

复杂环境下基于噪声匹配的最大多普勒频移估计

吴利平, 李 赞, 李建东, 陈 晨

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 本文针对城市复杂信道环境下的最大多普勒频移估计需求, 根据莱斯衰落信道中电平通过率(LCR)算法的理论推导, 提出了一种基于噪声匹配的最大多普勒频移估计算法. 所提算法通过对接收信号进行低通滤波处理, 实现干扰噪声与多普勒检测器之间的匹配, 从而有效提高最大多普勒频移的估计性能. 而且基于莱斯衰落信道下最佳滤波比值的分析和推导, 得到关于所提算法估计误差的两个重要推理. 蒙特卡罗仿真结果表明: 在低信噪比(SNR < 0dB)的典型城市环境下, 相比于现有的对数包络(LE)算法和修正自相关函数(MCOV)算法, 所提算法提高了估计性能2~5dB, 从而保证了最大多普勒频移的准确估计和移动通信系统的接收性能.

关键词: 最大多普勒频移估计; 莱斯衰落信道; 噪声匹配

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2011)04-0842-06

A Maximum Doppler Shift Estimation Based on Noise Matching Under the Complex Environment

WU Li-ping, LI Zan, LI Jian-dong, CHEN Chen

(State Key Laboratory of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: According to the demand of maximum Doppler shift estimation under the urban complex channel environment, a novel maximum Doppler estimation is proposed based on noise matching. Through a low-pass filter designed (LPF) to filter the received signal, interference noise and the Doppler detector can be matched, thus the estimation performance of the maximum Doppler shift is increased effectively. Furthermore, by theoretical deduction of the best filtering ratio in Rice fading channel, two important deductions about the estimated error of proposed algorithm are presented. Monte-Carlo simulation results show that compared with the existing algorithms based on logarithmic envelope (LE) and modified covariance (MCOV), the proposed algorithm improves estimation performance by 2~5dB under the typical urban environment and low signal-noise-ratio (SNR < 0dB) conditions. Therefore, proposed algorithm can ensure an accurate estimation of maximum Doppler shift and the receiving performance of mobile communication systems.

Key words: maximum Doppler shift; Rice fading channel; noise matching

1 引言

随着通信技术的飞速发展, 未来移动通信系统将提供全球性优质通信服务, 实现任何时间、任何地点、向任何人提供移动通信服务的最高目标, 因此移动通信的发展趋势是高数据速率、高移动性和无缝隙漫游^[1]. 根据3GPP标准, 3G通信系统在车速环境下和室内静止环境下分别提供144kbps和2Mbps的传输速率, 同时移动终端应具备从静止环境到500km/h移动环境的适应能力^[2]. 然而, 由移动性和多径传播引起的多径衰落和复杂恶劣的电磁环境是严重限制了通信系统的传输质量和通信

的可靠性, 必须采取分集、扩频、交织等抗多径衰落技术. 最大多普勒频移是描述终端移动速率和信道多径衰落特性的重要参数, 为了获得最佳的接收性能, 移动终端必须快速、实时、准确地估计出最大多普勒频移, 并根据频移动态调整接收系统参数^[3]. 此外, 最大多普勒频移估计在资源分配、越区切换和功率控制等方面也都发挥着重要作用, 因而受到国内外学者的广泛关注^[4].

现有的最大多普勒频移估计算法主要分为四类: 基于电平通过率(LCR/ZCR)的估计算法^[1]、基于相关函数(COV/ACF)的算法^[5]和基于功率谱算法^[6]和最大似然(ML)算法^[7]等. LCR/ZCR算法的优点是实现简单, 但

抗噪声性能较差;COV/ACF算法和循环功率谱算法的估计性能虽略优于LCR/ZCR算法,但计算复杂度比较高;ML算法要求背景噪声服从高斯分布特性,而且需提供准确的信噪比信息.此外,为了提高上述算法的估计性能,一些基于噪声抑制和信号预处理技术的改进算法被提出来,例如:Holtzman和Sampath提出了基于对数包络(LE)的估计算法^[8],但根据仿真结果分析该算法在低信噪比情况下的估计误差仍然比较大,而且不适用于莱斯信道;文献^[9]针对莱斯信道情况提出了修正相互函数(MCOV)算法,该算法需先对莱斯因子进行估计,但是当莱斯因子小于1时该算法的估计性能较差.

针对上述最大多普勒频移估计算法出现的抗噪声性能差、计算复杂度大、不适用莱斯衰落信道等关键问题,本文提出了一种基于噪声匹配的最大多普勒频移估计算法.所提算法通过对接收信号的低通滤波处理,实现背景噪声与多普勒检测器之间的匹配,从而改善低信噪比条件下最大多普勒频移的估计性能,保障城市复杂信道环境中移动通信系统的接收性能.

2 信道模型和性能分析

2.1 莱斯信道模型

如图1所示:在移动通信的信号传播过程中,会遇到各种建筑物、树木、植被、以及起伏地形,从而引起电波的反射或散射,致使接收信号成为许多路径波形的合成信号,从而导致信号幅度的急剧变化,引起多径衰落.典型的多径衰落有瑞利(Rayleigh)衰落和莱斯(Rician)衰落.当发射端和接收端不存在直达信号时,接收信号包络的服从瑞利分布;而当存在直达信号(LOS)时,接收信号包络服从莱斯分布,也称广义瑞利分布^[1].莱斯因子 K 定义为直达信号功率和散射信号功率之比,当 $K=0$ 时,接收信号包络服从瑞利分布;当 $K=\infty$ 时,信号服从高斯分布.

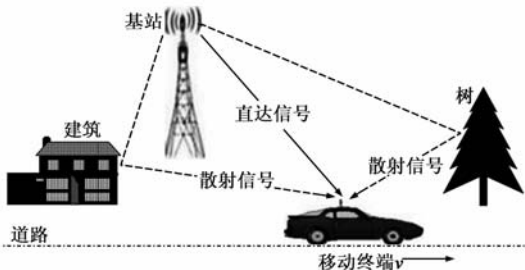


图1 城市复杂环境下的直达信号(LOS)和多径散射信号示意图

我们假设一个经过莱斯衰落信道的基带接收信号包络表示为^[3]:

$$r(t) = h(t) + v(t) \quad (1)$$

其中: $v(t)$ 表示功率谱密度为 $n_0/2$ 的高斯白噪声, $h(t)$ 表示方差为 σ_h^2 的接收信号,它由散射路径信号

$h_d(t)$ 和直达路径信号 $h_l(t)$ 组成:

$$h(t) = h_d(t) + h_l(t) = \sqrt{\frac{\sigma_h^2}{K+1}} \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^M e^{j(2\pi f_m \cos(\theta_i)t + \phi_i)} + \sqrt{\frac{K\sigma_h^2}{K+1}} e^{j(2\pi f_m \cos(\theta_0)t + \phi_0)} \quad (2)$$

式中的符号含义分别是: f_m 为最大多普勒频移, $f_m = vf_c/c$,单位Hz, v 和 f_c 分别为相对运动速度和载波频率; K 为莱斯因子,为直达信号 $h_l(t)$ 功率和散射信号 $h_d(t)$ 功率之比; θ_i 为信号到达角度,服从均匀分布 $p(\theta_i) = 1/2\pi$, $\theta_i \in [-\pi, \pi]$, $1 \leq i \leq M$; ϕ_i 为信号到达相位,服从均匀分布 $p(\phi_i) = 1/2\pi$, $\phi_i \in [-\pi, \pi]$, $1 \leq i \leq M$.

因此,我们对接收信号进行低通滤波处理(滤波带宽为 $[-B_v, B_v]$)后,其功率谱密度如图2所示.

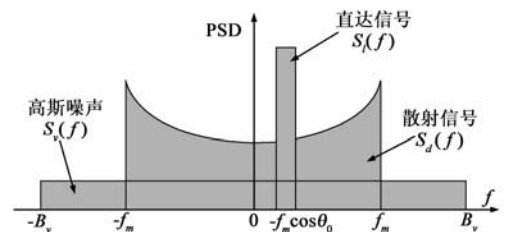


图2 经过低通滤波的接收信号功率谱密度

图中噪声项和有用信号项分别表示为:

$$S_v(f) = \begin{cases} \frac{n_0}{2}, & |f| \leq B_v \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

$$S_h(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_h^2}{2\pi f_m (K+1) \sqrt{1 - (f/f_m)^2}}, & -f_m \leq f \leq f_m \\ \frac{K\sigma_h^2}{2(K+1)} \delta(f - f_m \cos \theta_0), & 0 \leq |f| \leq f_m \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

最大多普勒频移是描述终端移动速率和信道多径衰落特性的重要参数,移动终端可以利用信道参数和接收信号的统计特性进行计算,如信号包络的电平通过率、信道估计参数包络的相关性或包络对数的差平方均值等等.然而,由于移动信道的复杂传输特性,存在的各种广播、雷达无线电干扰严重影响到最大多普勒频移的估计性能.我们将在存在噪声干扰的莱斯衰落信道条件下,对基于电平通过率(LCR)的最大多普勒频移估计算法进行详细的性能分析,并在此基础上提出相应的改进策略.

2.2 莱斯信道下 LCR 算法的性能分析

电平通过率(LCR)定义为单位时间内信号包络以负斜率通过阈值电平 R 的次数,LCR的表达式为^[1]:

$$L_R = \int_0^\infty \dot{r}p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (5)$$

其中 $p(R, \dot{r})$ 表示 $r(t) = R$ 时 $r(t)$ 和它的派生信号 $\dot{r} = dr(t)/dt$ 的联合分布概率密度. 在存在直达路径信号的莱斯衰落信道中, 接收信号包络的概率密度函数为:

$$p(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left\{-\frac{(r^2 + s^2)}{2b_0}\right\} I_0\left(\frac{rs}{b_0}\right) \quad (6)$$

因此, 我们计算得到信号包络在 $r = R$ 处的联合概率密度分布为:

$$p(R, \dot{r}) = \frac{R}{b_0} \exp\left\{-\frac{(R^2 + s^2)}{2b_0}\right\} I_0\left(\frac{Rs}{b_0}\right) \sqrt{\frac{1}{2\pi b_2}} \exp\left\{-\frac{\dot{r}^2}{2b_2}\right\} \quad (7)$$

式中, $s = \sqrt{2Kb_0}$ 为莱斯分布的非中心参数, b_0 和 b_2 分别为接收信号包络的一阶中心矩和二阶中心矩. 将式(7)带入式(5), 得到莱斯信道下的电平通过率表示为:

$$L_R = \sqrt{\frac{b_2}{\pi b_0}} \sqrt{K+1} \rho \exp[-K - (K+1)\rho^2] \cdot I_0(2\rho \sqrt{K(K+1)}) \quad (8)$$

式中 $\rho = R/R_{\text{rms}}$, R_{rms} 为 $r(t)$ 的均值或均方值, $I_0(x)$ 表示 x 的零阶的第一类修正贝塞尔函数.

本文考虑到莱斯衰落信道中存在高斯噪声干扰, 因此任意阶中心矩的计算公式为:

$$b_n = (2\pi)^n \int_{-f_m}^{f_m} S_h(f) (f - f_m \cos\theta_0)^n df + (2\pi)^n \int_{-B_v}^{B_v} S_v(f) f^n df \quad (9)$$

通常假设散射信号功率谱密度关于直达信号对称, 即 $(\theta_0 = \pi/2)$, 且各散射信号发生各向同性散射^[1]. 我们将式(3)和式(4)功率谱带入式(9), 可以得到零阶和二阶中心矩为:

$$b_0 = \int_{-f_m}^{f_m} \frac{1}{K+1} \cdot \frac{\sigma_h^2}{2\pi f_m} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - (\frac{f}{f_m})^2}} df + \frac{1}{K+1} \sigma_h^2 + \int_{-B_v}^{B_v} \frac{n_0}{2} df = \sigma_h^2 + n_0 B_v \quad (10)$$

$$b_2 = (2\pi)^2 \sigma_h^2 \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi} (f_m \cos\theta)^2 d\theta + (2\pi)^2 \int_{-B_v}^{B_v} \frac{n_0}{2} f^2 df = 2\pi^2 f_m^2 \sigma_h^2 + \frac{4}{3} \pi^2 n_0 B_v^3 \quad (11)$$

并将 b_0 和 b_2 带入电平通过率表达式(8)得:

$$L_R = \sqrt{\frac{\sigma_h^2 + n_0 B_v \cdot \frac{2}{3} \frac{B_v^2}{f_m^2}}{\sigma_h^2 + n_0 B_v}} \sqrt{2\pi(K+1)} \cdot \rho \exp\{-K - (K+1)\rho^2\} I_0(2\rho \sqrt{K(K+1)}) \quad (12)$$

本文选取信号包络的均方根值为阈值电平, $R = R_{\text{rms}}$, 则 $\rho = 1$. 并且定义被估计信号的信噪比 γ 和修正系数 P 分别为:

$$\begin{cases} \gamma = \frac{\sigma_h^2}{n_0 B_v}, & B_v \geq f_m \\ P = \sqrt{2\pi(K+1)} e^{-2K-1} I_0(2\sqrt{K(K+1)}) \end{cases} \quad (13)$$

则式(12)可化简为:

$$L_R = \sqrt{\frac{\gamma + 2B_v^2/3f_m^2}{\gamma + 1}} f_m P \quad (14)$$

在无噪声干扰下, 根据电平通过率可以得到最大多普勒频移实际值: $f_m = L_R/P$; 而当存在高斯噪声干扰下, 基于电平通过率的最大多普勒估计算法的估计误差为:

$$e = \frac{|\hat{f}_m - f_m|}{f_m} = \frac{|\hat{L}_R - L_R|}{L_R} = \left| \sqrt{1 + \frac{2B_v^2/3f_m^2 - 1}{\gamma + 1}} - 1 \right| \quad (15)$$

我们将上式按幂级数展开, 并近似计算得:

$$e = \left| \frac{2B_v^2/3f_m^2 - 1}{2(\gamma + 1)} - \frac{(2B_v^2/3f_m^2 - 1)^2}{8(\gamma + 1)} + \dots \right| \approx \frac{|2B_v^2/3f_m^2 - 1|}{2(\gamma + 1)} \quad (16)$$

根据上述推导和式(16), 我们分析得到关于 LCR 算法的两个重要推理:

推理 1 在存在噪声干扰 ($\sigma_v^2 \neq 0$) 的莱斯衰落信道 ($K \neq 0$) 中, 接收信号包络的电平通过率与最大多普勒

频移成非线性关系; 当且仅当 $\sqrt{\frac{\gamma + 2B_v^2/3f_m^2}{\gamma + 1}} = 1$ 时, 即当噪声带宽与最大多普勒频移比值 $\eta = B_v/f_m = \sqrt{3/2} = 1.2247\dots$, 电平通过率才与最大多普勒频移成线性关系. 此时, 根据电平通过率和修正系数能够计算得到的最大多普勒频移, 而且估计误差趋近于 0.

推理 2 在存在噪声干扰的莱斯衰落信道中, 基于电平通过率的最大多普勒频移估计算法的估计误差与信噪比成反比, 即: $e \propto 1/\gamma$.

根据上述推理, 如果我们采用滤波带宽 $B_v = \sqrt{3/2} \cdot f_m$ 的低通滤波器对接收信号进行滤波处理, 既能够滤除部分噪声提高被估计信号的信噪比, 更重要的是可以实现噪声与多普勒检测器间的相互匹配, 使得最大多普勒频移估计值趋近于实际值, 进而改善 LCR 算法的估计性能. 此外, 推导所得的推理 1 和推理 2 同样适用于存在噪声干扰的瑞利衰落信道 ($K = 0$), 此时修正系数 $P = 0.9221$.

3 基于噪声匹配的最大多普勒频移估计算法

根据前一节中最大多普勒频移估计性能的性能分析和推理结论, 为了有效提高估计性能, 我们提出了一种基于噪声匹配的最大多普勒频移估计算法, 其结构框原理如图 3 所示, 主要分四个步骤:

步骤一: 对经过复杂信道的接收信号进行采样(采样频率为 f_s);

步骤二: 利用所设计的低通滤波器对信号包络进

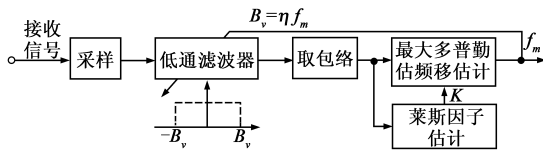


图3 基于噪声匹配的最大多普勒频移估计算法原理框图
行滤波,实现噪声与多普勒检测器之间的匹配($B_v/f_m = \sqrt{3/2}$),并滤除部分噪声;

步骤三:通过计算信号包络的均值和方差估计,并利用查表法确定莱斯因子 K ;

步骤四:基于电平通过率算法和莱斯因子计算得到信号包络的最大多普勒频移值,并反馈至低通滤波器,用于控制低通滤波带宽。

3.1 低通滤波器设计

所提算法对接收信号进行低通滤波处理的目的是实现噪声与多普勒检测器匹配,所采用方式是通过快速傅立叶变换(FFT)将信号变换到频域再进行处理,其详细结构如图4所示。

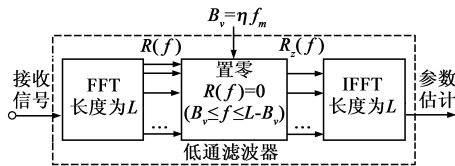


图4 所采用的低通滤波器结构框图

图中 L 为采样数据长度, T 为信号持续时间,接收信号频谱为: $R(f) = \text{FFT}(r, L)$,置零后表示为:

$$R_z(f) = \begin{cases} R(f), & |f| \leq B_v \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (17)$$

其中我们采用的FFT算法是目前被认为运算量较小的分裂基FFT算法,其乘法次数和加法次数都为: $N \log_2 N - 3N + 4$ ^[10]。根据推理1和上述分析,可以得到多普勒频移估计的理论误差和计算复杂度关于采样比(f_s/f_m)的性能曲线如图5所示。

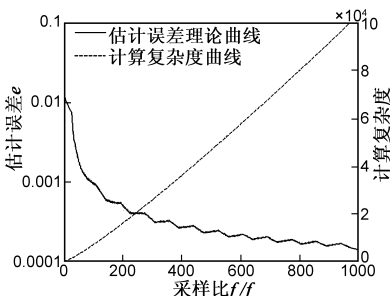


图5 最大多普勒频移的估计误差和计算复杂度
($T=50\text{ms}, f_m=200\text{Hz}$)

由图可见,当接收信号长度 T 和最大多普勒频移 f_m 一定时,通过增加采样频率 f_s ,能够使得滤波比值 $\eta \rightarrow \sqrt{3/2}$,则多普勒频移估计误差 $e \rightarrow 0$,然而增加采样频率会导致计算复杂度的增加,所以必须根据实际情

况权衡估计性能与计算复杂度。

3.2 莱斯因子估计

莱斯因子 K 是 LCR 算法中计算修正系数 P 的必要参数,需要对其进行估计。根据式(6)接收信号包络的概率密度函数,求得接收信号包络的任意阶矩为:

$$E[r^n] = (2b_0)^{n/2} \exp(-K) \Gamma\left(1 + \frac{n}{2}\right) F\left(1 + \frac{n}{2}; 1; K\right) \quad (17)$$

式中: $E[x]$ 表示取均值, $\Gamma(x) = \int_0^\infty e^{-u} u^{x-1} du$ 为伽玛函数, $F(x)$ 为合流超几何函数。则通过计算接收信号包络的一阶矩和二阶矩,可以得到:

$$\frac{E[r]}{\sqrt{E[r^2]}} = \sqrt{\frac{\pi}{4(K+1)}} \exp\left(-\frac{K}{2}\right) \left[(K+1)I_0\left(\frac{K}{2}\right) + KI_1\left(\frac{K}{2}\right) \right] \quad (18)$$

式中: $I_0(x)$ 和 $I_1(x)$ 分别表示 x 的零阶和一阶的第一类修正贝塞尔函数。因此在估计出接收信号包络的一阶矩和二阶矩后,利用查表法可以求得其所对应的莱斯因子值。

综上所述,所提算法通过对接收信号的低通滤波处理,能够使噪声和多普勒检测器相匹配(即 $\eta = B_v/f_m$ 趋近于 $\sqrt{3/2}$),并利用莱斯因子 K 计算出修正系数 P ,最后通过电平通过率和修正系数就能够计算得到最大多普勒频移值。

4 系统仿真和性能比较

在本节中,我们在典型移动信道环境下对所提算法和现有算法进行蒙特卡罗仿真实验,并根据仿真结果进行性能分析和比较。根据 3GPP TR 25.141 测试标准,实验仿真的信道参数如表1所示。

表1 最大多普勒频移估计的系统仿真参数

名称	载波频率 [GHz]	调制类型	移动终端运动速度 [Km/h]	最大多普勒频移 [Hz]	散射路径信号 (四径)		直达路径信号
					功率 [dB]	时延 [ns]	
数值	2.11	QPSK	120	234	0	0	0 或 10
					-3	260	
					-6	21	
					-9	781	

最大多普勒频移的平均估计误差定义为 $e' = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|\hat{f}_{m,i} - f_m|}{f_m}$,其中 N 为重复估计次数, $\hat{f}_{m,i}$ 为仿真中的最大多普勒频移 f_m 对应的估计值。

4.1 最佳滤波比值仿真

首先我们对莱斯衰落信道 ($K = 10$) 中的 LCR 算法性能进行仿真,其平均估计误差关于滤波比值 ($\eta = B_v/f_m$)

f_m)的变化情况如图 6 所示.

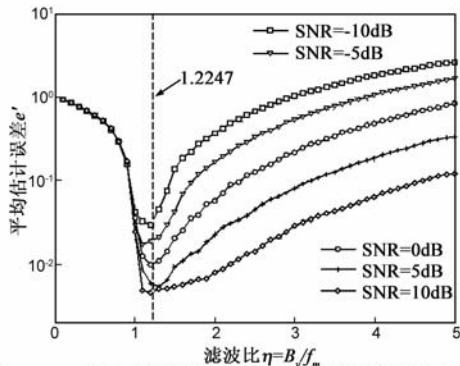


图6 LCR算法的估计误差关于低通滤波比的关系曲线 ($N=100, f_s=100f_m, L=10^5$)

由图 6 可见:(1)在不同接收信噪比条件下(SNR = 10, 5, 0, -5, -10dB),平均估计误差的最小值基本都出现在滤波比值 $\eta = \sqrt{3/2}$ 附近,从而验证了推理 1:当且仅当滤波比值为 $\sqrt{3/2}$,LCR 算法的估计性能最佳;(2)当滤波比 $\eta \geq 1$ 时,随着接收信噪比的增加,估计误差逐渐降低,即 LCR 算法的估计误差与被估计信号的信噪比成反比,仿真结果与推理 2 一致.因此所提算法通过调整低通滤波器的滤波带宽,不仅能够滤波部分噪声提高信噪比,而且促使噪声与多普勒检测器相互匹配,从而有效改善最大多普勒频移的估计性能.

4.2 城市复杂环境中的多普勒估计性能仿真

在典型城市环境中,基站 BS 和移动终端 MS 之间可能存在直达路径,也可能不存在,因此我们模拟典型的典型城市环境如图 8 所示,假设 MS 以速度 $v = 120\text{Km/h}$ 匀速运动,经过 A~F 五个路段,其中 A、C、E 路段存在直射路径,其传输信道服从莱斯分布($K = 10$);B、D、F 路段受建筑遮挡,不存在直射路径,其传输信道服从瑞利分布($K = 0$).根据上述条件,我们对所提的基于低通滤波器的最大多普勒频移估计算法与现有的基于对数包络(LE)算法^[8]、基于修正自相关函数(MCOV)算法^[9]分别进行仿真,并将接收信噪比为 SNR = -5dB 条件下的仿真结果进行比较,如图 7 所示.

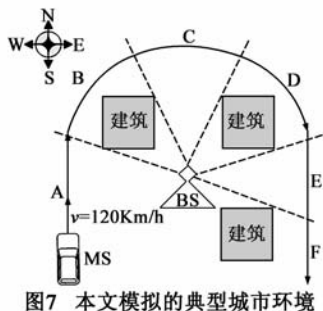


图7 本文模拟的典型城市环境

仿真结果表明:LE 算法在 B、D、F 三段瑞利信道中的估计误差较小,但是在 A、C、E 三段莱斯信道的估计误差却较大,难以满足最大多普勒频移的实际估计要求;MCOV 算法与 LE 算法的估计结果恰恰相反,其在莱斯信道中的估计性能较好,但是在瑞利信道中却波动较大.由此可见,LE 算法适用于瑞利信道的最大多普勒

频移估计,而 MCOV 算法适宜于莱斯信道,这两种算法都不能直接应用于图 8 所示的典型城市环境下(存在瑞利信道和莱斯信道)的多普勒估计.然而,所提算法利用修正系数 P 对估计结果进行矫正,即使信道衰落类型在瑞利分布和莱斯分布之间不断变换,其估计性能也不受影响,仍能准确地估计出最大多普勒频移.

4.3 估计性能比较

我们分别对瑞利信道和莱斯信道下现有的 MCOV 算法、LE 算法和所提算法进行性能仿真,其平均估计误差曲线如图 9 所示.

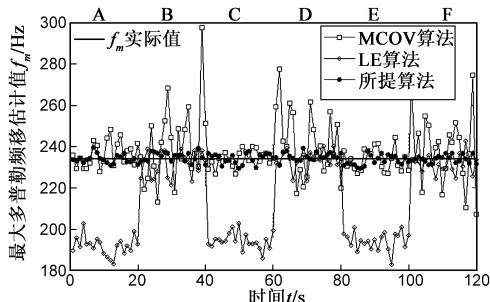


图8 典型城市复杂环境下的最大多普勒频移仿真结果 ($f_s=100f_m, \text{SNR}=-5\text{dB}, L=10^5$)

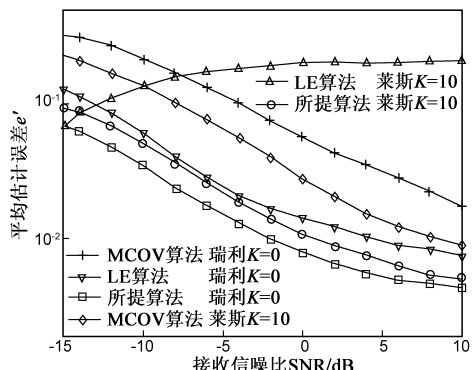


图9 MCOV算法、LE算法和所提算法的估计性能比较 ($N=400, f_s=100f_m, \eta=1.2247, L=10^5$)

由图 9 可见:(1)在瑞利信道条件下,所提算法优于 LE 算法 2~3dB,例如:当估计误差 $e' = 0.02$ 时,所提算法要求信噪比不低于 -5.85dB,LE 算法要求不低于 -3.2dB,MCOV 算法则不低于 9dB,因此 MCOV 算法不适用于瑞利信道;(2)在莱斯信道条件下,所提算法优于 MCOV 算法 5dB 以上,例如当估计误差 $e' = 0.02$ 时,所提算法要求信噪比不低于 -4.35dB,MCOV 算法要求不低于 2.2dB.而从 LE 算法的仿真结果可见,该算法不能直接应用到莱斯信道下的多普勒频移估计;(3)所提算法在瑞利信道中的估计性能略优于莱斯信道,原因是由于低信噪比条件下莱斯因子的估计误差导致修正系数偏差,当利用修正系数估计最大多普勒频移时,从而引起估计误差的进一步放大.

5 结论

本文针对城市复杂信道环境下最大多普勒频移的

估计问题,提出了一种基于噪声匹配的估计算法.所提算法利用对接收信号的低通滤波处理,不仅通过滤除部分背景噪声改善了被估计信号的信噪比,而且实现噪声与多普勒检测器之间的匹配,从而有效提高最大多普勒频移的估计性能.由蒙特卡罗仿真结果表明:相比于现有 LE 算法和 MCOV 算法,所提算法不仅估计性能提高了 2~5dB,而且即使在瑞利信道和莱斯信道不断变换的典型城市环境中也能够保证最大多普勒频移的准确估计,从而保障了高机动条件下移动通信系统的接收性能,具有一定的实用价值和指导意义.

参考文献:

- [1] G L Stuber. Principles of Mobile Communication [M]. Norwell, MA, Kluwer, 2001.
- [2] 3GPP TS 25.211. Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD) [S].
- [3] Hong Zhang, A. Abdi. Nonparametric mobile speed estimation in fading channels: performance analysis and experimental results [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(4): 1683 – 1692.
- [4] 罗仁泽,胡志恒,伍裕江,王汝言.特征参数自适应盲估计方法[J].电子学报,2009,37(1): 195 – 197.
LUO Ren-ze, HU Zhi-hen, WU Yu-jiang, WANG Ru-yan. The blind adaptive estimation scheme s for Channel [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 195 – 179. (in Chinese)
- [5] K E Baddour, N C Beaulieu. Robust Doppler spread estimation in nonisotropic fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 2677 – 2682.
- [6] 郭莹,邱天爽,张艳丽.脉冲噪声环境下一种韧性的时延与多普勒频移联合估计法[J].电子学报,2007, 35(9): 1680 – 1684.
GUO Ying, IU Tian-shuang, HANG Yan-li. A robust joint estimation of time delay and Doppler shift in stable distributed noise environment [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(9): 1680 – 1684. (in Chinese)
- [7] A Dogandzic, B Zhang. Estimating Jakes' Doppler power spectrum parameters using the Whittle approximation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(3): 987 – 1005.
- [8] Holtzman J M, Sampath A. Adaptive averaging methodology for handoffs in cellular systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, 44(1): 59 – 66.
- [9] Goohyun Park, Sangho Nam, Takki Yu, et al. A modified covariance-based mobile velocity estimation method for Rician fading channels [J]. IEEE Communicaions Letters, 2005, 9(8): 706 – 708.
- [10] 张宪超,武继刚,蒋增荣,陈国良.离散傅里叶变换的算术傅里叶变换算法[J].电子学报,2007,35(9):105 – 107.
ZHANG Xian-chao, WU Ji-gang, JIANG Zeng-rong, CHEN Guo-liang. An algorithm for computing DFT using arithmetic fourier transform [J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(5): 105 – 107. (in Chinese)

作者简介:



吴利平 男,1984年4月出生于贵州省天柱县,现为西安电子科技大学通信工程学院通信与信息系统专业博士研究生,主要研究方向为微弱信号检测.

E-mail: wuliping1@163.com



李赞 女,1975年出生于陕西省西安市,现为西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室教授、博士生导师,主要研究方向为无线通信、数字信号处理、流星余迹通信,发表学术论文近七十篇.

