

基于并网逆变器混合实时仿真系统的 PWM 脉冲宽度误差分析与建模

尹晨旭¹, 刘邦¹, 熊璇², 皮一晨¹, 孙建军¹, 查晓明¹

(1. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072; 2. 国家电网湖南省电力公司检修公司, 湖南 长沙 410015)

摘要: 由于混合实时仿真系统中数字仿真器采样环节产生的 PWM 脉冲宽度误差造成数字仿真器中的逆变器模型开关延时动作, 对混合实时仿真系统的稳定性与仿真精度具有一定影响, 基于此, 以并网逆变器闭环控制系统为例, 引入相平面法建立更加逼近实际的混合仿真模型。仿真结果验证了所提建模方法和稳定性分析方法的正确性和有效性。

关键词: 混合仿真技术; PWM; 脉冲宽度误差; 非线性环节; 相平面法; 逆变器; 建模

中图分类号: TM 761; TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.02.014

0 引言

近年来, 随着混合实时仿真技术的发展, 其在电力电子领域应用也更加广泛, 而混合实时仿真技术也因此受到越来越多人的关注。混合仿真技术^[1-2]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^[3], HIL 分为控制器硬件在环 CHIL(Controller 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^[4-5]等, 它大幅降低检测费用与检测风险, 保证控制器安全可靠地投入运行。但当前 CHIL 系统还存在一些问题: CHIL 系统的数据传输、转换和采样等过程产生的延时作用^[6], 影响了仿真的稳定性与精度; 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时, 影响仿真精度, 而目前对这方面的研究还比较少。

由于 CHIL 仿真存在数据传输、数据转换、数据采样、数据处理等延时环节, 数字仿真器数字采样环节产生的 PWM 脉冲宽度误差造成数字仿真器中的逆变器模型开关延时动作^[7-8], 导致逆变器开关动作延时, 对带宽要求较高和开关频率较高的仿真模型稳定性与精度产生重大影响。针对这一问题, 当前主要从硬件与软件 2 个方面进行抑制, 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, 文献[9-10]提出通过开关处理算法, 如插值

法、外推法和开关时间平均法等来解决 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^[11], 在实时仿真不易实现。因此, 需要对 CHIL 仿真系统建立仿真数学模型, 对其产生的误差影响与对系统的稳定性与精度影响进行详细分析。目前, 还没有 CHIL 仿真系统的精确数学模型。

针对非线性的 CHIL 仿真系统, 常用的线性系统分析方法已不适用, 本文采用非线性系统常用的相平面法对系统的动态性能及稳态性能进行分析。相平面法通过图解法^[12-13]将一、二阶系统的运动过程转化为位置和速度平面上的相轨迹, 它是时域分析法在非线性系统中的应用和推广。相平面法可以用来分析一、二阶非线性系统的稳定性、运动形式、平衡位置以及初始条件和参数对系统运动的影响。

本文以并网逆变器^[14-16]的 CHIL 系统为例, 根据 PWM 脉冲宽度误差问题对逆变器的影响分析与等效, 建立精确的 CHIL 仿真数学模型, 提出将 PWM 脉冲宽度误差问题考虑到模型中来增加其精确性, 并以并网逆变器闭环控制系统为例做详细的模型推导。利用相平面法对其进行稳定性分析。仿真结果验证了所提建模方法和稳定性分析方法的正确性和有效性。

1 混合实时仿真 PWM 脉冲宽度误差产生机理

基于 HIL 的并网逆变器混合仿真系统^[17]如图 1 所示。混合仿真系统主要由两部分组成: 实时数字仿真装置, 搭建并网逆变器仿真模型; 并网控制器装置, 通过实时数字仿真装置采样电路模型中的模拟量, 即并网电压 u_g 、并网电流 i_g 和直流电压 u_{dc} , 经过控制器计算处理, 发出 PWM 脉冲控制实时数字仿真装置的并网逆变器模型。

如图 2 所示, 控制器对仿真模型发送控制逆变

收稿日期: 2015-01-19; 修回日期: 2015-12-27

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)

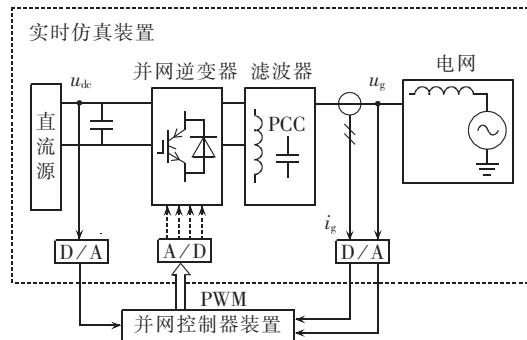


图 1 并网逆变器混合实时仿真系统框图

Fig.1 Block diagram of HIL simulation system for grid-connected inverter

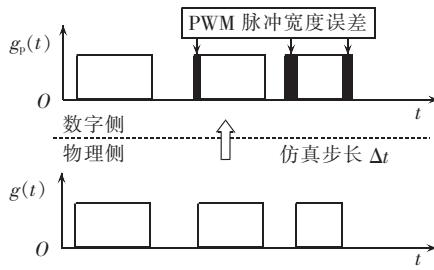


图 2 PWM 脉冲宽度误差示意图

Fig.2 Schematic diagram of PWM pulse width error

器开关的 PWM 脉冲信号^[18], $g(t)$ 是控制器通过 A/D 接口发出的原始脉冲信号, $g_p(t)$ 是经采样后的脉冲信号, $p(t)$ 是采样信号,每个仿真步长 Δt 内依次进行数据采集、数据处理和数据输出。

$$g_p(t) = g(t)p(t) \quad (1)$$

其中, $p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_{sg})$ 是时域周期采样信号, T_{sg} 是采样周期, $\omega_{sg} = 2\pi/T_{sg}$ 是采样角频率。由此可以得出:

$$g_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_{sg})\delta(t - nT_{sg}) \quad (2)$$

由时域转换为频域为:

$$G_p(j\omega) = \frac{1}{2\pi} [G(j\omega)*P(j\omega)] \quad (3)$$

$$G(j\omega) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [B_n \sin(n\omega_m t) + A_n \cos(n\omega_m t)] \quad (4)$$

其中,“*”表示卷积; ω_m 为傅里叶变换后的角频率; ω 为采样角频率。

$G(j\omega)$ 经傅里叶分解表示 PWM 脉冲触发信号:

$$P(j\omega) = \frac{2\pi}{T_{sg}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_{sg}) \quad (5)$$

$P(j\omega)$ 采样过程产生了一个延迟信号:

$$G_p(j\omega) = \frac{1}{T_{sg}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} G(j\omega - jk\omega_{sg}) \quad (6)$$

因此,采样后的 $G_p(j\omega)$ 信号存在误差,使得实时仿真系统离散时间步长与电力电子系统当中的开关无法同步动作,从而导致开关的延时动作,逆变器输出产生谐波,影响仿真效果。

2 PWM 脉冲宽度误差影响与逆变器的混合仿真系统建模

2.1 PWM 脉冲宽度误差影响分析

以单相并网逆变器^[19-20]的混合仿真系统为例分析 PWM 脉冲宽度误差影响,系统结构如图 3 所示,图中 $V_{T1} - V_{T4}$ 为功率开关管; $V_{D1} - V_{D4}$ 为反并联二极管; L 为滤波电感, L_g 为电网电感,不考虑电网电感特性时 $L_g = 0$; U_{dc} 为直流母线电压; i_L 为逆变器输出电流; U_g 为电网电压;逆变器调制方式采用双极性 SPWM。当载波频率远大于基波频率时,逆变桥部分等效为一个线性比例环节 K_{PWM} ,考虑二极管及功率管的非理想特性,当 $i_a > 0$ 时,输出电压波形如图 4 所示。

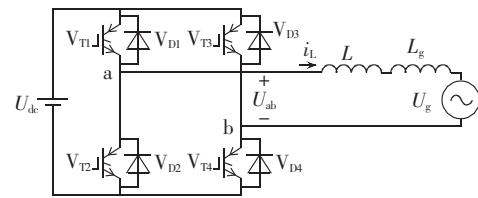


图 3 单相全桥并网逆变器

Fig.3 Single-phase full-bridge grid-connected inverter

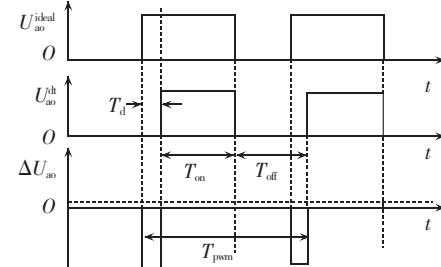
图 4 $i_a > 0$ 时输出电压波形

Fig.4 Waveforms of output voltage when $i_a > 0$

图 4 中, U_{ao}^{ideal} 为理想输出电压, U_{ao}^{dt} 为考虑 PWM 脉冲宽度误差产生的开关动作延迟时间的实际输出电压, $\Delta U_{ao} = U_{ao}^{dt} - U_{ao}^{ideal}$ 为 PWM 脉冲宽度误差产生的误差电压, T_{pwm} 为 PWM 脉冲的导通时间。同理,当电流 $i_a < 0$ 时,可得各输出电压波形。由文献[8]可知,由 PWM 脉冲宽度误差产生的开关动作延迟时间及开关管的非理想特性所造成的误差电压方向与输出电流方向相反,基于面积等效定则,可以将其等效为一个方波信号,如图 5 所示。

$$\Delta U_{ao} = \frac{T_d}{T_{pwm}} U_{dc} \operatorname{sgn}(-i_a) \quad (7)$$

$$T_d = T_d' + t_{on} - t_{off} \quad (8)$$

此时方波信号的高度为:

$$h = 2f_c T_d U_{dc} \quad (9)$$

其中, f_c 为载波频率。

因此,误差电压可以等效为一个幅值为 h 、频率

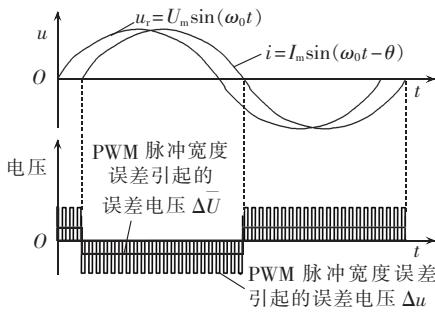


图 5 PWM 脉冲宽度误差引起的误差电压等效图
Fig.5 Equivalent diagram of voltage error caused by PWM pulse width error

为基波频率,且在电流过零点处进行正负切换的矩形波。在进行控制系统分析时,其作用效果等效为如图 6 所示的一个非线性环节。

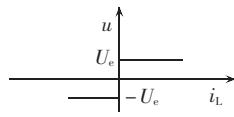


图 6 PWM 脉冲宽度影响等效图

Fig.6 Equivalent diagram of PWM pulse width influence

采用双极性调制后:

$$U_e = 2U_{dc}fT_d \quad (10)$$

U_e 的大小正比于直流侧母线电压、载波频率及延迟时间,其方向与并网电流的方向有关。因此,当一个系统确定后,误差电压就是一个恒定的值,只是方向随着输出电流的改变而改变。相对理想情况,误差电压 U_e 叠加到逆变桥交流输出侧,从而改变了交流侧的实际输出电压,输出电压此时并不是纯正弦波,而是会带有一些低次谐波。

2.2 考虑 PWM 脉冲宽度误差影响的单相并网逆变器数学模型

图 3 为单相全桥并网逆变电路的结构图,在加入电流控制器^[21]后,整个系统的控制框图见图 7。

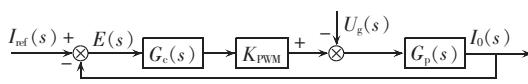


图 7 并网逆变器系统控制框图

Fig.7 Block diagram of grid-connected inverter control system

由图 7 可得闭环系统传递函数为:

$$I_o(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)K_{PWM}}{1+G_c(s)G_p(s)K_{PWM}} I_{ref}(s) + \frac{G_p(s)}{1+G_c(s)G_p(s)K_{PWM}} U_g(s) \quad (11)$$

由式(11)可以看出,输出电流除了与给定电流有关外,还与电网电压有关,当电网电压波动时,输出电流随之波动。

为了消除电网电压对输出电流的影响,采用电网电压前馈的方法来抵消电网扰动^[22-23]。同时考虑

PWM 脉冲宽度误差影响,等效为如图 6 所示的非线性环节加入到控制系统中,得到如图 8 所示的并网逆变器的数学模型。

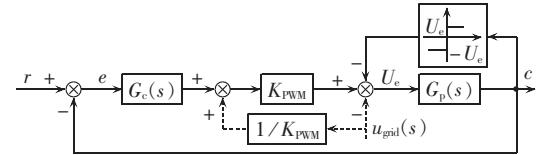


图 8 PWM 脉冲宽度误差影响的逆变器前馈控制系统框图
Fig.8 Block diagram of inverter feedforward control system considering PWM pulse width error

加入前馈控制后,电网电压对输出电流的影响可以被忽略,本文为了分析方便,将电网电压扰动去掉,系统控制框图如图 9 所示。

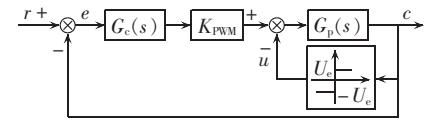


图 9 考虑 PWM 脉冲宽度误差影响的逆变器控制系统的等效框图

Fig.9 Equivalent block diagram of inverter control system considering PWM pulse width error

由图 9 可以看出,加入 PWM 脉冲宽度误差影响后的闭环的控制系统为一个非线性系统,不能采用线性系统常用的分析方法,而必须寻找新的方法。

3 基于相平面法的闭环系统分析

相平面法通过图解法^[24]将一、二阶系统的运动过程转化为位置和速度平面上的相轨迹,它是时域分析法在非线性系统中的应用和推广。相平面法可以用来分析一、二阶线性或非线性系统的稳定性、运动形式、平衡位置以及初始条件和参数对系统运动的影响。

对于图 9 所示的控制系统,采用 P 控制时,系统的微分方程为:

$$k_p K_{PWM} e - u = L \dot{c} \quad (12)$$

$$u = \begin{cases} U_e & c > 0 \\ -U_e & c < 0 \end{cases}$$

由 $e = r - c$, 可得:

$$\dot{e} = \dot{r} - \dot{c} \quad (13)$$

从而,系统的微分方程为:

$$\begin{cases} \dot{L}e + k_p K_{PWM}e - L\dot{r} - U_e = 0 & e < r \\ \dot{L}e + k_p K_{PWM}e - L\dot{r} + U_e = 0 & e > r \end{cases} \quad (14)$$

开关线为:

$$e = r \quad (15)$$

a. 当系统的输入为阶跃信号 $r=R$ 时,由式(7)可得系统的微分方程为:

$$\begin{cases} \dot{Le} + k_p K_{\text{PWM}} e - U_e = 0 & e < R \\ \dot{Le} + k_p K_{\text{PWM}} e + U_e = 0 & e > R \end{cases} \quad (16)$$

由图10可知,当考虑PWM脉冲宽度误差影响时,阶跃响应最终都会收敛至 e_0 。误差收敛速度的快慢正比于 $k_p K_{\text{PWM}} / L$,由于 L 很小,则 $k_p K_{\text{PWM}} / L$ 值往往很大,因此系统的响应时间很短,远远小于系统的周期。同时,稳态误差的大小正比于 $U_e / k_p K_{\text{PWM}}$ 。因此,如果PWM脉冲宽度误差引起的误差电压越大,则稳态误差越大,此时,可通过调节比例放大 k_p 系数进行减小。

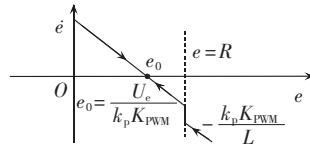


图10 输入为阶跃信号时系统相平面图

Fig.10 System phase plane diagram with step signal input

b. 系统的输入为正弦信: $r=A \sin \omega t$ 。

由式(13)可得:

$$\dot{e} = \dot{r} - \dot{e} = \omega A \cos \omega t - \dot{e} \quad (17)$$

图9所示系统的微分方程为:

$$\begin{cases} \dot{Le} + k_p K_{\text{PWM}} e - \omega L A \cos \omega t - U_e = 0 & e < A \sin \omega t \\ \dot{Le} + k_p K_{\text{PWM}} e - \omega L A \cos \omega t + U_e = 0 & e > A \sin \omega t \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} \dot{e} = (-k_p K_{\text{PWM}} e + \omega L A \cos \omega t + U_e) / L & e < A \sin \omega t \\ \dot{e} = (-k_p K_{\text{PWM}} e + \omega L A \cos \omega t - U_e) / L & e > A \sin \omega t \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \dot{e} = (-k_p K_{\text{PWM}} e + \omega L A \cos \omega t + U_e) / L & e < A \sin \omega t \\ \dot{e} = (-k_p K_{\text{PWM}} e + \omega L A \cos \omega t - U_e) / L & e > A \sin \omega t \end{cases} \quad (19)$$

分别绘制当 T_d 、 k_p 、 L 变化时误差信号的相轨迹图如图11—16所示,图中 de 为相平面上的误差。

a. 当 T_d 变化时。

从相轨迹图11可以看出,当 T_d 一定时,相轨迹为一围绕原点做周期运动的不规则闭合曲线。在误差信号幅值比较大时,其变化率小;当误差幅值比较小时,其变化率大,误差信号在过零点时变化很快,从正的误差值瞬时变成负的误差值或从负的误差值瞬间跳变至正的误差值。同时,误差信号的变化范

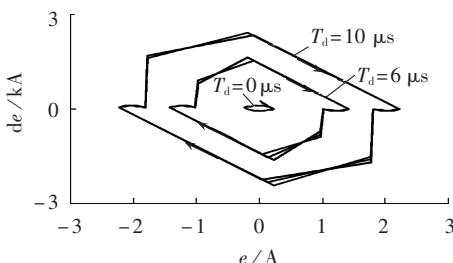


图11 T_d 变化时误差信号 e 的相平面图

Fig.11 Phase plane diagram of error signal e for different values of T_d

围比较小,系统的输出能很好地跟踪输入信号。当 T_d 越大时,闭合曲线的面积越大,即误差的幅值越大。但是,误差信号的变化趋势却是一样的,即误差信号的变化趋势与PWM脉冲宽度误差产生的时间 T_d 无关,只是幅值受其影响。绘制不同 T_d 时的误差信号的时间响应曲线如图12所示,从图12可知根据相轨迹图所得结论是正确的。

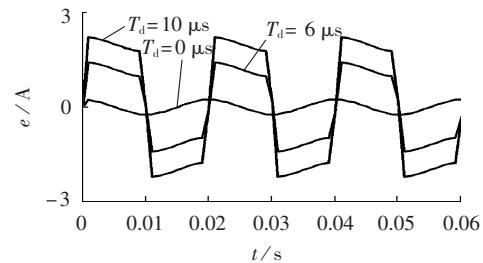


图12 T_d 变化时误差信号 e 的时间响应曲线

Fig.12 Time response curve of error signal e for different values of T_d

b. 当 k_p 不同时。

由相轨迹图13可知,相轨迹的运动趋势与 T_d 类似,为不规则的闭合曲线,因此误差是周期信号,误差信号在过零点时变化很快,从正的误差值瞬时变成负的误差值或从负的误差值瞬间跳变至正的误差值。同时, k_p 对系统误差的影响很大。当 $k_p=0.01$ 时,系统的误差幅值有15 A,此时系统输出电流很差,而当 $k_p=0.1$ 时误差只有2 A,误差大幅减小。 k_p 越大,系统稳态误差越小,所以,可以通过调节 k_p 的大小来减小系统的误差,相应的误差信号的时间响应曲线如图14所示。

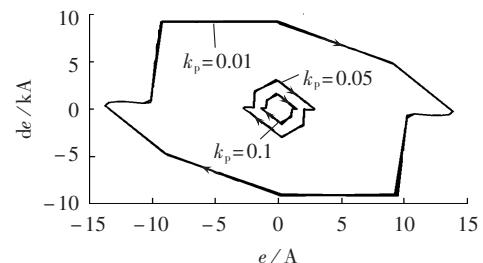


图13 k_p 变化时误差信号 e 的相平面图

Fig.13 Phase plane diagram of error signal e for different values of k_p

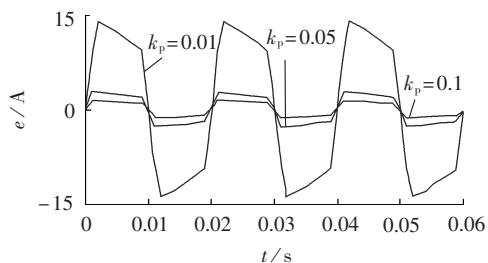


图14 k_p 变化时误差信号 e 的时间响应曲线

Fig.14 Time response curve of error signal e for different values of k_p

c. 当 L 不同时。

由图 15 可以看出,当给定不同的 L 时,系统最终都会收敛,但是收敛的速度不一样。 L 越小,误差的幅值越小,但是 L 太小,其滤波效果差,不能很好地滤除逆变器的开关次谐波,工程中一般取 $L=1\text{ mH}$,此时有很好的滤波效果,且系统的收敛速度很快,稳态误差较小,输出可以较好地跟踪输入。相应的时间响应曲线如图 16 所示。

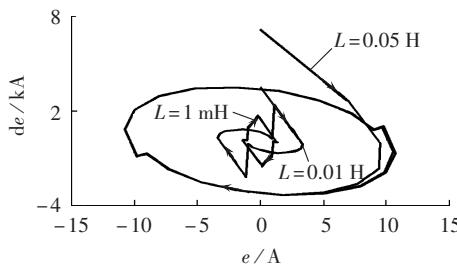


图 15 L 变化时误差信号 e 的相平面图

Fig.15 Phase plane diagram of error signal e for different values of L

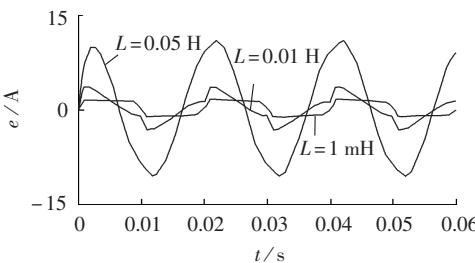


图 16 L 变化时误差信号 e 的时间响应曲线图

Fig.16 Time response curve of error signal e for different values of L

4 仿真验证

运用 MATLAB / Simulink 仿真系统搭建考虑 PWM 脉冲宽度误差影响的基于单相并网逆变器 CHIL 仿真系统结构。其中,系统参数为直流侧电压 $U_{dc}=400\text{ V}$,载波频率 $f_c=10\text{ kHz}$,死区时间 T_d 分别取 $0\text{ }\mu\text{s}$ 、 $6\text{ }\mu\text{s}$ 及 $10\text{ }\mu\text{s}$,则误差电压 U_e 分别 0 V 、 48 V 及 80 V ,滤波电感为 1 mH ,控制器采取 P 控制,P 控制参数 k_p 分别取 0.01 、 0.05 、 0.1 、 0.5 时系统仿真结果如图 17—19 所示,其中图 17 对应 $k_p=0.1$ 、PWM 脉冲

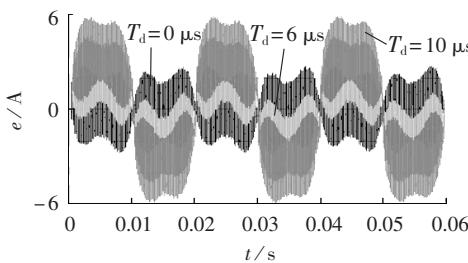


图 17 T_d 变化时误差信号 e 的时间响应曲线图

Fig.17 Time response curve of error signal e for different values of T_d

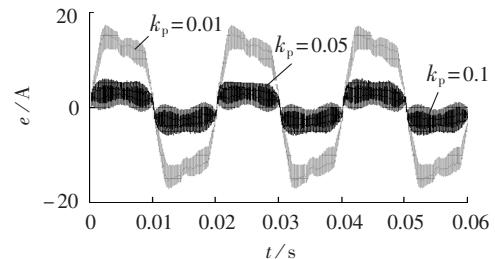


图 18 k_p 变化时误差信号 e 的时间响应曲线

Fig.18 Time response curve of error signal e for different values of k_p

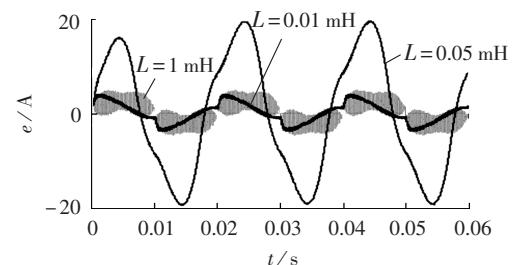


图 19 L 变化时误差信号 e 的时间响应曲线

Fig.19 Time response curve of error signal e for different values of L

宽度误差时间 T_d 变化的情况,图 18 对应 $T_d=6\text{ }\mu\text{s}$ 、比例控制参数 k_p 变化的情况,图 19 对应 $k_p=0.1$ 、 $T_d=6\text{ }\mu\text{s}$ 、滤波电感 L 变化的情况。

从图 17—19 可以看出,当系统参数发生变化时,误差信号的时间响应曲线的理论分析结果与仿真结果对应,因而验证了理论分析的正确性。

5 结论

本文根据数字仿真中 PWM 脉冲宽度误差问题对逆变器混合仿真的影响进行分析与等效,建立更加逼近实际的混合仿真模型,并且引入相平面法对以并网逆变器闭环控制系统为例的混合仿真系统建立做详细的模型进行详细的推导与理论分析。仿真结果验证了所提出建模方法和稳定性分析方法的正确性和有效性。

a. 本文将 PWM 脉冲宽度误差影响引入并网逆变器模型中,对并网逆变器混合仿真系统进行了建模分析与研究。

b. 所提出的闭环相平面法对 PWM 脉冲宽度误差 CHIL 仿真系统等非线性系统的误差及稳定性分析具有重要的理论指导意义。

c. 该思路可进一步拓展,包括从简单但不失关键的单相逆变器混合仿真建模延伸到更具体复杂的混合仿真电路拓扑。

参考文献:

- [1] REN W. Interfacing issues in real-time digital simulators [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(20): 1221-1230.

- [2] 钱珞江,叶飞,钟启迪. 数字-物理模型互联方法及混合仿真系统稳定性研究[J]. 电力自动化设备,2008,28(9):45-48.
QIAN Luojiang,YE Fei,ZHONG Qidi. Interfacing between digital and analog models and stability[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(9):45-48.
- [3] BOUSCAYROL A. Different types of Hardware-in-the-loop simulation for electric drives[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics,2008. ISIE 2008. [S.I.]:IEEE,2008:2146-2151.
- [4] ISUKAPATI I K,DEMERS A,LIST G F. Hardware-in-the-loop simulation: challenges and solutions[C]//Traffic and Transportation Studies 2010. ASCE,2012:915-926.
- [5] PEJOVIC P,MAKSIMOVIC D. A method of fast time-domain simulation of networks with switches[J]. IEEE Power Electronics, 1994,9(4):449-456.
- [6] REN W. Accuracy evaluation of power hardware-in-the-loop simulation[D]. Tallahassee,FL,USA:Florida State University,2007.
- [7] DINAVAHI V,IRAVANI R,BONERT R. Design of a real-time digital simulator for a D-STATCOM system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2004,51(5):1001-1008.
- [8] FARUQUE M O,DINAVAHI V,XU W. Algorithms for the accounting of multiple switching events in digital simulation of power-electronic systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2005, 20(2):1157-1167.
- [9] DINAVAHI V R,IRAVANI M R,BONERT R. Real-time digital simulation of power electronic apparatus interfaced with digital controllers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2001,16(4): 775-781.
- [10] FARUQUE M O,DINAVAHI 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] LU B,WU X,FIGUEROA H,et al. A low-cost real-time hardware-in-the-loop testing approach of power electronics controls[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54 (2):919-931.
- [12] 张吉礼,欧进萍,于达仁. 基于相平面轨迹特征的规则自调整模糊控制方法[J]. 控制理论与应用,2003,20(4):607-611.
ZHANG Jili,OU Jinping,YU Daren. Method of rule self-tuning fuzzy control based on trajectory performance of phase plane [J]. Control Theory & Applications,2003,20(4):607-611.
- [13] 丁新平,钱照明,崔彬,等. 基于模糊PID的Z源逆变器直链升压电路控制[J]. 中国电机工程学报,2009,29(15):8-14.
DING Xinping,QIAN Zhaoming,CUI Bin,et al. Fuzzy PID controller for DC-link Boost voltage in Z-source inverter [J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(15):8-14.
- [14] 侯世英,肖旭,徐曦. 基于间接电流控制的并网逆变器[J]. 电力自动化设备,2010,30(6):76-79.
HOU Shiyi,XIAO Xu,XU Xi. Grid-connected inverter based on indirect current control[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(6):76-79.
- [15] 曾正,杨欢,赵荣祥,等. 多功能并网逆变器研究综述[J]. 电力自动化设备,2012,32(8):5-15.
ZENG Zheng,YANG Huan,ZHAO Rongxiang,et al. Overview of multi-functional grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(8):5-15.
- [16] 周林,龙巍平,张密,等. 带LCL滤波器的单相并网逆变器低频振荡现象分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(1):67-71.
ZHOU Lin,LONG Yanping,ZHANG Mi,et al. Analysis of low frequency oscillation in single-phase grid-connected inverter with LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment ,2014 ,34 (1):67-71.
- [17] 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.
- [18] PAK L F,FARUQUE M O,XIN N,et al. A versatile cluster-based real-time digital simulator for power engineering research [J]. IEEE Transactions on Power Systems,2006,21(2):455-465.
- [19] 陈敏,姚伟,邱智勇,等. 应用整流性负载模型的单相逆变器特性分析[J]. 中国电机工程学报,2008,28(15):44-48.
CHEN Min,YAO Wei, QIU Zhiyong,et al. Analysis of inverter characteristics with rectifier load using a nonlinear rectifier model[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(15):44-48.
- [20] 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.
- [21] CHOI J W,SUL S K. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1996,11(2):221-227.
- [22] 梁志成,马献东,王力科,等. 实时数字仿真器RTDS及其应用 [J]. 电力系统自动化,1997,21(10):61-64.
LIANG Zhicheng,MA Xiandong,WANG Like,et al. Real-Time Digital Simulator(RTDS) and its application[J]. Automation of Electric Power Systems,1997,21(10):61-64.
- [23] UEDA R,SONODA T,TAKATA S. Experimental results and their simplified analysis on instability problem in PWM inverter induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications,1989,25(1):86-95.
- [24] WANG B,SUN K,del ROSSO A,et al. A study on fluctuations in electromechanical oscillation frequencies of power systems [C]//PES General Meeting + Conference & Exposition,2014 IEEE. National Harbor,MD,USA:IEEE,2014:1-5.

作者简介:



尹晨旭

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**:yinchexu@whu.edu.cn);

孙建军(1975—),男,江西新干人,副教授,博士,通信作者,主要从事大功率电力电子技术应用及其研究、电能质量分析及治理等方面的研究;

查晓明(1967—),男,安徽怀宁人,教授,博士研究生导师,研究方向为电力电子建模与控制技术、电能质量控制技术、信号处理等(**E-mail**:xmzha@whu.edu.cn)。

无触点有载调压配电变压器光纤启动方案

赵玉林¹,李丽贞¹,李海凤¹,赵琦²

(1.东北农业大学电气与信息学院,黑龙江哈尔滨150030;2.国网哈尔滨供电公司变电检修室,黑龙江哈尔滨150036)

摘要:提出一种以双向晶闸管(TRIAC)作为启动开关,基于光纤触发的无触点有载调压配电变压器启动方案。该方案中启动电路与变换分接头时的过渡回路共用1个支路:上电时该支路投入,启动变压器工作;变换分接头时,该支路投入,将过渡电阻串入分接头变换过渡回路,限制环流。启动或分接头变换完成后,TRIAC截止,该支路退出。双向晶闸管触发电路采用高压自取能随机触发方式,电路简单,工作可靠。针对该方案进行了主要电子元件的选型及参数的设计并进行了模拟实验。实验结果表明,该方案的电路设计及元件参数选择方法能满足无触点有载调压配电变压器对启动单元和过渡支路的要求。

关键词:有载调压;变压器;启动单元;双向晶闸管;光纤触发;自取能

中图分类号:TM 41

文献标识码:A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.02.015

0 引言

电力电子元件开关具有可频繁通断、无电火花、寿命长的优点,因此可作为配电变压器的有载调压分接开关^[1-10]。传统的电力电子开关触发电路存在电气隔离问题,将光纤通信技术应用于中高压触发控制系统可有效解决高低压电气隔离问题^[11-16]。

文献[11]中无触点有载自动调压配电变压器分接开关晶闸管(SCR)的通断由控制系统控制,而控制系统正常工作需配电变压器提供电源。上电前,变压器不输出电压,故必须设计一个启动电路,使得变压器在上电前或上电过程中高压侧中性点与1组分接头连在一起,变压器投入工作。变压器上电运

行低压侧输出电压,控制系统投入工作后,启动电路自动退出。采用蓄电池启动方式,具有电路简单、易实现的优点,但当变压器出厂或停电超过8 h后,蓄电池启动方案可靠性较低^[17]。利用独立支路交流接触器的常闭触点在变压器上电前将中性点与其中1组分接头连在一起的启动方式,原理简单,但交流接触器的线圈接在变压器低压侧,触点接在高压侧,其耐压无法满足高低压电气隔离的要求,同时上电励磁涌流易损坏触点,导致启动不可靠。

本文基于原有SCR光纤触发方案及启动方式,考虑启动和变换分接头时限制环流的要求,提出一种将启动支路与变换分接头时限制环流的过渡支路共用1条支路的光纤启动方案。该方案选用双向晶闸管(TRIAC)作为启动开关,采用高压自取能方式,在上电或变换分接头过程中,TRIAC导通,实现启动功能或将限流过渡支路串入调压回路限制调压过程中的环流功能;当启动完毕或变换分接头完成后,TRIAC在光纤传输的光信号作用下截止,该单元退出工作。

1 启动与调压过程

图1为无触点有载调压配电变压器主接线图,

Analysis of PWM pulse width error and modeling of grid-connected inverter in HIL simulation system

YIN Chenxu¹, LIU Bang¹, XIONG Xuan², PI Yichen¹, SUN Jianjun¹, ZHA Xiaoming¹

(1. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

2. Maintenance Company of State Grid Hunan Electric Power Company, Changsha 410015, China)

Abstract: The PWM pulse width error induced by the sampling section of digital simulator in HIL(Hardware-In-the-Loop) simulation system may delay the switching operation of the inverter model in the digital simulator, which impacts on the stability and accuracy of HIL system. With the close-loop control system of grid-connected inverter as an example, the phase plane method is introduced to build the hybrid simulation model closer to actual system for the HIL simulation system. The correctness and effectiveness of the proposed modeling method and stability analysis method are verified by the simulative results.

Key words: hardware-in-the-loop; pulse width modulation; pulse width error; nonlinear element; phase plane method; electric inverters; model buildings