

控制器硬件在环混合仿真系统延时及补偿方法

尹晨旭, 孙建军, 刘 邦, 刘 欣, 皮一晨, 查晓明

(武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 基于实时数字仿真器(RTDS)建立了并网逆变器的控制器硬件在环混合仿真系统。分析系统延时产生的原因及组成, 针对延时对混合仿真系统稳定性、仿真精度及带宽的影响进行建模分析, 并提出一种基于改进离散傅里叶变换算法的延时补偿方法, 可以有效地补偿延时影响, 以提高系统的稳定性及仿真精度。理论分析及实验结果证明了所提方法的有效性。

关键词: 控制器硬件在环; 仿真; 延时; 并网逆变器; 离散傅里叶变换; 补偿

中图分类号: TM 464; TP 31

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.09.022

0 引言

数字物理混合仿真^[1]又称为硬件在环 HIL(Hardware-In-the-Loop)仿真, 在电力电子装置测试、新能源并网和电力系统试验研究等领域发挥着重要作用。根据接口特点^[2], HIL 分为控制器硬件在环 CHIL(Controllor HIL)和功率硬件在环 PHIL(Power HIL)。CHIL 在电气工程中主要应用于继电保护装置测试与电力电子装置控制器性能测试^[3-8]等, 它大幅降低了检测费用与检测风险, 保证了控制器安全可靠地投入运行。但是, 当前 CHIL 系统还存在一些问题; CHIL 系统的数据传输、转换和采样等过程存在延时^[9]; 当开关动作周期接近于仿真步长时, 实时仿真器产生 PWM 触发脉冲宽度误差, 从而导致开关动作延迟^[10], 影响仿真效果, 而目前对这方面的研究比较少。

针对 CHIL 系统的延时问题, 当前主要从硬件与软件 2 个方面进行抑制^[2]。硬件方面, 通过选用高速 A/D 转换芯片和微处理器以及具有相位补偿功能的互感器, 可以有效降低系统采样和数据计算等环节造成的延时, 但是会大幅提高成本; 软件方面, 在离线仿真软件中常常通过开关处理算法, 如插值法、外推法和开关时间平均法^[11-12]等来解决 PWM 脉冲宽度误差影响造成的开关延迟动作问题, 从而提高系统仿真效果, 但是受到 HIL 仿真实时性的约束, 在实时仿真中开关处理方法无疑将大幅增加仿真运算负担。本文提出了一种基于快速离散傅里叶变换^[13-14](DFT)的延时补偿方法, 通过对稳态电压和电流输出信号的延时补偿, 从而提高仿真效果。

本文以基于并网逆变器的 CHIL 仿真为例, 从分析仿真延时原因出发, 从仿真系统稳定性、精度和带宽等方面探讨了延时对 CHIL 系统性能产生的影

响, 同时结合实例提出从硬件、软件和基于改进 DFT 算法等方面来对延时进行补偿, 提高系统的整体性能。所得的结论也可推广应用于其他 CHIL 系统中, 为其设计与参数选型提供有益的参考。

1 CHIL 系统建立与延时分析

1.1 CHIL 系统平台建立

基于并网逆变器的 CHIL 试验平台结构原理见图 1, 由实时仿真系统(RTDS)、主控装置、监控平台等组成。

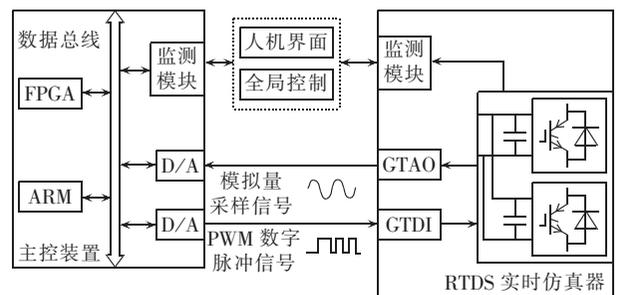


图 1 CHIL 试验平台框图

Fig.1 Block diagram of CHIL simulation system

实时仿真数字仿真器为 RTDS 实时仿真器, 由 2 个 rack 组成^[15], 可以实现 144 个电气节点的大规模电力系统仿真, 包含发电机、变压器、输电线路和逆变器等多种电力系统与电力电子电气元件仿真模型, 电力系统仿真步长可达到 50 μs , 电力电子仿真模块仿真步长可以达到 2 μs , 并且有 12 路模拟量输出接口 GTA0(Gigabit-Transceiver Analogue Output)和 64 路数字量输入接口 GTDI(Gigabit-Transceiver Digital Input), 可以充分实现复杂电力电子模型的 CHIL 系统仿真试验。

被测的主控装置包括基于 ARM+FPGA 的主控板^[16]、D/A 环节、监控单元等。通过采样 RTDS 中传输的模拟量, 控制输出 PWM 脉冲信号, 实现对 RTDS 中搭建的逆变器模块控制。

收稿日期: 2015-08-28; 修回日期: 2016-07-06
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277137)
Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51277137)

监控平台主要功能为:仿真全局控制;RTDS 仿真模型建立、实时波形监测;接口控制参数设计、下发,波形数据保存与调用等。

1.2 延时分析

1.2.1 控制器延时

根据文献[17]提出,控制器延时主要由以下部分组成:数据传输造成的延时,电气量信号采样与 A/D 转换器引起的延时;数字信号处理造成的延时,控制算法计算所需要的时间与硬件处理器的性能和算法的复杂程度相关;数字化控制器控制信号的离散化产生的延时,如图 2 所示,RTDS 输出的模拟电压、电流信号,经过接口进行数据采样,控制指令每隔周期 T_s 更新一次,经零阶保持器(ZOH)后,进行数据处理。系统的采样周期与控制指令的更新周期不同步,造成了数字化控制器引入延时,根据文献[18]得出延时时间约为 $140 \mu\text{s}$ 。

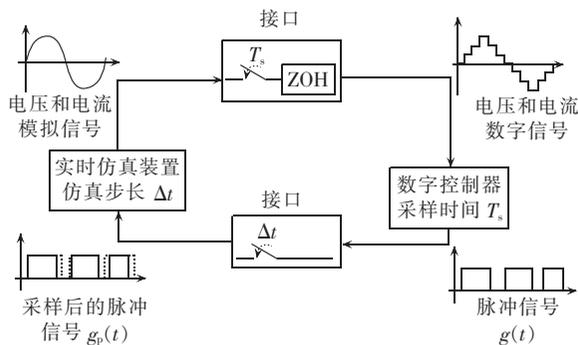


图 2 CHIL 系统信号传输示意图
Fig.2 Schematic diagram of signal transfer in CHIL system

1.2.2 RTDS 装置延时

在 CHIL 系统当中,通过 RTDS 的 GTAO 与 GTDI 数字物理互联接口[15]实现控制器对 RTDS 中模拟量信号的采集与 PWM 脉冲量数字信号的接收处理,GTAO 输出的模拟量最大延时可达 $9 \mu\text{s}$,GTDI 输入最大延时约 $1.5 \mu\text{s}$,RTDS 本身仿真步长为 $50 \mu\text{s}$ 。因此,在 CHIL 系统中,RTDS 本身存在一定的延时环节(约为 $60 \mu\text{s}$),对 CHIL 系统的影响不容忽视。

1.2.3 延时对控制精度影响

本文分析并网逆变器输出电流误差对仿真精度的影响[18],本文所说的误差是输出电流对指令电流成分而言,主要从延时影响的相位差进行分析,控制精度则以剩余电流含量为指标进行考察。

图 3 给出了 CHIL 系统指令电流与反馈电流的矢量关系图,显示了逆变器输出电流与指令电流在延时误差的情况下剩余电流的情况。

假设指令电流幅值为 I_{ref} ,逆变器输出电流为 $I_c = K_h I_{\text{ref}}$,对于 h 次谐波输出电流,其相应的相位误差为:

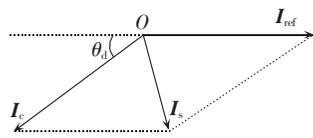


图 3 电流误差矢量量图

Fig.3 Vector diagram of current error

$$\theta_d = h \times \frac{T_d}{0.02} \times 2\pi = 100\pi h T_d \quad (1)$$

其中, T_d 为延时时间。

由图 3 可以根据几何关系求出指令电流与逆变器输出电流中剩余电流的幅值大小为:

$$I_s = \sqrt{(I_{\text{ref}} - I_c \cos \theta_d)^2 + (I_c \sin \theta_d)^2} = I_{\text{ref}} \sqrt{(1 + K_h^2 - 2K_h \cos(100\pi h T_d))} \quad (2)$$

定义系统电流残余度为:

$$\frac{I_s}{I_{\text{ref}}} = \sqrt{1 + K_h^2 - 2K_h \cos(100\pi h T_d)} \quad (3)$$

以 K_h 和 T_d 为参变量、谐波次数 h 为自变量,根据式(3)可得 CHIL 系统在不同延时情况下的电流残余度曲线,在此基础上评估延时对 CHIL 系统的影响。

假设 CHIL 系统指令电流与逆变器输出反馈电流相比幅值上无衰减,即 $K_h = 1$,只存在波形相位延迟。令波形延时时间分别为 $10 \mu\text{s}$ 、 $50 \mu\text{s}$ 、 $100 \mu\text{s}$ 、 $200 \mu\text{s}$,根据式(1)可以得出曲线如图 4 所示。

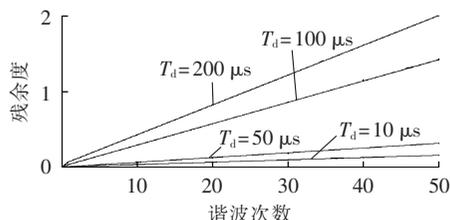


图 4 波形延时对系统谐波残余度的影响

Fig.4 Influence of time-delay on harmonic residual degree

由图 4 可见,延时较小时,电流残余度均比较低,CHIL 系统的仿真精度可以得到保证;随着延时逐渐增大,电流残余度上升,当控制并网逆变器输出高次谐波时,电流残余度越大;延时增大到一定程度以后,某些高次电流残余度将大于 1,严重影响仿真效果。

1.3 混合仿真系统模型分析

本文以文献[19]中的并网逆变器为例,其结构如图 5 所示。图中, u_{dc} 为直流电压; i_g 和 u_g 分别为经过滤波以后的电流和电压。

1.2.1 节与 1.2.2 节中 CHIL 系统等效延时为 T_d ,即等效延时环节 e^{-sT_d} ,由文献[20]得出逆变器等效为 K_{pwm} ,出口滤波等效为 $1/(Ls + R)$,在此基础上得到 CHIL 系统的控制框图如图 6 所示。图中, I_{ref} 为指令电流; I_i 为补偿电流; L 为出口滤波电感; R 为滤波电感上的寄生电阻; U_d 为扰动电压,采用 PI 控制器。

由图 6 考虑延时作用,不考虑扰动作用,化简后

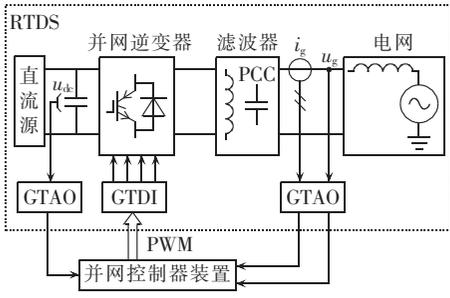


图 5 并网逆变器混合仿真系统示意图

Fig.5 Schematic diagram of CHIL simulation system for grid-connected inverter

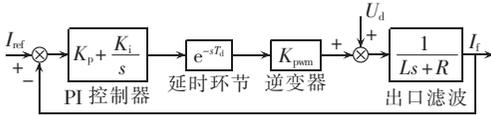


图 6 控制器硬件在环系统控制框图

Fig.6 Control of CHIL system

得出 CHIL 系统 I_{ref} 到 I_f 的闭环传递函数为:

$$G_{sys} = \frac{G_{os}(s)}{1 + G_{os}(s)} \quad (4)$$

$$G_{os}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) e^{-sT_d} K_{pwm} \frac{1}{Ls + R} \quad (5)$$

设定总延时 $T_d = 200 \mu s$, 电路参数为 $L = 3 \text{ mH}$, $R = 0.2 \Omega$, $K_{pwm} = 125$, $K_p = 0.1$, $K_i = 20$ 。通过等效与化简得到 CHIL 系统的波特图见图 7, 可见延时环节对本系统在约 20 次谐波时开始衰减, 限制了仿真带宽, 例如基于 CHIL 的有源电力滤波器试验无法实现对非线性负载高次谐波补偿等, 同时, 也影响 CHIL 仿真的稳定性与精度。

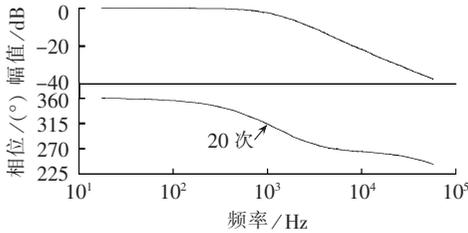


图 7 控制器硬件在环系统波特图

Fig.7 Bode diagram of CHIL system

2 延时补偿

由于传统的 DFT 算法运算量较大, 本文采用的是简便的基于 1 个工频周期滑窗的快速 DFT 算法^[21], 应用于电流与电压模拟量的延时补偿。改进 DFT 算法原理如下。

假设周期为 T 的周期信号 $x(t)$, 以电流量为例, 将其表示为基波与谐波分量之和, 如式(6)所示。

$$x(n\tau) = \sum_{k=1}^{N_m} A_k \cos(k\omega n\tau) + \sum_{k=1}^{N_m} B_k \sin(k\omega n\tau) \quad (6)$$

其中, N_m 为所需要考虑的最高频率谐波次数; A_k 和 B_k 分别为第 k 次谐波分量的实部和虚部; ω 为基波

角频率; 采样周期 $\tau = T/N$, N 为每个基波周期内的采样数, 本文中设定每个工频周期离散采样 512 个点, 则采样周期 $\tau = 20(\text{ms})/512 \approx 39(\mu s)$ 。

计算公式如下:

$$\begin{cases} A_1(n) = \frac{2}{N} \sum_{i=n}^{n-N+1} x(i\tau) \cos(\omega i\tau) \\ B_1(n) = \frac{2}{N} \sum_{i=n}^{n-N+1} x(i\tau) \sin(\omega i\tau) \end{cases} \quad (7)$$

由式(7)可知, 为了计算当前时刻基波分量的实部和虚部, 如文献[22]介绍基于 1 个周期的 DFT 滑窗算法, 对基波进行提取, 如图 8 所示。利用输入信号在最近一个基波周期内的 N 个采样值, 进行 N 次乘法和加法运算。



图 8 基于改进 DFT 延时补偿算法示意图

Fig.8 Sketch of time-delay compensation based on improved DFT algorithm

以提取 h 次谐波为例, h 次谐波电流的实部和虚部分别用式(8)计算, 在提取出实部和虚部之后进行指令合成时, 由式(1)知相位的误差为 θ_d , 为了补偿相位误差, 引入超前相位角 σ_k , $\sigma_k = \theta_d$, 本文设定 T_d 为 $200 \mu s$ 。最终实现延时补偿。

$$\begin{cases} A_k(n) = \frac{2}{N} \sum_{i=n}^{n-N+k} x(i\tau) \cos(\omega i\tau) \\ B_k(n) = \frac{2}{N} \sum_{i=n}^{n-N+k} x(i\tau) \sin(\omega i\tau) \end{cases} \quad (8)$$

改进后的指令合成公式如下:

$$i_k(n\tau) = A_k(n) \cos(k\omega n\tau + \sigma_k) + B_k(n) \sin(k\omega n\tau + \sigma_k) \quad (9)$$

完成延时补偿以后, 进行改进 DFT 递归计算, 以基波电流分量为例, 对式(7)进行改进得:

$$\begin{cases} A_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_c}^{N_c-N+1} x(i\tau) \cos(\omega i\tau) \\ B_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=N_c}^{N_c-N+1} x(i\tau) \sin(\omega i\tau) \end{cases} \quad (10)$$

其中, N_c 为最新的采样点。

由式(10)得出, 当前采样时刻计算值 A_1 、 B_1 与前一采样时刻计算值 A'_1 、 B'_1 之间存在如下递归公式:

$$\begin{cases} A_1 = A'_1 + \frac{2}{N} [x(N_c\tau') - x((N_c - N)\tau')] \cos(\omega N_c\tau') \\ B_1 = B'_1 + \frac{2}{N} [x(N_c\tau') - x((N_c - N)\tau')] \sin(\omega N_c\tau') \end{cases} \quad (11)$$

改进 DFT 算法是基于 1 个周期的滑窗算法, 因此, 在已知上一个采样时刻计算值的基础上, 只要进行简单的减法和乘法运算就可得到新的值。整个递归计算过程只要在初始化阶段的一个工频周期求和运算, 之后就可以按式(11)递归计算来完成, 每个采样周期需要完成的计算负荷非常小。针对混合仿真

实时性要求非常高的应用场合,递归算法减小了运算延时,有利于保证混合仿真的稳态与暂态的快速准确运行。

3 仿真实验

为了分析延时影响及延时补偿方法的有效性,基于 1.1 节搭建的 CHIL 系统仿真平台,对延时影响与补偿方法进行验证。仿真采用 1.3 节中的仿真参数。本文在 RTDS 中搭建电流源型逆变器模型,图 9 中的受控电流源发出指令电流,通过采样环节到主控装置,作为指令信号,通过控制算法,最终发出 PWM 数字脉冲控制 RTDS 中的逆变器,对逆变器实现电流源控制。分别将基波、3 次和 5 次谐波电流作为指令电流,并将指令电流与加入延时补偿、未加入延时补偿的输出电流相比较。

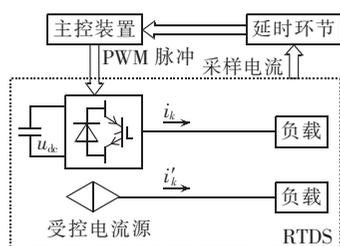


图 9 CHIL 仿真示意图

Fig.9 Schematic diagram of CHIL simulation

仿真结果如图 10 所示,可以看出加入延时补偿后的电流更加接近指令电流,随着谐波次数的增加,

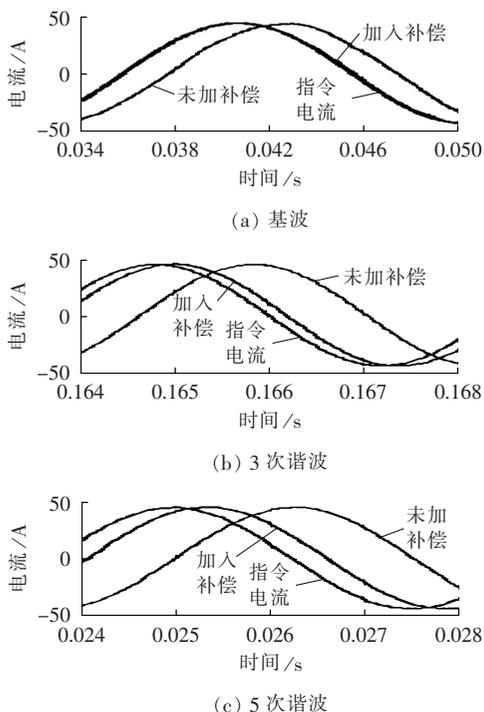


图 10 CHIL 仿真指令电流与延时补偿、未加入延时补偿输出电流仿真波形比较

Fig.10 Comparison among reference current and output currents, with and without time-delay compensation, in CHIL simulation

效果越显著。仿真结果证明了本文提出的延时补偿方法的有效性。

4 结论

通过基于逆变器的 CHIL 的延时分析表明,信号的传输、转换与处理延时以及开关延迟动作等因素是影响系统性能的主要原因,延时的存在不但降低了 CHIL 的仿真精度,还影响了系统的稳定性,总之系统的延时越大则对仿真的消极影响越明显。因此要有效地从硬件、软件和基于快速 DFT 的延时补偿算法等方面进行综合考虑。从经济性、实用性和有效性上看,合理地对电压、电流信号进行基于快速 DFT 算法的延时补偿,从而获得更为理想的效果。本文是基于逆变器的 CHIL 系统进行分析,但获得的结论以及应用中的经验也能够推广到其他类型的 HIL 系统中,为其设计和参数选型提供有益的参考。

参考文献:

- [1] 高源,陈允平,刘会金. 电力系统物理与数字联合实时仿真[J]. 电网技术,2005,29(12):77-80.
GAO Yuan, CHEN Yunping, LIU Huijin. Joint physio-digital real-time simulation of power system [J]. Power System Technology, 2005, 29(12):77-80.
- [2] REN W. Interfacing issues in real-time digital simulators[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(20):1221-1230.
- [3] LU B, WU X, FIGUEROA H, et al. A low-cost real-time hardware-in-the-loop testing approach of power electronics control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2):919-931.
- [4] PARMA G G, DINAVAH V. Real-time digital hardware simulation of power electronics and drives[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(2):1235-1246.
- [5] BOUSCAYROL A. Different types of hardware-in-the-loop simulation for electric drives[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Cambridge, UK; IEEE, 2008:2146-2151.
- [6] BOUSCAYROL A, GUILLAUD X, TEODORESCU R, et al. Energetic macroscopic representation and inversion-based control illustrated on a wind-energy-conversion system using hardware-in-the-loop simulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(12):4826-4835.
- [7] 许汉平,魏威,黄涌,等. RTDS 行波线路模型用于输电线路故障测距的研究[J]. 电网技术,2001,25(10):47-50.
XU Hanping, WEI Wei, HUANG Yong, et al. Application of traveling wave model of RTDS to fault location on power transmission lines [J]. Power System Technology, 2001, 25(10):47-50.
- [8] VENKATA D, REZA I. Design of a real-time digital simulator for a D-STATCOM system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5):1001-1008.
- [9] 李函,韩英铎,王仲鸿,等. 利用混合实时仿真器测试 HVDC 控制与保护[J]. 电力系统自动化,2000,24(17):28-31.
LI Han, HAN Yingduo, WANG Zhonghong, et al. Verification of HVDC controller using an advanced hybrid real-time simulator [J]. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24(17):28-31.

- [10] FARUQUE M O, DINAHAHI V. Hardware-in-the-loop simulation of power electronic systems using adaptive discretization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1146-1158.
- [11] ISUKAPATI I K, DEMERS A, LIST G F. Hardware-in-the-loop simulation: challenges and solutions [C] // 7th International Conference on Traffic and Transportation Studies. Kunming, China: American Society of Civil Engineers, 2010: 915-926.
- [12] PEJOVIC P, MAKSIMOVIC D. A method of fast time-domain simulation of networks with switch [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(4): 449-456.
- [13] 肖鲲, 王莉娜, M. Khurram Shahzad, 等. 基于三线 DFT 的航空电源频率实时检测算法 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 190-195. XIAO Kun, WANG Lina, M. Khurram Shahzad, et al. Real-time frequency estimation of aircraft power source based on 3-line DFT [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 190-195.
- [14] BORISOV K, GINN H, CHEN G. A computationally efficient RDFT-based reference signal generator for active compensators [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(4): 2396-2404.
- [15] 王多, 常康, 薛峰, 等. 基于 RTDS 与 MATLAB 的双馈感应风电机组动态特性仿真比较 [J]. 电力自动化设备, 2012, 32(12): 80-86. WANG Duo, CHANG Kang, XUE Feng, et al. Comparison of DFIG dynamic characteristics simulation between RTDS and MATLAB [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(12): 80-86.
- [16] 李澍森, 查晓明, 石延辉, 等. 电能质量设备实验方法及实验平台 [J]. 电力系统自动化, 2009, 33(24): 70-74. LI Shusen, ZHA Xiaoming, SHI Yanhui, et al. Equipment research on a platform and experiments scheme for power quality [J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(24): 70-74.
- [17] 范瑞祥, 罗安, 唐杰. 谐振注入式有源滤波器数字化控制系统延时研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 104-110. FAN Ruixiang, LUO An, TANG Jie. The research of the delay based on digital control system of resonance injection active power filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 104-110.
- [18] 左小琼, 孙建军, 查晓明. 基于 DSP 和 FPGA 实现的逆变电源重复学习控制 [J]. 电工技术学报, 2006, 21(5): 42-46. ZUO Xiaoqiong, SUN Jianjun, ZHA Xiaoming. Repetitive learning control of inverter system and its DSP+FPGA implementation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(5): 42-46.
- [19] 郭小强, 邬伟扬, 赵清林, 等. 三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 8-14. GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, ZHAO Qinglin, et al. Current regulation for three-phase grid-connected inverters based on proportional complex integral control [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 8-14.
- [20] TWINING E, HOLMES D G. Current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-895.
- [21] 黄纯, 杨帅雄, 梁勇超, 等. 电力系统故障录波数据实用压缩方法 [J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6): 162-167. HUANG Chun, YANG Shuaixiong, LIANG Yongchao, et al. Distribution substation planning considering risk cost [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 162-167.
- [22] 梁莹玉, 刘建政, 许杏桃, 等. 基于电源电流和负载电流检测的前馈加反馈的三相四线制 APF 控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 94-100. LIANG Yingyu, LIU Jianzheng, XU Xingtao, et al. Feedforward-feedback control strategy based on detection of power current and load current for three-phase four-wire APF [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 94-100.

作者简介:



尹晨旭(1987—),男,吉林通化人,博士研究生,研究方向为电力系统数字物理实时混合仿真(E-mail: ycx7851@163.com)。

Time-delay and compensation for CHIL simulation system

YIN Chenxu, SUN Jianjun, LIU Bang, LIU Xin, PI Yichen, ZHA Xiaoming

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A CHIL (Controller Hardware-In-the-Loop) simulation system based on RTDS (Real-Time Digital Simulator) is established for the grid-connected inverter. The cause of system time-delay and its composition are studied and the effect of time-delay on the simulation system in its stability, precision and bandwidth is analyzed. The improved discrete Fourier transform algorithm is proposed to compensate the time-delay for improving the system stability and simulation accuracy. Theoretical analysis and experimental result prove the effectiveness of the proposed method.

Key words: CHIL; computer simulation; time-delay; grid-connected inverter; discrete Fourier transforms; compensation