

IR-UWB 系统中基于能量检测的 TOA 估计

罗珊珊^{1,2}, 李 强^{2,3}, 丁广太¹, 王营冠², 何 为³

(1. 上海大学 计算机工程与科学学院, 上海 200444;

2. 中国科学院 上海微系统与信息技术研究所, 上海 201899;

3. 上海物联网有限公司, 上海 201899)

摘要:针对传统能量检测算法中到达时间(TOA)估计精度不高的问题,提出了一种基于 MMR 进行归一化门限设置的 TC 算法。首先,产生符合 FCC 频率限制的脉冲超宽带(IR-UWB)信号;其次,建立 IEEE802.15.4a(CM1,CM2)信道模型,得到接收信号;最后,对所接收信号进行能量分析,得到 TOA 估计。利用所接收能量块中最大最小值的算术平均值和整个能量采样序列的均值设置 MMR-TC 算法的阈值,既包括了噪声,也包括了有用信号。仿真结果表明:MMR-TC 的 MAE 总体性能均优于经典的 MES、MES_SB 和 TC;通过仿真实验确定了能量阈值;特别是在低 SNR 时,CM1 信道下 MAE 约低于经典 TOA 估计算法的 10%,CM2 信道下约为 20%;所提算法几乎在所有信噪比范围内都能有效提高 TOA 估计精度。

关键词:超带宽;到达时间估计;能量检测

中图分类号:TN925

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2016)11-0134-05

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2016.11.030

TOA Estimation Based on Energy Detection for IR-UWB System

LUO Shan-shan^{1,2}, LI Qiang^{2,3}, DING Guang-tai¹, WANG Ying-guan², HE Wei³

(1. School of Computer Engineering and Science, Shanghai University, Shanghai 200444, China;

2. Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201899, China;

3. Shanghai Internet of Things Co., Ltd., Shanghai 201899, China)

Abstract: Focused on the issue of the low accuracy of TOA estimation based on energy detection method, a TC (Threshold Comparison) algorithm is proposed whose normalized threshold is set based on the MMR (Maximum and Minimum to Mean energy sample Ratio) criteria of the energy samples. Firstly, the IR-UWB signal is generated that meets the FCC's limitation. Secondly, CM1 and CM2 are established based on the standard IEEE802.15.4a channel models. Finally, TOA estimation is gotten by analyzing the energy of received signal. The threshold is computed by the mean energy of the maximum block and the minimum block and the mean energy of all energy block, both with noise and signal. The simulation shows that its overall performance is much better than the classical algorithm like MES (Maximum Energy Selection), MES_SB (Maximum Energy Selection-Search Back) and TC. The parameters of threshold are obtained by experiments, especially in the low SNR situation, the proposed algorithm achieves the lower MAE (Mean Absolute Error), which is lower 10% in CM1 and 20% in CM2. The proposed algorithm can effectively improve the TOA estimation accuracy at nearly all SNR ranges.

Key words: UWB; TOA estimation; energy detection

1 概述

近几年,基于位置的服务(Location Based Service)已经在军事、交通、物流、医疗、民生等领域得到了广泛

应用。全球定位系统(Global Position System, GPS)能在室外环境中达到很好的精度,但针对室内环境却无能为力。而如今人们大多数时间都处于室内环境,对

收稿日期:2016-01-03

修回日期:2016-04-13

网络出版时间:2016-09-19

基金项目:上海市浦江人才计划项目资助(14PJ1433100)

作者简介:罗珊珊(1991-),女,硕士研究生,助理研究员,研究方向为 UWB 室内定位算法与应用;李 强,博士,研究员,研究方向为无线通信与传感网;丁广太,博士,副教授,研究方向为图像分析、嵌入式系统、离散事件动态系统理论;王营冠,博士,研究员,研究方向为无线传感网;何 为,博士,副研究员,研究方向为传感网与定位。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20160919.0841.032.html>

室内定位的需求变得日益迫切。

邓中亮等提出未来定位的发展趋势就是要实现室内外的无缝高精度定位^[1]。而要实现这一目标,仍然存在很多问题。

在目前主流的几种室内定位技术中,脉冲超宽带(Impulse Radio-Ultra Wide Band, IR-UWB)因其超高的时间分辨率使得测距精度能达到厘米级而越来越受到重视^[2]。脉冲超宽带结构相对简化、硬件易实现,并且具有强抗多径衰落能力、强穿透能力、功耗低等优点。相比于其他室内定位方式,如蓝牙、RFID、Wi-Fi 等,脉冲超宽带更具优势。

为了利用 UWB 纳秒级的高时间分辨率的优点,文中采用基于到达时间(Time Of Arrival, TOA)的测距方法。

文献[3]采用匹配滤波(Matched Filter, MF)进行 TOA 估计,该方法属于相干估计,能达到很高的精确度,但是它依赖高采样率的设备,成本很高,同时接收端很难产生精确的匹配模板,算法需要进行相关检测、幅值估计等运算使得计算变得复杂。在大多数实际应用中都采用基于能量检测(Energy Detection, ED)的非相干估计方式,该方式通过对接收信号能量采样序列设置归一化门限,以最先超过门限值的那个能量块作为所估计的 TOA。最大能量选择(Maximum Energy Selection, MES)算法选择最大能量块作为阈值^[3-4],然而在复杂的多径室内环境中,最强径(Strong Path, SP)往往不是直达径(Direct Path, DP),特别是在噪声较大的环境中,DP 淹没在了噪声中。此时采用 MES 算法会使得 TOA 估计误差较大,造成定位不准确^[4-5]。固定阈值(Threshold Comparison, TC)算法以最大能量值的一定百分比作为阈值,但并不能在所有的信噪比范围内达到很高的精度^[4-5]。基于最大能量块的回溯窗口(Maximum Energy Selection-Search Back, MES-SB)算法是在 MES 算法基础上实现的,也注定了它的定位精度不会太高^[4]。

针对 ED 估计方式,之前所述的三种方法只是检测出 DP 所在的能量块,而对具体的 TOA 估计还没有确定,一般都选取所在能量块的中心位置。这就涉及到两步 TOA 估计问题,文献[6]是较早提出相干估计和非相干估计相结合的两步 TOA 估计算法。考虑到可操作性,文中也选取了基于能量检测的两步 TOA 估计方式^[7],提出一种基于能量采样序列的最大最小均值比(Maximum and Minimum to Mean energy sample Ratio, MMMR)来设置归一化门限的 TC 算法。与已有的几种经典的 TOA 估计算法相比^[4-8],该算法在不同信道模型下几乎在所仿真的信噪比范围内获得了较好的性能,验证了 MMMR-TC 算法的有效性。

2 系统模型

2.1 接收信号的数学模型

多径环境下的 IR-UWB 接收信号可表示为:

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} k_j \omega_p(t - jT_f - c_j T_c) + n(t) \quad (1)$$

其中, j 、 T_f 分别为帧序号和帧周期; T_c 表示码片持续时间,一帧内码片数 $N_c = T_f/T_c$; 随机极性码 $k_j = \pm 1$; $c_j^{(k)} \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$ 是为不同用户节点分配的跳时序列,用于避免灾难性碰撞和平滑功率谱密度; $n(t)$ 表示均值为零,双边功率谱密度为 $N_0/2$, 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声; $\omega_p(t)$ 为单个脉冲经多径后到达接收端的波形:

$$\omega_p(t) = \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{i=1}^L \alpha_i \omega(t - \tau_i) \quad (2)$$

其中, E_b 为符号能量; N_s 为传输一个符号所需脉冲数; L 为多径数; α_i 为各多径衰减系数; $\omega(t)$ 为单径脉冲波形,文中选取高斯二阶脉冲。

不失一般性,假设随机极性码 k_j 恒为 1,接收信号预先已取得帧同步,即估计的 TOA 保证在一帧周期内,可避免帧间干扰^[9]。

2.2 基于能量检测的两步 TOA 估计

两步 TOA 估计,即首先采用非相干估计(能量检测)估计出 DP 所在能量块,再利用相干估计得到所估计的 TOA。这样既保证了定位准确度,也保证了可操作性,在估计精度和复杂度上进行了折中,在实际应用中被广泛采用^[10-11]。文献[12]针对前人提出的两步 TOA 估计算法作了深刻剖析。

考虑到可操作性,文中采用基于能量的两步非相干算法,其基本流程如图 1 所示^[13]。

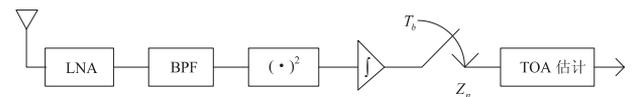


图 1 基于能量检测的 TOA 估计

经过多径信道后的接收信号通过低噪声功率放大器 LNA、带通滤波器 BPF 和平方积分之后,得到接收信号能量采样序列 Z_n ,设置积分间隔为 T_b ,则能量块数 $N_b = \lfloor T_f/T_b \rfloor$ 。为使结果更精确,可选取不同帧中的能量块做平均。其中每一帧中能量块为接收信号在 T_b 间隔内的积分结果。

3 基于 MMMR 的最优归一化门限设置算法

3.1 MMMR 算法的提出

基于门限阈值算法的关键是对归一化门限的设置,只要门限值设置合适,那么就能准确提取出 DP 所在的能量块。吴绍华等已经对两步 TOA 估计进行了比较深刻的分析^[7,12],针对已经存在的三种经典的

TOA 算法 (MES, TC 和 MES_SB) 进行了各自优缺点分析, 同时也提出了一种通过接收能量序列的最大最小比 (Maximum to Minimum energy sample Ratio, MMR) 设置归一化门限的方法。其中, 归一化门限定义为:

$$K_{opt} = \frac{K - \min\{Z_n\}}{\max\{Z_n\} - \min\{Z_n\}} \quad (3)$$

文中在此方法基础上提出 MMMR, 定义如下:

$$MMMR = 10\lg\left(\frac{\text{mix}(Z_n)}{\text{mean}(Z_n)}\right) = 10\lg\left(\frac{(\max(Z_n) + \min(Z_n))/2}{\text{mean}(Z_n)}\right) \quad (4)$$

该算法的基本思想是利用两个均值之比, $\text{mix}(Z_n)$ 是能量采样序列中的最大最小值的算术平均值, $\text{mean}(Z_n)$ 是整个接收能量采样序列的均值。前者既考虑了接受能量采样序列中的最强径, 也考虑了最弱径, 既包括了噪声, 也包括了有用信号, 在低 SNR 时可更好地探测出有用信号即 DP 所在能量块。这样设置出的归一化门限均考虑到噪声和有用信号, 从整体上体现了整个信道的信号传输情况, 使得最大最小均值比能更好地反映信道特征和信噪比。所以期望找到 MMMR 值与最优归一化门限之间的函数关系, 进而进行门限动态设置。

3.2 仿真环境说明

文中所有的仿真结果均在 MATLAB 上进行编译完成, IR-UWB 信号采用脉冲持续时间 $T_p = 1$ ns、帧周期 $T_f = 200$ ns 的高斯二阶脉冲, 为方便说明, 不进行调制, 并假设一个脉冲传送一个符号, 即 $N_s = 1$, 采样率设为 40 GHz, 跳时序列最大码值 $c_{max} = 50$ 。仿真信道选取 IEEE802.15.4a 标准下的 CM1 信道和 CM2 信道^[14], 每次实验都进行 1 000 次的独立信道仿真。

图 2 是在 1 000 次独立的信道仿真下, MMMR 统计均值随信噪比的变化。可以看出, 不同信道下的 MMMR 值是不同的, 但总体走势一致, 当积分间隔 T_b 越大时, MMMR 值反而越小。

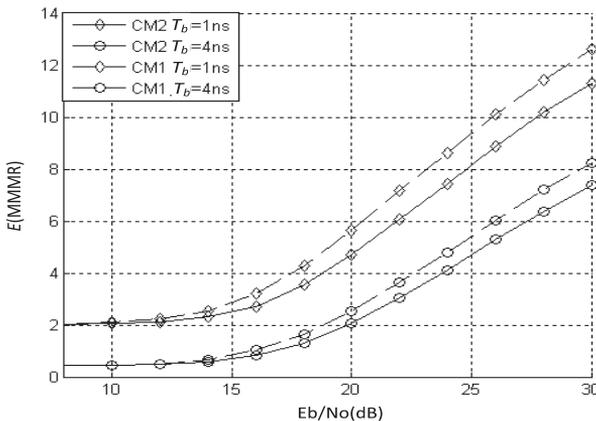


图 2 为数据 的统计均值随信噪比的变化

3.3 最优归一化门限与 MMMR 值之间的关系

为了找出 MMMR 和最佳归一化门限之间的关系, 考虑在 CM1 和 CM2 信道, $T_b = 1$ ns, $T_f = 200$ ns 时, 仿真信噪比设置为 {8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26, 28, 30} dB, 进行 1 000 次独立信道仿真, 得出平均绝对误差 (Mean Absolute Error, MAE) 与 MMMR 值之间的关系。其中, MAE 表达式为:

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |t_n - t_n^{\wedge}| \quad (5)$$

其中, t_n 为真实 TOA; t_n^{\wedge} 为估计 TOA。

观察 IEEE802.15.4a 标准下的 CM1 信道和 CM2 信道冲激响应的延迟剖面图^[14]。CM1 信道的所有能量均在 120 ns 以内, CM2 信道均在 200 ns 以内, 各次信道实现引入的真实 TOA 均匀分布于 (0, T_f)。

CM1 信道不同 MMMR 值时 TOA 估计的 MAE 随归一化门限 K 的变化如图 3 所示。

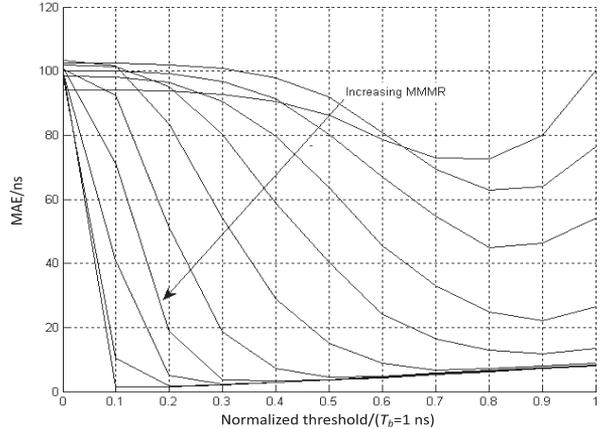


图 3 CM1 信道不同 MMMR 值时 TOA 估计的 MAE 随归一化门限 K 的变化

由图 3 可以看出, 随着 MMMR 值的增大, MAE 逐渐减小, 在每一个固定 MMMR 值使得 MAE 为最小的那个归一化门限值即为要找的最优归一化门限。通过大量实验仿真, 得到 CM1 和 CM2 信道, 设置 $T_b = \{1, 2, 4, 8\}$ ns 时, 得到图 4。

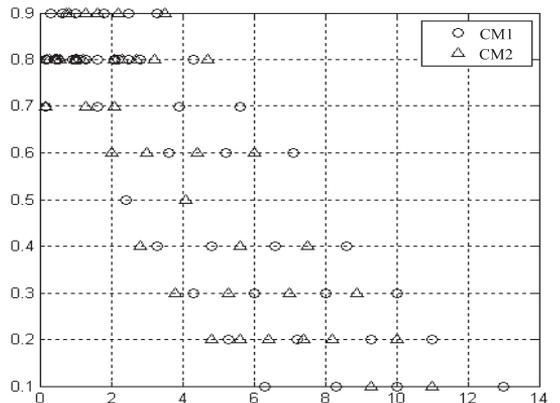


图 4 最优归一化门限 K_{opt} 与 MMMR 之间的关系

由图 4 可以看出,在相同 T_b 值时,CM1,CM2 两种不同信道下的关系拟合曲线走势大体一致,而且随着 T_b 值的增大,关系曲线形状并未发生较大改变,只是向左移了,通过拟合,得到最优归一化门限 K_{opt} 和 MMMR 的数学关系式为:

$$K_{opt} = a_1 * \sin(b_1 * r + c_1) + a_2 * \sin(b_2 * r + c_2) \quad (6)$$

为了保证拟合精度,文中不设置统一的参数,因为在不同的信道,不同的 T_b ,最优值是不同的,所以针对每一种情况各自单独设置最优拟合曲线,拟合公式均为式(4),只是不同信道下不同积分间隔各参数值不同,如表 1 和表 2 所示。

表 1 不同 T_b 值时 CM1 信道各模拟参数值

系数	1	2	4	8
a_1	1.266	1.083	8.038	1.808
b_1	0.253	0.315 7	1.296	1.216
c_1	-0.160 9	0.151 5	1.111	1.284
a_2	0.743 6	0.498 9	7.53	1.35
b_2	0.344 7	0.490 3	1.352	1.499
c_2	1.906	1.987	-2.094	-2.133

表 2 不同 T_b 值时 CM2 信道各模拟参数值

系数	1	2	4	8
a_1	0.760 3	1.069	29.62	13.27
b_1	0.216 1	0.376 5	1.227	1.311
c_1	0.790 6	-0.071 1	0.846 7	0.921 2
a_2	0.113	0.554 4	29.18	12.87
b_2	0.832	0.597 9	1.241	1.344
c_2	-1.353	1.528	-2.314	-2.26

通过上述参数拟合,可得到 CM1 和 CM2 信道下最优归一化门限 K_{opt} 与 MMMR 之间的关系。

3.4 MMMR-TC 算法流程

上面已得到在不同信道不同积分间隔通过 MMMR 设置最佳归一化门限的表达式,下面给出整个算法步骤:

(1)根据式(3)计算在不同信道、不同积分间隔时,当前接收能量采样序列的 Z_n 值以及 MMMR 值。

(2)通过表 1 选取合适参数,将所计算的 MMMR 值代入式(4),得到最佳归一化门限值 K_{opt} 。

(3)将 K_{opt} 代入式(3),得到门限阈值,即:

$$K = K_{opt} * \max(Z_n) + (1 - K_{opt}) * \min(Z_n) \quad (7)$$

(4)通过式(6)得到 TOA 估计。

$$\hat{\tau}_{MMMR-TC} = [\min\{n \mid Z_n > K\} - 0.5] T_b = \text{万方数据} \quad (8)$$

4 仿真结果和分析

在上述讨论的基础上,给出 MMMR-TC 算法仿真结果。仿真环境已在前面作过说明,积分间隔 = 1 ns,选取 CM1 和 CM2 信道,各进行 1 000 次的独立信道仿真,各次信道实现引入的真实 TOA 均匀分布于 (0, T_f)。仿真结果比较了三种经典的 TOA 估计算法和所提 MMMR-TC 算法的 MAE,通过多次尝试,设置 Fix-TC 算法固定门限为 0.5, MES_SB 算法回溯窗口设置为 40 ns。

图 5 给出了 $T_b = 1$ ns 时 CM1 信道和 CM2 信道下的仿真结果。

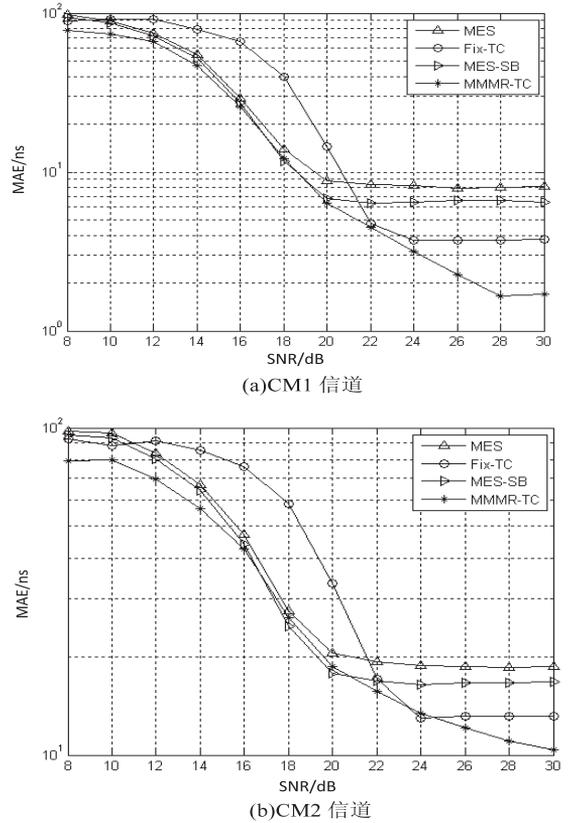


图 5 各算法 TOA 估计性能对比

可以看出,在两种不同的信道模式下,相比其他三种经典的 TOA 估计算法,MMMR-TC 算法几乎在所有的信噪比范围均能获得较小的平均绝对误差,特别是在低 SNR 时,CM1 信道下 MAE 约低于经典 TOA 估计算法的 10%,CM2 信道下约为 20%,在高信噪比阶段,MAE 也显著减少,验证了此算法的有效性。

5 结束语

在目前的 IR-UWB 测距系统中,已有的非相干能量检测算法各有优劣,没有一种算法能在所有的信噪比范围保持较好性能。文中提出的基于能量检测的 MMMR-TC 算法,是通过检测接收能量采样序列的 MMMR 值动态设置归一化门限。算法考虑了接收信

号的最大能量值、最小能量值和能量均值,既体现了信道的个体特征,同时也在一定程度上反映了接收信号所包含的信噪比信息,所以用 MMR 值来设置归一化门限是可行、有效的。实验结果证明,MMR-TC 算法同时适用于 CM1 和 CM2 信道模型,具有很强的通用性。另外,文中算法属于两步 TOA 估计方式,既保证了低计算量也保证了高精度。与几种经典的 TOA 估计算法相比,MAE 几乎在所仿真的信噪比范围内均有提高,为实现高精度室内定位奠定了良好的基础。

参考文献:

- [1] 邓中亮,余彦培,袁 协,等. 室内定位现状与发展趋势研究(英文)[J]. 中国通信,2013(3):42-55.
- [2] Wang Ping,Ruan Huailin. A method of indoor multi-path IR-UWB localization based on Bayesian compressed sensing [C]//Proceedings of 2012 IEEE 11th international conference on signal processing, Beijing:IEEE,2012.
- [3] Gezici S. A survey on wireless position estimation[J]. Wireless Personal Communications,2008,44(3):263-282.
- [4] Guvenc I,Sahinoglu Z. Threshold-based TOA estimation for impulse radio UWB systems[C]//Proc of IEEE international conference on ultra-wideband. Zurich, Switzerland: IEEE, 2005:420-425.
- [5] Badorrey R,Hernandez A,Choliz J,et al. Evaluation of TOA estimation algorithms in UWB receivers [C]//Proc of 14th European wireless conference. [s. l.]:[s. n.],2008.
- [6] Gezici S,Sahinoglu Z,Molisch A F,et al. A two-step time of

arrival estimation for impulse pulse-based ultra-wideband systems[C]//Proc of 13th European signal processing conference. [s. l.]:[s. n.],2005.

- [7] 吴绍华,张钦宇,张乃通. 新颖的基于门限比较的脉冲超宽带 TOA 估计算法[J]. 通信学报,2008,29(7):7-13.
- [8] Guvenc I,Sahinoglu Z. Multiscale energy products for TOA estimation IR-UWB systems [C]//Proc of IEEE global telecommunications conference. St. Louis, Missouri:IEEE,2005:209-213.
- [9] Tian Z,Giannakis G B. A GLRT approach to data-aided timing acquisition in UWB radios - Part I: algorithms[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2005,4(6):2956-2967.
- [10] Lee J Y,Scholtz R A. Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link[J]. Selected Areas in Communications,2002,20(9):1677-1683.
- [11] Chung W C,Ha D S. An accurate ultra wideband (UWB) ranging for precision asset location [C]//Proc of the IEEE conference on ultra wideband systems and technologies. [s. l.]: IEEE,2003:389-393.
- [12] 吴绍华,张乃通. 基于 UWB 的无线传感器网络中的两步 TOA 估计法[J]. 软件学报,2007,18(5):1164-1172.
- [13] Maali A,Mesloub A,Djeddou M,et al. Adaptive CA-CFAR threshold for non-coherent IR-UWB energy detector receivers [J]. IEEE Communications Letters,2009,12(13):959-961.
- [14] Molisch A F,Balakrishnan K,Chong C C,et al. IEEE 802.15.4a channel model - final report [EB/OL]. 2004. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.

(上接第 133 页)

- 2014,34(7):1915-1918.
- [9] 蒋逢灵. 分数阶混沌系统同步及其在保密通信中的应用 [D]. 湘潭:湖南科技大学,2012.
- [10] Yu J,Wu W,Wang C,et al. A stability control method of fractional complex Lorenz system with time-delay [C]//International conference on intelligent human-machine systems and cybernetics. [s. l.]:IEEE,2015:464-467.
- [11] Fowler A C,Gibbon J D,McGuinness M J. The complex Lorenz equations[J]. Physica D:Nonlinear Phenomena,1982,4(2):139-163.
- [12] Luo C,Wang X. Chaos generated from the fractional-order complex Chen system and its application to digital secure communication[J]. International Journal of Modern Physics C, 2013,24(4):1350025.
- [13] Luo C,Wang X. Chaos in the fractional-order complex Lorenz system and its synchronization[J]. Nonlinear Dynamics,2013,71(1-2):241-257.
- [14] 张若洵,杨 洋,杨世平. 分数阶统一混沌系统的自适应同

步[J]. 物理学报,2009,58(9):6039-6044.

- [15] Mahmoud G M,Mahmoud E E. Complete synchronization of chaotic complex nonlinear systems with uncertain parameters [J]. Nonlinear Dynamics,2010,62(4):875-882.
- [16] 刘 杰,陈士华,陆君安. 统一混沌系统的投影同步与控制 [J]. 物理学报,2003,52(7):1595-1599.
- [17] Wang X,Zhang Y,Lin D. Impulsive synchronization of hyperchaotic a class of fractional-order systems[J]. Chinese Physics B,2011,20(3):88-94.
- [18] 毛北行,王东晓,卜春霞. Lurie 混沌系统的脉冲控制同步 [J]. 华中师范大学学报:自然科学版,2012,46(3):297-299.
- [19] 王兴元,孟 娟. 超混沌系统的广义同步化[J]. 物理学报, 2007,56(11):6288-6293.
- [20] 赵灵冬. 分数阶非线性时滞系统的稳定性理论及控制研究 [D]. 上海:东华大学,2014.
- [21] 李安平,刘国荣,深细群. 不同阶分数阶混沌系统的同步与参数辨识[J]. 计算机工程与应用,2013,49(4):245-248.