (T - t_d) / T$,使得直流母线电压的利用率降低 [20]。

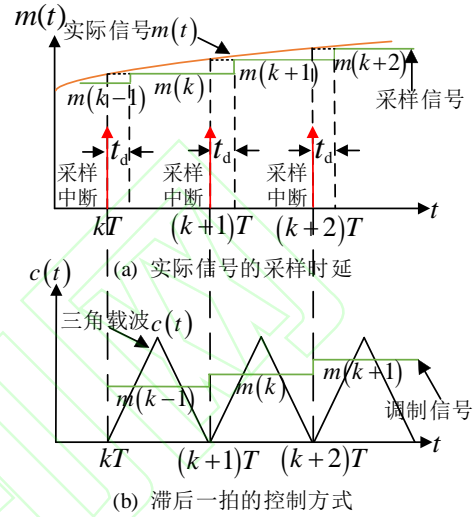


图 4 采样和计算时延对锁相环占空比的影响

Fig. 4 The influence of data sampling and calculation delay on the duty ratio of phase-locked loop

为解决信号采样和计算时延产生的最大占空比降低问题,实际系统中多采用滞后一拍控制方式进行调制,即第 k 个周期内采用上周期的调制波 $m(k-1)$,如图 4(b)所示。由此产生一个周期的控制时延 T ,对应的传递函数为 $H_2(s) = e^{-sT}$ [7]。

1.4 换流器开关管的死区时延

在实际 PWM 控制过程中,由于功率开关管的开通时间小于关断时间,为防止同一桥臂上下开关管同时导通引起短路,在 PWM 控制信号中必须设定“先断后通”的开关死区。

图 5 分析了负载电流 $i_a > 0$ 情况下开关死区对逆变器单桥臂输出电压的影响, $i_a < 0$ 时具有相同的结论。由图 5(d)可知,当给 T_1 导通信号、 T_2 关断信号时,逆变器 T_1 导通 T_2 关断,逆变器输出电压 $u_{aN'}$ 为 $U_{dc} / 2$, $i_a > 0$ 负载电流由逆变器流向电网;当给 T_1 关断信号、 T_2 导通信号时,逆变器 T_1 关断 T_2 导通,逆变器输出电压 $u_{aN'}$ 为 $-U_{dc} / 2$, $i_a < 0$ 负载电流由电网流向逆变器。当负载电流 $i_a > 0$ 且在驱动信号中加入死区后,如图 5(e)所示,在 $t_1 \sim t_2$ 期间不存在导通信号, T_1 和 T_2 均关断,负载电流只能通过 VD_2 续流,逆变器输出电压 $u_{aN'}$ 为 $-U_{dc} / 2$;

在 $t_2 \sim t_3$ 期间，逆变器 T_1 导通 T_2 关断，负载电流只能通过 VD_1 续流，逆变器输出电压 u_{aN} 为 $U_{dc}/2$ 。与未加入死区相比，逆变器在死区时间 $t_1 \sim t_2$ 内输出为低电平而非高电平，开关死区使得逆变器实际输出电压滞后 T_D ， T_D 为设置的 PWM 开关死区时延，死区时延对应的传递函数为 $H_2(s) = e^{-sT_D}$ 。

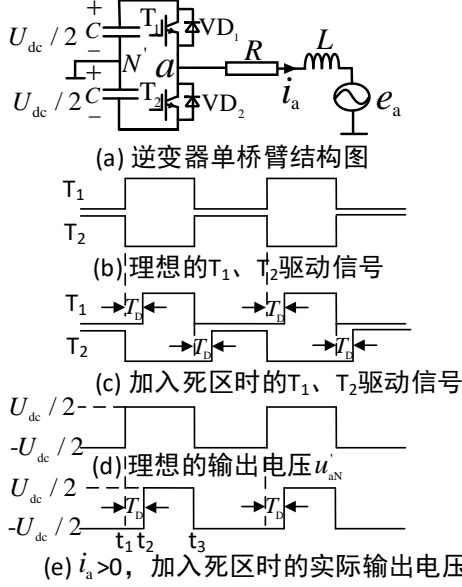


图 5 开关管死区对换流器输出电压的影响

Fig. 5 The influence of switch tube's dead time on converter output voltage

1.5 考虑控制时延的逆变器电源并网系统模型

控制回路中除了存在上述时延以外，还存在低压穿越策略触发时延和电流内环控制时延。电网遭受大扰动后，由于从电网故障到控制系统检测出电压跌落存在时延，且输出电流对指令值的跟踪也存在响应时间，从而使得低压穿越策略的触发存在时延。在低压穿越策略未触发期间，逆变器输出电流 $i_d = I_{max}$, $i_q = 0$ ，并网点电压由于缺少无功支撑幅值进一步降低，不利于非同步机电源的同步稳定性。但由于低压穿越的触发时延仅存在于发生故障的初始阶段，因此本文未计及其影响。由文献[10]可知，电流内环带宽越小，电流控制的响应速度越慢，越不利于非同步机电源的同步稳定性。但由于电流内环带宽远大于锁相环带宽，故一般认为内环电流反馈值能实时跟踪电流参考值，从而忽略电流内环控制时延对非同步机电源的影响。

综上，逆变器电源控制系统中存在锁相环电压采样计算环节的滤波器时延 τ 和零阶保持时延 $0.5T_0$ 、PWM 控制过程的一拍控制时延 T ，以及换流器开关管的死区时延 T_D 。考虑上述控制时延后的逆变器电源并网系统模型如图 6 所示。

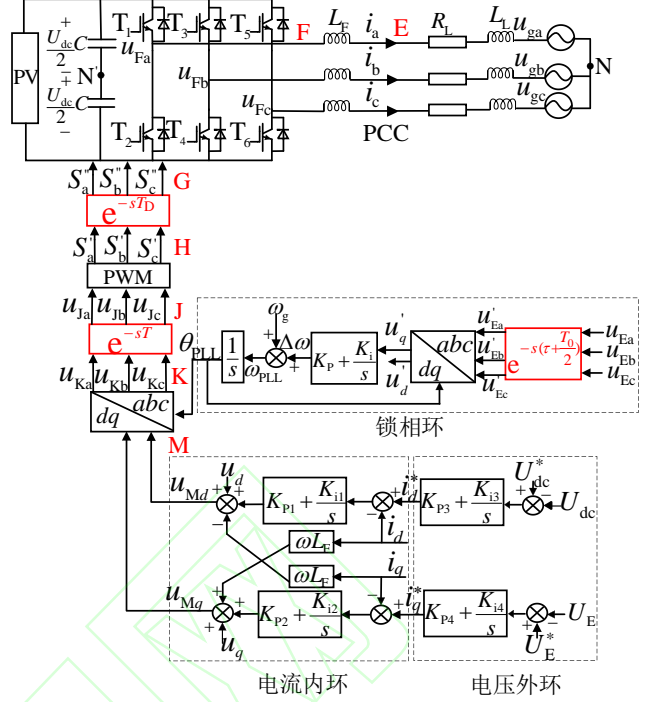


图 6 考虑控制时延的三相 L 型逆变器控制框图

Fig. 6 Control block diagram of L-type three-phase grid-tied inverter considering control delay

2 考虑控制时延的逆变器电源电压与电网电压的角度差 δ 表达式

根据图 6，设 E 点电压为

$$\begin{cases} u_{Ea}(t) = U_E \cos(\omega_g t + \varphi) \\ u_{Eb}(t) = U_E \cos(\omega_g t + \varphi - 120^\circ) \\ u_{Ec}(t) = U_E \cos(\omega_g t + \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (7)$$

φ 为 E 点电压初相角， ω_g 为电网角频率。对应的频域变换分别用 $u_{Ea}(s)$ 、 $u_{Eb}(s)$ 、 $u_{Ec}(s)$ 表示，则经采样环节的输出为

$$\begin{cases} u'_{Ea}(s) = e^{-s(\tau+0.5T_0)} u_{Ea}(s) \\ u'_{Eb}(s) = e^{-s(\tau+0.5T_0)} u_{Eb}(s) \\ u'_{Ec}(s) = e^{-s(\tau+0.5T_0)} u_{Ec}(s) \end{cases} \quad (8)$$

根据时域卷积定理，其对应时域下的表达式为

$$\begin{cases} u'_{Ea}(t) = u_{Ea}(t) * \delta(t - \tau - 0.5T_0) = U_E \cos[\omega_g(t - \tau - 0.5T_0) + \varphi] \\ u'_{Eb}(t) = u_{Eb}(t) * \delta(t - \tau - 0.5T_0) = U_E \cos[\omega_g(t - \tau - 0.5T_0) + \varphi - 120^\circ] \\ u'_{Ec}(t) = u_{Ec}(t) * \delta(t - \tau - 0.5T_0) = U_E \cos[\omega_g(t - \tau - 0.5T_0) + \varphi + 120^\circ] \end{cases} \quad (9)$$

利用式(10)的派克变换矩阵对式(9)进行派克变换，得 dq 轴电压 u'_d 、 u'_q 为式(11)

$$\mathbf{P} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} u_{Ea}(t) \\ u_{Eb}(t) \\ u_{Ec}(t) \end{bmatrix} = U_E \begin{bmatrix} \cos[(\omega_g - \omega)t - \omega_g(\tau + 0.5T_0) + \varphi] \\ \sin[(\omega_g - \omega)t - \omega_g(\tau + 0.5T_0) + \varphi] \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中 ω 为锁相环输出角频率。

已知 u_d' 、 u_q' 后, 由图 6 可写出计及采样时延的锁相环输出为

$$\theta_{PLL} = \int \left[(K_p + \int K_i dt) u_q' + \omega_g \right] dt = \int \left[(K_p + \int K_i dt) u_q' \right] dt + \theta_g \quad (12)$$

非同步机电源控制系统以 θ_{PLL} 为基准, 将 dq 调制信号 u_{Md} 、 u_{Mq} 经反派克变换转化为 K 点调制信号

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_{Ka} \\ u_{Kb} \\ u_{Kc} \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} u_{Md} \\ u_{Mq} \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_1) \\ \cos(\omega t + \varphi_1 - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + \varphi_1 + 120^\circ) \end{bmatrix} \\ \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

式中, 电压幅值 $U_m = \sqrt{u_{Md}^2 + u_{Mq}^2}$, 初相角 $\varphi_1 = \tan^{-1}(u_{Mq} / u_{Md})$ 。

由于 PWM 采用滞后一拍控制, K 点调制信号经一周期时延成为输入 PWM 的 J 点信号。因此

$$\begin{bmatrix} u_{Ja}(t) \\ u_{Jb}(t) \\ u_{Jc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{Ka}(t-T) \\ u_{Kb}(t-T) \\ u_{Kc}(t-T) \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \cos[\omega(t-T) + \varphi_1] \\ \cos[\omega(t-T) + \varphi_1 - 120^\circ] \\ \cos[\omega(t-T) + \varphi_1 + 120^\circ] \end{bmatrix} \quad (14)$$

J 点信号与三角载波信号 u_c 进行比较生成 PWM 输出的 H 点开关信号

$$S_a' = \begin{cases} 1, u_{Ja} > u_c \\ -1, u_{Ja} < u_c \end{cases}, S_b' = \begin{cases} 1, u_{Jb} > u_c \\ -1, u_{Jb} < u_c \end{cases}, S_c' = \begin{cases} 1, u_{Jc} > u_c \\ -1, u_{Jc} < u_c \end{cases} \quad (15)$$

在开关管死区时延 e^{-sT_D} 的影响下, H 点信号延迟 T_D 输出为 G 点信号

$$\begin{cases} S_a''(t) = S_a'(t - T_D) \\ S_b''(t) = S_b'(t - T_D) \\ S_c''(t) = S_c'(t - T_D) \end{cases} \quad (16)$$

所以, 逆变器交流侧 F 点相对于直流中点 N' 的电压为

$$\begin{cases} u_{Fa.N'} = S_a'' \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{Fb.N'} = S_b'' \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{Fc.N'} = S_c'' \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (17)$$

对 $u_{Fa.N'}$ 进行傅里叶分解得其基频分量为

$$u_{Fa1.N'} = k u_{Ka} * \delta(t - T - T_D) = k U_m \cos[\omega(t - T - T_D) + \varphi_1] \quad (18)$$

式中 k 为逆变器直流侧电压 $U_{dc} / 2$ 与三角波幅值之比。当仅考虑基频分量时, 逆变器交流侧相对于直流中点 N' 的电压等于其相对于交流中点 N 的电压, 即 $u_{Fa1.N'} = u_{Fa1.N}$, 因此在以下分析中统一书写为 u_{Fa1} 。由式(18)可知, 与调制电压 u_{Ka} 相比逆变器交流侧基波电压 u_{Fa1} 滞后了 $\Delta\theta = \omega(T + T_D)$, 其相位为 $\theta_{PLL} + \varphi_1 - \Delta\theta$ 。

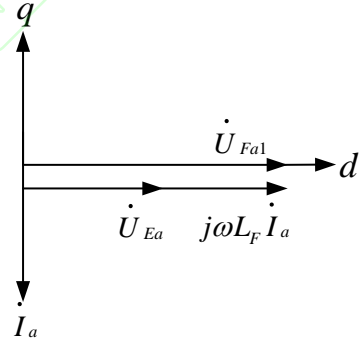


图 7 逆变器交流侧相量图

Fig. 7 Phasor diagram of inverter AC side

在已知电压 u_{Fa1} 的基础上, 考虑故障暂态过程中非同步机电源按照并网要求向电网输送无功电流 \dot{I}_a , 其滞后 \dot{U}_{Ea} 90° , 相量图如图 7 所示。因为 $\dot{U}_{Ea} = \dot{U}_{Fa1} - j\omega L_F \dot{I}_a$, 所以 PCC 点电压 \dot{U}_{Ea} 与 F 点电压同相位。

综上分析, 考虑控制时延影响下 PCC 点的相位为

$$\theta_{PCC} = \theta_{PLL} + \varphi_1 - \Delta\theta \quad (19)$$

因此, PCC 点电压与电网电压间的相角差为

$$\delta = \theta_{PCC} - \theta_g = \int \left[(K_p + \int K_i dt) u_q' \right] dt + \varphi_1 - \omega(T + T_D) \quad (20)$$

为了将上式中的 u_q' 用网侧电压表示, 写出 u_E 与 u_g 的关系如下

$$\begin{bmatrix} u_{\text{Ea}} \\ u_{\text{Eb}} \\ u_{\text{Ec}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\text{ga}} \\ u_{\text{gb}} \\ u_{\text{gc}} \end{bmatrix} + R_L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_L \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式(21)两边左乘派克变换矩阵 \mathbf{P} 得

$$U_E \begin{bmatrix} \cos(\omega_g t - \omega t + \varphi) \\ \sin(\omega_g t - \omega t + \varphi) \end{bmatrix} = R_L \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega L_L \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + U_g \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (22)$$

式(22)左边即 u_d 和 u_q 。

再将式(11)展开得

$$\begin{aligned} u_q' &= U_E \sin[(\omega_g - \omega)t - \omega_g(\tau + 0.5T_0) + \varphi] \\ &= U_E \sin[(\omega_g - \omega)t + \varphi] \cos \omega_g(\tau + 0.5T_0) \\ &\quad - U_E \cos[(\omega_g - \omega)t + \varphi] \sin \omega_g(\tau + 0.5T_0) \\ &= u_q \cos \omega_g(\tau + 0.5T_0) - u_d \sin \omega_g(\tau + 0.5T_0) \end{aligned} \quad (23)$$

将式(22)代入式(23)得

$$u_q' = B(R_L i_q + \omega L_L i_d - U_g \sin \delta) - C(R_L i_d - \omega L_L i_q + U_g \cos \delta) \quad (24)$$

式中, $B = \cos \omega_g(\tau + 0.5T_0)$ 和 $C = \sin \omega_g(\tau + 0.5T_0)$ 均是锁相环低通滤波器时间常数 τ 及采样保持时间 T_0 相关的常数。将式(24)代入式(20)得

$$\begin{aligned} \delta &= \theta_{\text{PCC}} - \theta_g = \int \left[(K_p + \int K_i dt) u_q' \right] dt + \varphi_1 - \omega(T + T_D) \\ &= \int \left\{ (K_p + \int K_i dt) [B(R_L i_q + \omega L_L i_d - U_g \sin \delta) - C(R_L i_d - \omega L_L i_q + U_g \cos \delta)] \right\} dt + \varphi_1 - \omega(T + T_D) \end{aligned} \quad (25)$$

由于式(25)含有两个积分项不便于求解, 因此对其进行二次求导得

$$\begin{aligned} \dot{\delta} &= (K_p + \int K_i dt) [B(R_L i_q + \omega L_L i_d - U_g \sin \delta) - C(R_L i_d - \omega L_L i_q + U_g \cos \delta)] \\ &\quad - \ddot{\delta}(T + T_D) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} [1 - K_p L_L (B i_d + C i_q)] \ddot{\delta} &= \dot{\delta} [K_p U_g (-B \cos \delta + C \sin \delta) + K_i L_L (B i_d + C i_q)] - (T + T_D) \ddot{\delta} + K_i [B(R_L i_q + \omega_g L_L i_d - U_g \sin \delta) - C(R_L i_d - \omega_g L_L i_q + U_g \cos \delta)] \end{aligned} \quad (27)$$

式(26)、(27)即考虑控制时延的非同步机电源电

压与电网电压的相角差微分方程。当两式中的时延 τ 、 T_0 、 T 、 T_D 均取零, 可得未考虑时延情况下的非同步机电源电压与电网电压的角度差微分方程为

$$\dot{\delta} = (K_p + \int K_i dt)(R_L i_q + \omega L_L i_d - U_g \sin \delta) \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\delta} &= \frac{K_i}{1 - K_p i_d L_L} \left[i_d (\omega_g + \dot{\delta}) L_L + i_q R_L - U_g \sin \delta \right] \\ &\quad - \frac{K_p U_g \cos \delta}{1 - K_p i_d L_L} \dot{\delta} \end{aligned} \quad (29)$$

上述两式与其他文献中的表达式一致。

根据参考文献[15], 可将关于 δ 的微分方程改写为如下形式

$$0 = M \ddot{\delta} + D(\delta) \dot{\delta} + F(\delta) \quad (30)$$

式中, M 表示系统虚拟角动量; $D(\delta)$ 表示系统阻尼, 阻尼作用越大对同步稳定性越有利; $F(\delta)$ 表示系统等效机械功率与等效电磁功率之差。电网故障后 $i_d = 0, i_q = -I_d$, 分别将式(29)和式(27)变换成式(30)的型式, 得到如下式(31)和式(32)

$$0 = \frac{1}{K_i} \ddot{\delta} + \dot{\delta} K_p U_g \cos \delta / K_i + R_L I_d + U_g \sin \delta \quad (31)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{1 - K_p L_L C i_q}{K_i} \ddot{\delta} + \dot{\delta} [K_p U_g (B \cos \delta - C \sin \delta) / K_i + C L_L I_d] \\ &\quad + B(R_L I_d + U_g \sin \delta) + C(\omega_g L_L I_d + U_g \cos \delta) + (T + T_D) \ddot{\delta} / K_i \end{aligned} \quad (32)$$

由上面公式可知, 未考虑控制时延的系统阻尼 $D(\delta)_{\text{未}} = K_p U_g \cos \delta / K_i$, 考虑控制时延的系统阻尼 $D(\delta)_{\text{考}} = K_p U_g (B \cos \delta - C \sin \delta) / K_i + C L_L I_d$ 。根据系统阻尼表达式, $U_g \downarrow \Rightarrow \begin{cases} D(\delta)_{\text{未}} \downarrow \\ D(\delta)_{\text{考}} \downarrow \end{cases}$, 不利于同步稳定性; $(K_p \downarrow \text{ 或 } K_i \uparrow) \Rightarrow \begin{cases} D(\delta)_{\text{未}} \downarrow \\ D(\delta)_{\text{考}} \downarrow \end{cases}$, 使得非同步

机电源更容易发生失步; $(\tau \uparrow \text{ 或 } T_0 \uparrow) \Rightarrow \begin{cases} B = \cos \omega_g(\tau + 0.5T_0) \downarrow \\ C = \sin \omega_g(\tau + 0.5T_0) \uparrow \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} (B \cos \delta - C \sin \delta) \downarrow \\ C L_L I_d \uparrow \end{cases}$, 由于 $C = \sin \omega_g(\tau + 0.5T_0) \approx 0$, $C L_L I_d$ 很小, 故 $[K_p U_g (B \cos \delta - C \sin \delta) / K_i + C L_L I_d] \downarrow$ 。所以 $D(\delta)_{\text{考}} < D(\delta)_{\text{未}}$ 。由以上分析可见, 控制时延降低了系统阻尼, 使得非同步机电源更容易发生失步。

3 采用相平面法分析控制时延对非同步机电源同步稳定性的影响

3.1 控制参数设置和初值求取

由于式(26)、(27)微分方程中含有 $\dot{\delta}\cos\delta$ 和 $\dot{\delta}\sin\delta$,属于非线性微分方程而无法求出解析解,只能采用李雅普诺夫直接法、等面积法或相平面法进行求解。李雅普诺夫直接法构造能量函数十分困难,并且能量函数表达式不具备广泛性,等面积法因忽略阻尼的作用使得结果不够准确,因此本文采用相平面法进行求解。

相平面法是一种数值解法,在给定初值条件下采用四阶龙格库塔法等算法对非线性方程进行数值求解,并将结果绘制成相轨迹。对式(26)、(27)而言,相轨迹中 δ 为横坐标, $\dot{\delta}$ 为纵坐标。在不同的初值条件下可得到不同的相轨迹,若相轨迹收敛则非同步机电源与电网保持同步,若相轨迹发散则非同步机电源发生失步。

表 1 系统主要参数
Table 1 Main parameters of the system

符号	物理意义	大小(标么值)
U_F	正常时逆变器输出电压峰值	$110\sqrt{2}$ V(1p.u.)
f_g	电网频率	50Hz(1p.u.)
I_d	正常时逆变器输出电流	15.5A(1p.u.)
X_F	换流器滤波电抗	$0.942\ \Omega$ (0.096p.u.)
X_L	输电线路电抗	$7.85\ \Omega$ (0.8p.u.)
R_L	输电线路电阻	$1.57\ \Omega$ (0.16p.u.)

并网系统的参数示于表 1,基于此设置控制系统参数和时延。锁相环 PI 控制参数为 $K_p=9.2/U_F t_s$, $K_i=U_F K_p^2/4\zeta^2$, t_s 为调节时间, ζ 为阻尼比。根据参考文献[14], t_s 取值范围为0.05~1s,系统采样频率 $f_s=1\text{kHz}$,采样周期 $T=1/f_s=1000\mu\text{s}$ 。根据采样定理滤波器截止频率满足 $f_c\leq 0.5f_s$,取 $f_c=400\text{Hz}$ 则滤波器时间常数 $\tau=1/2\pi f_c=398\mu\text{s}$ 。采样保持时间 T_0 与采样周期 T 基本相等,本文取 $T_0=T$ 。由于 PWM 开关管死区时延一般为几到几十 μs ,本文取 $T_d=5\mu\text{s}$ 。

δ 初值求取是将正常运行时的 $i_d=I_d, i_q=0, u_q'=0$ 代入式(24) u_q' 表达式中,计算得到 $\delta_0=0.893\text{rad}$ 。由于 $\dot{\delta}$ 是锁相环角频率与电网角频率之差,正常运行时二者相等,因此 $\dot{\delta}_0=\ddot{\delta}_0=0$ 。

3.2 考虑控制时延与未考虑控制时延的影响对比

t_s 和 ζ 分别取典型值0.1s和0.707时, $K_p=0.59, K_i=27.21$ 。电网故障后逆变器按照并网要求向电网输送无功电流 $i_q=-I_d, i_d=0$ 。将上述参数代入式(27)、(29)并利用 MATLAB 中的 ode45 函数进行数值求解,得出 U_F 降为0.215 p.u.时 δ 和 $\dot{\delta}$ 的变化规律即相轨迹如图 8 所示。

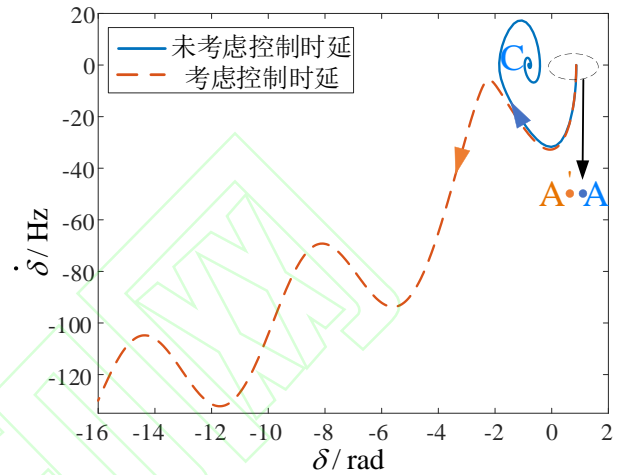


图 8 $U_F=0.215\text{p.u.}, K_p=0.59, K_i=27.21$ 时的相平面图

Fig. 8 Phase plane diagram when $U_F=0.215\text{p.u.}, K_p=0.59, K_i=27.21$

图 8 中 A 点和 C 点为未考虑时延情况下的故障前和故障后平衡点, A' 点为考虑时延情况下的故障前平衡点。非同步机电源在未考虑控制时延情况下与电网保持同步,在考虑控制时延情况下失步。由此可见,在调节时间 t_s 和阻尼比 ζ 取典型值情况下,当 U_F 降为0.215 p.u.时控制时延会引起系统失步。因此,为保证存在控制时延情况下的暂态同步稳定性,应进一步增大系统阻尼。

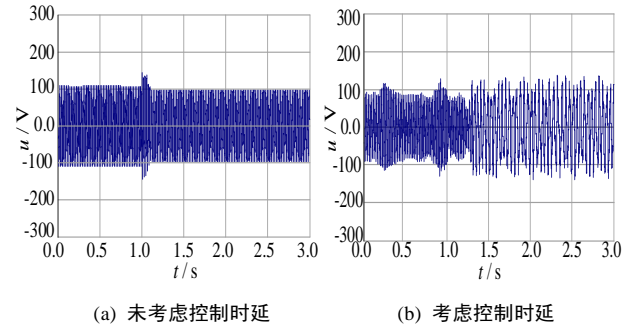


图 9 $K_p=0.59$ 和 $K_i=27.21$ 逆变器电源与电网的电压差
Fig. 9 The voltage difference between the inverter power supply and the grid when $K_p=0.59, K_i=27.21$

在 MATLAB 中按照图 6 的控制结构搭建了光伏并网系统模型,逆变器通过变比为 $0.11\sqrt{3}/10.5\text{kV}$ 的变压器与电网相连,其他仿真参

数按照表 1 设置。在 $K_p = 0.59, K_i = 27.21$ 情况下，输电线路网侧出口 1 s 发生三相短路时未考虑时延和考虑时延的逆变器电源与电网间的电压差波形分别示于图 9(a)和图 9(b)；利用全波傅里叶算法求出的非同步机电源电压与电网电压的角度差如图 10(a)和图 10(b)所示。仿真结果与运用相平面法的分析结果一致。

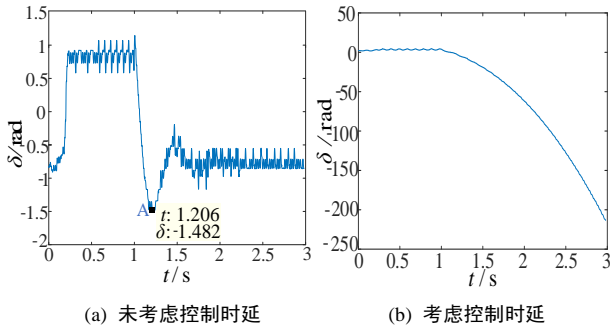


图 10 $K_p=0.59$ 和 $K_i=27.21$ 逆变器电源与电网的电压相角差
Fig.10 The phase difference between the inverter power supply and the grid when $K_p = 0.59, K_i = 27.21$

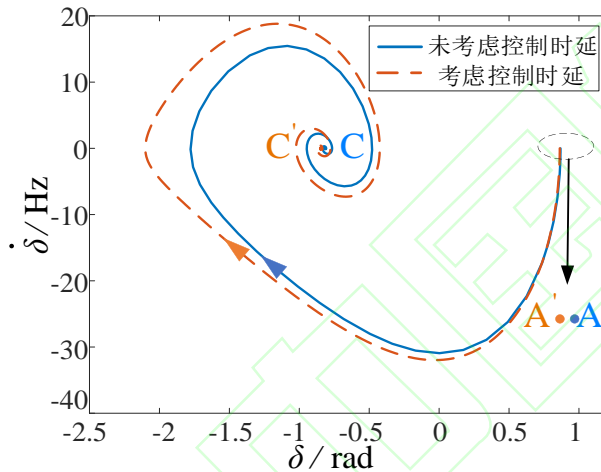


图 11 $U_F = 0.215 \text{ p.u.}, K_p = 0.64, K_i = 27.21$ 时的相平面图
Fig. 11 Phase plane diagram when $U_F = 0.215 \text{ p.u.}, K_p = 0.64, K_i = 27.21$

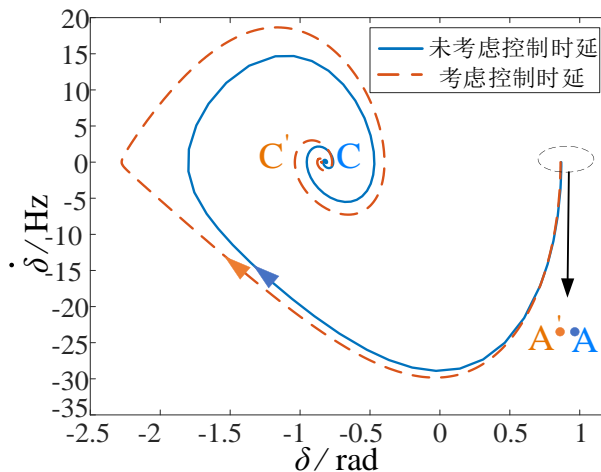


图 12 $U_F = 0.215 \text{ p.u.}, K_p = 0.59, K_i = 23.60$ 时的相平面图

Fig. 12 Phase plane diagram when $U_F = 0.215 \text{ p.u.}, K_p = 0.59, K_i = 23.60$

由本文第 2 节的分析可知：时延的存在使得系统阻尼减小，而增大锁相环比例系数 K_p 或减小锁相环积分系数 K_i 能增大系统阻尼。图 11 给出了 K_i 、 U_F 不变，而 K_p 由 0.59 增大为 0.64 的相轨迹，非同步机电源由不稳定转变为稳定，图中 C' 点为考虑控制时延情况下的故障后平衡点。图 12 给出了 K_p 、 U_F 不变，而 K_i 由 27.21 减小为 23.60 的相轨迹，非同步机电源也由不稳定转变为稳定。

根据文献[13]， K_p 增大会增大锁相环带宽，导致锁相环与内环控制回路产生谐波耦合，锁相环输出频率波动将增大，降低锁相环性能。图 13 给出了锁相环在增大 K_p 情况下输出频率的 MATLAB 仿真结果。可见 K_p 增加使锁相环输出频率波动增大，且故障后的动态响应速度降低，对同步稳定性不利。而 K_i 的变化对锁相环带宽影响小，对非同步机电源的同步稳定性影响也小。图 14 为锁相环在减小 K_i 情况下输出频率的 MATLAB 仿真结果。 K_i 减小时，正常运行及故障后锁相环输出频率波动均较小，频率稳定于电网频率，锁相性能良好，对同步稳定性有利。因此，实际中可以通过适当减小 K_i 来提高系统的暂态同步稳定性。

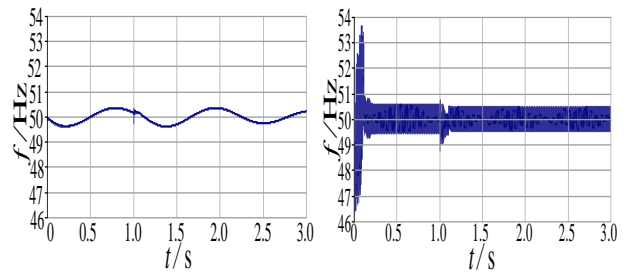


图 13 $K_i = 27.21$ 不变，增大 K_p 情况下的锁相环输出频率
Fig. 13 $K_i = 27.21$, PLL's output frequency with the increase of K_p

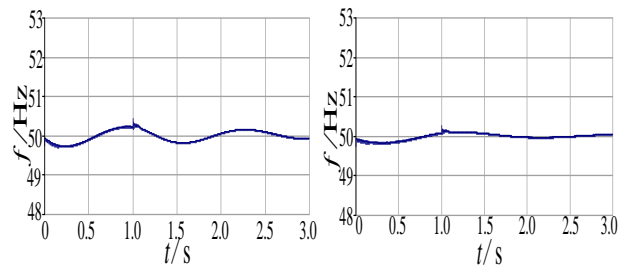


图 14 $K_p=0.59$ 不变，减小 K_i 情况下的锁相环输出频率
Fig. 14 $K_p=0.59$, PLL's output frequency with the decrease

of K_i

文献[14]指出： ζ 小于 0.5 的锁相环瞬态响应会呈现大的过冲，动态响应性能与稳定性无法达到要求； ζ 大于 2 的锁相环响应速度下降。因此 ζ 的合理取值在 0.5~2 之间。由于 ζ 的合理取值在 0.5~2 之间，对应于 ζ 的合理取值 K_i 也存在一个相应范围。结合本文具体参数，当 t_s 取典型值 0.1 s、逆变器输出电压峰值取 $110\sqrt{2}$ V 时， $K_p=9.2/U_{Fs}=9.2/(110\sqrt{2}*0.1)=0.59$ ，将这些参数和 $\zeta=2$ 代入 K_i 表达式可得 K_i 的最小值为 $K_{i\min}=U_F K_p^2/4\zeta_{\max}^2=110\sqrt{2}*0.59^2/(4*2^2)=3.38$ 。因此，为了兼顾非同步机电源暂态同步稳定性和锁相环跟踪性能，实际中可根据系统的具体参数求出 K_i 的合理取值范围，适当降低 K_i 但不能小于最小值。

4 结论

1) 本文研究了非同步机电源控制系统中的锁相环数据采集环节时延、PWM 滞后一拍控制时延和换流器开关管死区时延的时延机理，建立了考虑时延的各控制环节数学模型及传递函数，推导了考虑控制时延情况下非同步机电源与电网电压的角度差微分方程。通过分析得出控制时延对非同步机电源失步的影响机理为：控制时延减小了非同步机电源的稳定区域，当锁相环参数设置未考虑控制时延影响且 U_F 故障后跌落较大时，系统会由于阻尼不足失步。

2) 为兼顾非同步机电源同步稳定性和锁相环跟踪性能，应适当降低锁相环积分系数 K_i 以弥补控制时延对暂态稳定性的影响。

参考文献

- [1] 徐政. 电力系统广义同步稳定性的物理机理与研究途径[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 3-9.
XU Zheng. Physical mechanism and research approach of generalized synchronous stability for power systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 3-9(in Chinese).
- [2] 涂春鸣, 谢伟杰, 肖凡, 等. 控制延时对虚拟同步机全局稳定性的影响分析[J]. 电网技术, 2020, 44(8): 3021-3029.
TU Chunming, XIE Weijie, XIAO Fan, et al. Analysis of influence of control delay on stability of virtual synchronous machine[J]. Power System Technology, 2020, 44(8): 3021-3029 (in Chinese).
- [3] 王祺, 秦文萍, 张宇, 等. 基于附加单位延时反馈的 LCL 型并网变换器鲁棒电流控制策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 203-215.
WANG Qi, QIN Wenping, ZHANG Yu, et al. Robust current control strategy for LCL-type grid-connected converter based on additional unit time-delay feedback[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 203-215(in Chinese).
- [4] 贺诗明, 熊健, 代大一, 等. 三相电压型 PWM 整流器建模、控制及稳定性分析[J]. 电网技术, 2019, 43(6): 2049-2057.
HE Shiming, XIONG Jian, DAI Dayi, et al. Modeling, control and stability analysis of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Power System Technology, 2019, 43(6): 2049-2057(in Chinese).
- [5] 许德志, 汪飞, 毛华龙, 等. 多并网逆变器与电网的谐波交互建模与分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 64-71+187.
XU Dezhi, WANG Fei, MAO Hualong, et al. Modeling and analysis of harmonic interaction between multiple grid-connected inverters and the utility grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 64-71+187(in Chinese).
- [6] 贺诗明, 熊健. 基于牛顿插值的 LCL 型并网逆变器侧电流反馈延时补偿策略[J]. 电网技术, 2020, 44(12): 4766-4772.
HE Shiming, XIONG Jian. Time delay compensation based on newton interpolation for inverter-side current feedback of LCL-type grid-tied inverter[J]. Power System Technology, 2020, 44(12): 4766-4772(in Chinese).
- [7] 朱坤龙, 孙鹏菊, 王林, 等. 弱电网下 LCL 型并网逆变器的高鲁棒性加权平均电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3592-3602.
ZHU Kunlong, SUN Pengju, WANG Lin, et al. High robustness weighted average current control for LCL-type grid-connected inverter in a weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(11): 3592-3602(in Chinese).
- [8] 高本峰, 李忍, 杨大业, 等. 双馈风电机组次同步振荡阻尼特性与抑制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(12): 11-20.
GAO Benfeng, LI Ren, YANG Daye, et al. Damping characteristics and countermeasure of DFIG sub-synchronous oscillation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(12): 11-20(in Chinese).
- [9] 陈亚爱, 刘劲东, 周京华. 太阳能并网逆变器故障穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(21): 3405-3412.
CHEN Yaai, LIU Jingdong, ZHOU Jinghua. Fault ride-through control strategy for solar grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(21): 3405-3412(in Chinese).
- [10] 张宇, 蔡旭, 张琛, 等. 并网变换器的暂态同步稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1687-1702.
ZHANG Yu, CAI Xu, ZHANG Chen, et al. Transient synchronization stability analysis of voltage source converters: a review[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1687-1702(in Chinese).
- [11] 朱蜀, 刘开培, 秦亮, 等. 电力电子化电力系统暂态稳定性分析综述[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 3948-3962+4273.
ZHU Shu, LIU Kaipei, QIN Liang, et al. Analysis of transient stability of power electronics dominated power system: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14): 3948-3962+4273(in Chinese).
- [12] 李晓栋, 徐政, 张哲任. 含非同步机电源交流电网暂态稳定性的电磁暂态仿真研究[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 57-68.
LI Xiaodong, XU Zheng, ZHANG Zheren. Electromagnetic transient simulation study on transient stability of AC power grid with non-synchronous machine sources[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 57-68(in Chinese).
- [13] TAUL M G, WANG Xiongfei, DAVARI P, et al. Systematic approach for transient stability evaluation of grid-tied converters during power system faults [C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Baltimore: IEEE, 2019: 5191-5198.
- [14] WU Heng, WANG Xiongfei. Design-oriented transient stability analysis of PLL-synchronized voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(04): 3573-3589.
- [15] TAUL M G, WANG Xiongfei, DAVARI P, et al. An overview of assessment methods for synchronization stability of grid-connected converters under severe symmetrical grid faults[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9655-9670.
- [16] HU Qi, FU Lijun, MA Fan, et al. Large signal synchronizing

- instability of PLL-based VSC connected to weak AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 31(4): 3220-3229.
- [17] PAN Donghua, WANG Xiongfei, LIU Fangcehng, et al. Transient stability of voltage-source converters with grid-forming control: a design-oriented study[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1019-1033.
- [18] 邢法财, 徐政, 王世佳, 等. 三相换流器交流侧扰动特性的定性及定量分析[J]. 电网技术, 2020, 44(1): 255-265.
XING Facai, XU Zheng, WANG Shijia, et al. Qualitative and quantitative analysis on AC-side disturbance characteristics of three-phase converter[J]. Power System Technology, 2020, 44(1): 255-265(in Chinese).
- [19] 王林, 孙鹏菊, 薛统宇, 等. 一种提高 LCL 型并网逆变器电流控制性能的延时补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19): 6320-6330.
WANG Lin, SUN Pengju, XUE Tongyu, et al. A delay compensation method to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(19): 6320-6330(in Chinese).
- [20] 宋智威, 熊成林, 黄路, 等. 基于牛顿插值的单相整流器功率前馈无差拍控制[J]. 电网技术, 2018, 42(11): 3623-3629.
SONG Zhiwei, XIONG Chenglin, HUANG Lu, et al. Power feedback-forward and deadbeat control of single-phase rectifier based on newton interpolation[J]. Power System Technology, 2018, 42(11): 3623-3629(in Chinese).



张艳霞

收稿日期: 2022-03-01。

作者简介:

张艳霞(1962), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统广域保护, 直流系统保护等,
E-mail: zyx1962@tju.edu.cn;

刘凯祥(1990), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力系统保护与控制, E-mail: mrlu@tju.edu.cn。