数字预失真系统对各种误差的敏感度分析*

孔潇维^{1,2},夏 威¹,何子述¹

(1. 电子科技大学 电子工程学院,成都 611731; 2. 中国人民解放军 95853 部队,北京 100076)

摘 要:大多数数字预失真(DPD)系统都是在各种理想假设条件下进行的理论验证和算法仿真。在真实的硬件系统中由于受到各种误差分量的影响,仿真环境下所得的补偿效果与性能指标有时很难在实际系统中复现。 针对 DPD系统中常见的几种误差分量进行分析,根据其数字域体现建立基带误差模型及数字域 DPD 仿真系统。 通过大量细致的仿真实验,归纳和分析了各种误差分量对 DPD系统的影响,最终为硬件系统各主要部件设计指标的提出提供了依据并同时降低了后期系统调试的工作量。

关键词:数字预失真系统;量化误差;时延误差;频率误差;相位误差;归一化均方误差;相邻信道功率比 中图分类号:TP391 文献标志码:A 文章编号:1001-3695(2013)12-3674-04 doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2013.12.040

Error sensitivity in digital predistortion system

KONG Xiao-wei^{1,2}, XIA wei¹, HE Zi-shu¹

(1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 611731, China; 2. PLA. 95853, Beijing 100076, China)

Abstract: At present, most of digital predistortion (DPD) systems theory verification and algorithm simulation are based on ideal conditions. Simulation results under ideal conditions are difficult to reproduce in the real system due to the many error components exist in the system. This paper analyzed Several common errors in the DPD system and built the baseband error model according to the expression of error in digital domain. Through a mass of simulation data, the error sensitivity in DPD system was analyzed and concluded. Finally, it proposed the design specifications of main system components and reduced the workload of debug by the simulation.

Key words: digital predistortion system; quantization error; time delay error; frequency error; phase error; NMSE; ACPR

0 引言

为了充分利用有限的频谱资源,各种非恒包络调制方案被 广泛地应用于新一代通信系统中。功放(PA)作为通信系统中 的重要组成部分,其线性化程度直接影响输出信号的质量。而 非恒包络调制信号在时域的高峰均比和频域的大带宽会导致 功放长时间工作于非线性状态并具有一定记忆特性。因此,功 放的线性化问题已经成为通信系统设计过程中必须考虑的 问题^[1-3]。

近几年来,不断有新的功放线性化技术被提出,如反馈技术、前馈技术、预失真技术、LINC 技术、Doherty 等。其中数字预失真(DPD)技术因其架构灵活、算法多样、系统稳定性好等优点成为当前研究的热点,在很多文献中被提及与讨论^[4-9], 典型的数字预失真系统如图 1 所示。很多文献在论证仿真阶段都是在理想情况下对 DPD 补偿效果和性能指标进行仿真和评估的,而很少考虑各种实际的误差分量对预失真补偿性能和稳定性的影响。从而造成在实际 DPD 硬件设计和调试过程中需要投入大量的人力、物力和时间对各种误差引人进行处理和优化, 甚至有时需要将整个系统设计推倒重来。



图1 通用数字预失真系统

本文通过分析 DPD 系统中常见的几种误差分量建立了 DPD 系统的基带误差模型,从而在 DPD 理论设计阶段即引入 对各种误差的数字域仿真,为后期的硬件设计提供指标依据, 降低硬件调试的工作量。全文首先介绍了基于记忆多项式架 构的 DPD 模型,然后分析了 DPD 系统中的各种误差引入并建 立相应的基带误差模型,并在该模型下对 DPD 系统进行各种 仿真,最后通过对仿真数据的分析和讨论得出结论。

1 记忆多项式型预失真器(MP-DPD)

记忆多项式模型^[7,10]作为 Volterra 函数的精简结构,在非 线性系统辨识领域应用广泛,其函数表达式为

$$y(n) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{q=0}^{Q} a_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1}$$
(1)

收稿日期:2013-03-21;修回日期:2013-04-22 基金项目:四川省科技支撑计划基金资助项目(2010GZ0149);粤港关键领域重点突破项目(200920523300005);中央高校基本科研业务费资助项目(ZYGX2010J020)

作者简介:孔潇维(1981-),男,工程师,博士,主要研究方向为数字信号处理与自动测试系统设计(xiaoweikong@tom.com);夏威(1980-),副教授,博士,主要研究方向为数字信号处理、自适应信号处理与阵列信号处理;何子述(1962-),男,教授,博导,主要研究方向为阵列信号处理、微机自动化控制、智能天线技术与相控阵雷达技术.

其中:x(n)为模型输入,y(n)为模型非线性输出,a_{kq}为模型权 系数,K为多项式阶数,Q为最大记忆深度。采用如图1所示 的预失真系统结构,在数字域根据 DPD 直通情况下功放的输 入/输出数据采用间接学习法^[11]进行 DPD 估计。DPD 的函数 表达式为

$$x(n) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{q=0}^{Q} a_{kq} \frac{z(n-q)}{G} \left| \frac{z(n-q)}{G} \right|^{k-1}$$
(2)

其中:x(n)为系统输入信号,z(n)为功放输出反馈信号,G为功 放线性化增益。

2 预失真系统中的各种误差引入

从信号层面出发,一个系统主要有四种属性需要重点关注,分别是幅度、时序、频率、相位属性。因此,在实际的 DPD 设计和调试工作中,系统各部件所引入的误差对四种属性的影响是必须予以充分考虑的。

2.1 量化误差(有限字长效应)

量化误差是指量化结果与被量化模拟量的差值,主要是由 数字系统的有限字长所引起,DPD系统的字长宽度一般由系 统的模数转换器件的量化位宽决定。在实际 DPD系统中,数 字基带部分采用不同位宽(字长)的二进制表示会引起不同的 量化误差。根据数字信号处理方面的相关理论^[12,13],可以认 为量化误差为符合均匀等概率分布的加性白噪声,因此可以采 用信噪比(SNR)概念衡量量化误差对系统的影响。

SNR(dB) =
$$10 \times \log_{10} \frac{P_x}{P_e} = 6.02 \times b + 10.79 + 10 \times \log_{10} \sigma_x^2$$
 (3)

其中: P_x为信号平均功率, P_e为量化误差平均功率, b 为量化 位宽(字长)。通过分析量化误差对 DPD 系统的影响, 可为确 定模数器件的最小量化位宽提供依据。

2.2 时间延迟误差

输入信号与输出反馈信号的同步是 DPD 系统中必须解决 的关键问题。信号在实际系统中的传输存在时间延迟,所以实 际的 DPD 系统中,输入信号必然会比输出反馈信号超前一段 时间。即使对信号进行环路延迟校正,输入与输出反馈信号之 间理论上也会存在延迟误差,一般情况下时间延迟误差 $\tau \in [-T_{*}/2 \quad T_{*}/2], T_{*}$ 为信号采样周期。

2.3 频率误差

在 DPD 系统中,输入信号经过几次频谱搬移由基带到射频,又由射频到基带,最终到达输出反馈端,因此输入信号与输 出反馈信号之间可能会存有频率误差(偏差),尤其是当信号 各频谱搬移单元的时钟不是由同一时钟源提供时,频率误差问 题将更为严重。

2.4 相位误差

在实际的硬件系统中,相位误差主要由两部分构成,分别 是相位偏差和相位噪声。相位偏差在大多数情况下是一个确 定量,主要由时钟不同的初始相位引入。尤其是在数字域,各 种时钟虽有同一参考时钟提供基准频率,但经过几次倍频和分 频后各时钟信号初始相位可能会变得不可控,因此在信号频谱 搬移(混频)过程中,仍会引入初始相位偏差。而相位噪声是 一个随机量,主要由时钟或振荡器本身的工艺和热噪声引起。 当输出反馈信号只存在相噪干扰的情况下可以表示为

$$z(n) = x(n) \exp(j\varphi(n))$$

(4)

其中:z(n)为输出反馈信号,x(n)为输入信号, $\varphi(n)$ 为随机相 噪。根据文献[14]中的论述,一般情况下 $\varphi(n) \ll 1$,则

$$\exp(j\varphi(n)) \approx 1 + j\varphi(n) \tag{5}$$

$$z(n) = x(n)(1 + j\varphi(n)) = x(n) + jx(n)\varphi(n)$$
(6)

因此,可以认为相位噪声通过乘积运算与信号混频后主要 是以一定信噪比的加性零均值平稳^[14](高斯白)随机噪声的 形式存在。因此相位噪声对 DPD 的影响可以采用与量化误差 影响类似的分析方法进行分析。

3 基带误差仿真模型

如图 1 所示, $x_{PA}(t)$ 、 $y_{PA}(t)$ 为实际功放的输入/输出信号。 根据信号处理方面的相关理论^[15],其复包络基带表示为

$$x_{\text{PA}}(t) = \text{Re}[x(t)\exp(j2\pi f_0 t)]$$

$$y_{\text{PA}}(t) = \text{Re}[y(t)\exp(j2\pi f_0 t)]$$
(7)

其中:x(t)、y(t)为信号 x_{PA}(t)、y_{PA}(t)的等效基带表示;f₀为载 波频率。根据式(7)可以建立功放射频输入/输出信号与基带 复包络信号的联系。基带功放行为模型的输入/输出关系可以 表示为

$$y(n) = \alpha(|x(n)|) \times x(n) \times \exp(\beta(|x(n)|)) =$$
$$x(n) \times \text{HPA}(|x(n)|)$$
(8)

其中:x(n)、y(n)为x(t)、y(t)的离散表示; $\alpha(|x(n)|)$ 、 β (|x(n)|)分别为 PA 的 AM/AM、AM/PM 非线性调制特性; HPA(|x(n)|)为 PA 总的非线性调制特性函数,该函数的自 变量为|x(n)|,即只与输入幅度有关。在 DPD 系统中,x(n)为系统的输入信号,y(n)为 $y_{PA}(t)$ 经理想情况下变频后的输 出反馈信号。根据预失真理论^[10],DPD 应具有功放的逆非线 性特性,则 DPD 特性函数可以表示为

HPA⁻¹(
$$|x(n)|$$
) = $\frac{x(n)}{y(n)}$ (9)

由于实际的信号发射通路与接收通路之间存在着频率与 相位偏差。引入频率误差与相位偏差影响,式(7)变化为

$$\begin{aligned} x_{\rm PA}(t) &= \operatorname{Re}[x(t)\exp(j2\pi f_0 t)]\\ \gamma_{\rm PA}(t) &= \operatorname{Re}[z(t)\exp(j(2\pi (f_0+\Delta f)t+\Delta \varphi))] \end{aligned} \tag{10}$$

其中: Δf 为频率误差, $\Delta \varphi$ 为相位偏差, *z*(*t*) 为实际 DPD 的输出 反馈信号。则在具体硬件中实际得到的输出反馈信号为

$$n) = y(n) \exp\left[-j(2\pi\Delta f \times n + \Delta\varphi)\right]$$
(11)

其中:*z*(*n*)是*z*(*t*)的离散表示,而时间延迟误差和相位噪声的 引入会导致输入信号的进一步变化。最终,预失真器的特性式 (9)变为

$$\mathrm{HPA}^{-1}(|x(n)|) = \frac{x(n-\tau) + v(n)}{y(n)\exp[-j(2\pi\Delta f n + \Delta\varphi)] + \eta(n)} \quad (12)$$

其中:v(n)、η(n)为量化误差和相位噪声所引入的加性白噪 声;τ为时间延迟误差。根据式(12)可以建立数字域基带环境下 行为级功放对各种误差敏感度的测试仿真系统,如图2所示。



4 仿真实验

仿真系统采用如图 2 所示的基带误差模型,测试 DPD 系 统对各种误差的敏感度。整个仿真系统配置如下:a)信号源 采用 4096 子载波的 OFDM 信号,在时域对信号进行归一化,峰 均功率比(PAPR)为9.28 dB,并以四倍于信号带宽的采样频 率对 OFDM 信号进行采样,即 $f_s = 4f_r, T_s = \frac{T_{\Delta}}{4}$,其中 f_s 与 T_s 为 信号的采样频率和采样周期;b)DPD 采用记忆多项式模型,记 忆深度为4,多项式阶数为7;c)采用两个量化指标对系统预失 真性能进行衡量,分别是归一化均方误差(NMSE)与相邻信道 功率比(ACPR),NMSE 表征信号带内失真特性,而 ACPR 表征 信号的带外频谱扩展情况,其具体定义如下:

NMSE = 10log
$$\left(\frac{\sum_{i=1}^{n} |x_{o}(i) - y_{o}(i)|^{2}}{\sum_{i=1}^{n} |x_{o}(i)|^{2}} \right)$$
 (13)

$$ACPR = 10\log\left(\frac{E(P_{adj}(\omega))}{E(P_{ch}(\omega))}\right)$$
(14)

其中: $x_{o}(i)$ 、 $y_{o}(i)$ 分别代表系统的归一化输入信号与行为级 功放的归一化输出信号; $P_{adj}(\omega)$ 、 $P_{ch}(\omega)$ 分别代表信号的邻道 与带内功率。

4.1 理想情况下,预失真器非线性补偿效果

在理想情况下,DPD 的非线性补偿效果如图 3~5 所示。 图 3、4 分别显示了 DPD 对 PA 幅度与相位的补偿特性,由图中 所示,补偿后的 AM/AM 与 AM/PM 曲线更趋近于线性化,曲线 宽度的变窄代表着记忆效应的减弱。图 5 显示了输入信号、失 真信号和补偿信号的功率谱比较。由图 5 可知,在引入 DPD 补偿前后,信号的 ACPR 指标有近 20 dB 的改善,且 DPD 补偿 后的输出信号与原有输入信号的功率谱基本相同。DPD 引入 前后的带内、带外性能指标如表 1 所示。



信号	NMSE/dB	ACPR/dB
输入信号	Null	-51.7
失真信号(无 DPD 补偿)	-21.8989	-28.1
补偿信号(理想补偿)	-46.1482	- 50. 3

4.2 量化误差对 DPD 系统的影响(量化位宽的确定)

输入信号功率谱如图 5 所示,输入信号的 ACPR 指标为 -52 dB,从而可以认为原始输入信号的 SNR_{in}大于 52 dB。而 量化误差相当于在原有输入信号中引入一定的白噪声。为了 实现理想情况下 DPD 的补偿效果,应首先保证量化后的输入 信号 SNR 大于 52 dB。则根据式(3)可得

$$SNR = 6.02b + 10.79 + 10\log_{10}0.1179 > 52$$

(15)

 $\Rightarrow b > 8.3$

由式(15)计算可得,量化位宽应大于9 bit 才能近似得到 如图5所示的补偿效果。图6显示了量化位宽在5~13 变化 时,补偿信号的 NMSE 与 ACPR 指标变化。如图6所示,当位 宽为9 bit 时,信号的 NMSE 与 ACPR 指标已经接近理想情况 下的补偿效果。



4.3 时延误差对 DPD 系统的影响

图 7 中分别描述了输入信号比反馈信号超前或延迟一定 时延误差 τ 情况下的补偿信号带内指标 NMSE 和带外指标 ACPR 变化。如图 7 所示,DPD 系统中带内指标 NMSE 在 $\tau > 0$ 和 $\tau < 0$ 的情况下,NMSE 随 $|\tau|$ 的变化而显示出相同的变化趋 势,而带外指标 ACPR 在 $\tau > 0$ 和 $\tau < 0$ 的情况下的变化趋势略 有不同:ACPR 对输入信号的超前时延误差更为敏感,这一现 象与文献[16]的结论相同。综合观察可知,带内指标与带外 指标相比,带内指标对系统时延误差的影响更为敏感,当

 $|\tau| > \frac{T_s}{256}$ 时,补偿信号的带内指标已经开始出现明显恶化,当

 $|\tau| > \frac{T_s}{8}$ 时,补偿信号的带内指标已与未引入 DPD 补偿情况 下的失真信号带内指标相同。如果以带内指标一个数量级的

改善为目标,即 NMSE 降低 10dB,那么时延误差 $|\tau|$ 应小于 $\frac{T_s}{16}$,即 OFDM 码元周期的 1/64,这一结论与文献[4,17]的结论

通过本节时延误差对 DPD 系统影响的仿真,发现带内指标比带外指标对误差的敏感度更高,因此部分文献中只采用带外指标仿真和分析各种误差对 DPD 系统影响的方法是不充分的,最终得到的仿真结果与实际性能会有较大差距。

4.4 频率误差对 DPD 系统的影响

图 8 描述了 DPD 系统在不同相对频差情况下,补偿信号 的带内带外指标变化。



$$f_{re} = \frac{f_e}{f_{\text{band}}} \tag{16}$$

其中:fe 为绝对频率误差,fband为信号带宽。该图进一步证实了

4.3 节的结论,即 NMSE 对误差敏感度更高。从图 8 中可知, 只有当相对频差小于 10⁻⁶时,补偿信号带内指标相对失真信 号带内指标才有一个数量级以上的改善。

4.5 相位误差对 DPD 系统的影响

4.5.1 相位偏差对 DPD 系统的影响

如图 9 所示, NMSE 对相位偏差的敏感度比 ACPR 要高。 当相位偏差在(-π/2 π/2)之间变化时,相位偏差对 ACPR 指标基本上无影响,但对带内指标 NMSE 影响明显。当相位偏 差的绝对值大于 π/128 时,补偿信号的 NMSE 改善已经不到 一个数量级。

4.5.2 相位噪声对 DPD 系统的影响

图 10 显示了输出反馈信号在不同信噪比情况下,系统补 偿信号的 NMSE 与 ACPR 指标变化。相位噪声对 DPD 补偿性 能的影响与量化误差对 DPD 系统的影响类似。采用如4.2 节 类似的信噪比分析方法,为了最大限度地保证信号特征不被噪 声所淹没,根据式(6)可以得到对噪声分量功率的限制条件:

$$\operatorname{SNR} = 10 \, \log \left(\frac{E(|x(n)|^2)}{E(|jx(n)\varphi(n)|^2)} \right) > 52 \, \mathrm{dB}$$
(17)

由于 $\varphi(n) \ll 1$,可以假设

$$\frac{E(|x(n)|^2)}{E(|jx(n)\varphi(n)|^2)} \approx \frac{1}{E(|\varphi(n)|^2)}$$
(18)

则式(17)变为

$$10 \log \left(\frac{1}{E(|\varphi(n)|^2)} \right) > 52 \tag{19}$$

即 *E*(|*\varphi*(*n*)|²) <10^{-5.2}(该值只是一个必要条件,求得相噪平 均功率后,对于高斯白噪声,基本可以确定其噪声信号的统计 分布,对于其他的相噪统计模型,如阿伦方差时域表示,相噪的 平均功率也是该模型的一个必要参量)时,反馈信号信噪比大 于52 dB。考虑到时钟信号加载到系统后,经多个有源器件后噪声 会进一步恶化,因此该值基本上为时钟噪声指标容限的上界。



4.6 综合误差对 DPD 系统的影响

综合各种误差分量,分别进行如下配置的两次典型实验。 典型实验 1:量化位宽 9 bit,时延误差为 $T_s/16$,相对频差为 10^{-6} ,相位偏差为 $\pi/128$;典型实验 2:量化位宽为 12 bit,时延 误差为 $T_s/32$,相对频差为 10^{-7} ,相位偏差为 $\pi/256$ 。实验结果 如表 2 所示。表中显示各误差分量综合会加剧系统指标的恶化。 表 2 综合误差对 DPD 系统的影响

		H O TALL T		
实验 -	NMSE/dB		ACPR/dB	
	失真信号	补偿信号	失真信号	补偿信号
典型实验1	- 20. 7334	-26.5584	- 28	- 48
典型实验2	-21.3917	- 33. 7976	- 28	- 50

通过一系列的仿真实验和分析,针对本文仿真中所采用的 OFDM 输入信号,在具体硬件设计中应满足如下要求:数字板 的字长、ADC 位宽应大于 12 bit;在输入与输出反馈信号比较 端的输入信号一侧引入延迟单元(为保证补偿精度,可以采用 高采样率方案^[18]、锁延环方案^[19]或插值滤波方案^[20]);在输 出反馈信号一侧引入频率、相位偏差补偿单元;系统的上下变 频时钟采用低相噪的同一时钟源。

5 结束语

本文通过对实际 DPD 系统中的各种误差成分进行分析, 建立了体现这些误差分量的基带误差模型,并通过该模型对各 种误差分量对 DPD 系统的影响进行了大量细致的仿真与分 析。通过该模型的仿真实验可以确定实际 DPD 系统中各主要 部件的基本系统指标,从而有效降低后期 DPD 实现过程中的 调试工作量以及最大程度地提高软件仿真验证结果在真实环 境下的复现能力。

参考文献:

- SEVIC J F, STAUDINGER J. Simulation of power amplifier adjacent channel power ratio for digital wireless communication systems [C]// Proc of the 47th IEEE Vehicular Technology Conference. 1997: 681-685.
- [2] RYLYAKOV A V, SCHOW C L, LEE B G, *et al.* Transmitter predistortion for simultaneous improvements in bit rate, sensitivity, jitter, and power efficiency in 20Gb/s CMOS-driven VCSEL links[J].
 Lightwave Technology, 2012, 30 (4): 399-405.
- [3] PRESTI C D, KIMBALL D F, ASBECK P M. Closed-loop digital predistortion system with fast real-time adaptation applied to a handset WCDMA PA module[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(3): 604-618.
- [4] NAGATA Y. Linear amplification technique for digital mobile communications [C]//Proc of IEEE Vehicular Technology Conference. 1989: 159-164
- [5] STAPLETON S P, KANDOLA G S, CAVERS J K. Simulation and analysis of an adaptive predistorter utilizing a complex spectral convolution[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1992, 41(4): 387-394.
- [6] CAVERS J K. New methods for adaptation of quadrature modulators and demodulators in amplifier linearization circuits[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1997, 46(3): 707-716.
- [7] DING L, ZHOU G T, MORGAN D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials [J]. IEEE Trans on Communications, 2004, 52(1): 159-165.
- [8] GILABERT P L, CESARI A, MONTORO G, et al. Multi-lookup table FPGA implementation of an adaptive digital predistorter for linearizing RF power amplifiers with memory effects [J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(2): 372-384.
- [9] LEE Y S, LEE M W, JEONG Y H. A wideband analog predistortion power amplifier with multi-branch nonlinear path for memory effect compensation [J]. Microwave and Wireless Components Letters, 2009, 19(7): 476-478.
- [10] KIM J, KONSTANTINOU K. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory [J]. Electronics Letters, 2001, 37(23): 1417-1418.
- [11] CHEONG M Y, WERNER S, BRUNO M J, et al. Adaptive piecewise linear predistorters for nonlinear power amplifiers with memory
 [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2012,59(7): 1519-1532. (下转第 3681 页)



图 8 不同控制方法仿真比较

表1为不同控制方法动态性能指标的对比,从表中可以看 出,直接转矩电流滑模变结构控制调节时间更短,基本无超调, 抑制扰动能力较好,此仿真比较结果在实物实验上也得到 验证。

击太舟船山於

0.011

0.045

0.032

0.024

祝1 切芯III比权						
控制方法	调节时间/s	超调量	扰动抑制/rad			
直接转矩电流滑模控制	4.0	0	0.02			
模糊控制	5.6	0	0.03			

± 1

9.0 图 9 为实验室自主研制的电动车 Rowell 实物图。

7.0



图 9 电动车 Rowell 实物

结束语 4

智能控制

PID 算法控制

本文对电动车平衡控制时的受力进行了分析,构建了基 于扩展卡尔曼滤波器,将多个传感器信号进行融合,综合检 测车身姿态信息,得出车身姿态的最优估计;设计了电动车 平衡控制系统,先构建了直接转矩电流伺服单元,再与滑模 控制器结合,重构直接转矩滑模变结构控制器,对电动车平 衡进行控制。

a) 滤波实验结果表明, 经过滤波后, 传感器信号的噪声误 差明显减少,静态时陀螺仪的零位漂移误差得到了较好的修 正,动态时倾角计输出波形也更加平稳。

(上接第3677页)

- [12] WIDROW B, KOLLÁR I. Quantization noise in digital computation, signal processing, control, and communications [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2008.
- [13] 程佩青. 数字信号处理教程 [M]. 北京:清华大学出版社, 1995.
- [14] POLLET T, MOENECLAEY M, JEANCLAUDE I, et al. Effect of carrier phase jitter on single-carrier and multi-carrier QAM systems [C]//Proc of IEEE Communications Conference. 1995: 1046-1050.
- [15] OPPENHEIM A V, WILLSKY A S. Signal and systems [M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall Inc., 1997.
- [16] HAMMI O, YOUNES M, VASSILAKIS B, et al. Digital predistorters sensitivity to delay alignment resolution [C]//Proc of IEEE Radio and Wireless Symposium. 2009: 606-609.

b)仿真对比实验表明,系统受扰动后,该方法相比其他传 统方法,调节时间更短,无超调,鲁棒性更强,控制系统的动态 性能得到提高并且更加稳定。

参考文献:

- [1] USHIMI N, AOBA Y. Development of a two-wheels caster type of odometer with a dual shaft for omnidirectional mobile robots [J]. Procedia Engineering, 2012, 2(41): 163-169.
- [2] 李明爱, 焦利芳, 乔俊飞, 自平衡两轮机器人的分层模糊控制 [J]. 控制工程, 2009, 16(1): 81-94.
- [3] 王光林. 两轮电动车自平衡控制算法的研究 [D]. 广州: 华南理 工大学,2011.
- [4] 郜园园,阮晓钢,宋洪军,等.两轮自平衡机器人惯性传感器滤波 问题的研究[J]. 传感技术学报,2010,23(5):697-700.
- [5] 李晶,范九伦.一种基于卡尔曼滤波的运动物体跟踪算法[J]. 计 算机应用研究,2010,27(8):3162-3164.
- [6] 张建军.基于改进的扩展卡尔曼滤波伺服系统建模技术研究[J]. 计算机应用研究,2012,29(3):944-946.
- [7] 钱华明,夏全喜,阙兴涛.等.基于 Kalman 滤波的 MEMS 陀螺仪滤 波算法[J]. 哈尔滨工程大学学报,2010,31(9):1217-1222.
- [8] 吉训生,王寿荣. MEMS 陀螺仪随机漂移误差研究[J]. 宇航学 报,2006,27(4):640-642.
- [9] 顾绳谷. 电机及拖动基础 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [10] FENG Yi, HUANG Shu-huai, LI Jun-chao, et al. Application of direct torque control to electric screw presses for speeding up torque response and reducing starting current [J]. Journal of Chongqing University: English Edition, 2009, 8(2):97-104.
- [11] NEILA M B R, TARAK D. Adaptive terminal sliding mode control for rigid robotic manipulators[J]. International Journal of Automation and Computing, 2011,8(2);215-220.
- [12] JIN Yong-qiang, LIU Xiang-dong, QIU Wei, et al. Time-varying sliding mode control for a class of uncertain MIMO nonlinear system subject to control input constraint [J]. SCIENCE CHINA, 2010, 53 (1):89-100.
- [13] 李明爱, 焦利芳, 乔俊飞. 自平衡两轮机器人的分层模糊控制 [J]. 控制工程, 2009, 16(1): 81-94.
- [14] WU Wei, MA Xiao-ning, WANG Ji-jun. Intelligent control in twowheel self-balanced robot [C]//Proc of International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering. 2010: 470-473.
- [15] LIU Kun, BAI Ming, NI Yu-hua. Two-wheel self-balanced car based on Kalman filtering and PID algorithm [C]//Proc of the 18th IEEE International Conference on Industrial Engineering and Engineering Management. 2011:281-285.
- [17] BANELLI P. Error sensitivity in adaptive predistortion systems[C]// Proc of Global Telecommunications Conference. 1999: 883-888.
- [18] MINGLU J, SOOYOUNG K, AHN D, et al. A fast LUT predistorter for power amplifier in OFDM systems [C]//Proc of IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2003: 1894-1897.
- [19] LIN Wei-ming, TENG Kuang-fu, LIU Shen-luan. A delay-locked loop with digital background calibration [C]//Proc of IEEE Solid-State Circuits Conference. 2009: 317-320.
- [20] LI Hao, KWON D H, CHEN De-ming, et al. A fast digital predistortion algorithm for radio-frequency power amplifier linearization with loop delay compensation [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(3): 374-383.