

移动通信中一种精确的多普勒频移估计方法

华惊宇 马章勇 王东明 尤肖虎
(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要: 该文利用有效到达径上信道参数的估计值, 统计其包络的电平通过率 (Level Crossing Rate, LCR), 据此估计出时变多径信道的多普勒频移。同时还在理论上分析了噪声环境下 LCR 方法的估计偏差, 进而提出了精确的改进方法, 使得通信系统在各种移动速度和信噪比下都具有较高的估计精度。

关键词: 多普勒频移, 信道估计, 电平通过率

中图分类号: TN929.5 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2005)01-0095-04

An Accurate Scheme for the Doppler Shift Estimation in Mobile Communication Systems

Hua Jing-yu Ma Zhang-yong Wang Dong-ming You Xiao-hu
(National Communication Research Lab, Southeast Univ., Nanjing 210096, China)

Abstract In this paper, the Doppler-shift of the time-varying multi-path channel is estimated by calculating the Level Crossing Rate (LCR) of the signal envelope of the channel coefficient estimates on the effective fingers. The effect of noise is analyzed , and an improved accurate estimation method is proposed to get the high estimation accuracy in all kinds of velocity and signal-to-noise ratio.

Key words Doppler-shift, Channel estimation, Level Crossing Rate(LCR)

1 引言

移动通信系统所涉及的信道通常为多径时变衰落信道, 其接收信号的幅度和相位会随时间发生随机变化^[1]。在此条件下, 为实现移动通信系统的相干接收, 需要插入带有确知信息的导频 (Pilot) 信号。通过接收导频信号, 可以估计出多径信号的幅度和相位信息, 由此实现所需的相干接收。导频信号的插入方式分为连续导频方式和时分导频方式, 连续导频容易获得较高的估计精度, 但是牺牲了系统容量和消耗较多的发射功率; 而时分导频则刚好补其不足, 但是信道估计处理算法相对复杂。

信道的多普勒频移是信道参数变化快慢的标志, 移动终端的移动速度越快, 多普勒频移越大, 信道参数变化越快。根据第三代移动通信系统的要求, 移动终端应具有从静止环境到 500 km/h 移动环境的适应能力, 同时在 3G 系统的基础上, 人们开始进行 Beyond 3G(B3G)的研究, 这对数据传输速率和移动速度提出了更高的要求, 如果采用固定参数接收机, 为了同时适应低车速和高车速环境, 代价是巨大的, 因此移动终端应能实时地估计出多普勒频移, 并根据多普勒频移来动态地调整系统参数, 以获得最优的接收性能。同时, 为了更有效地利用频谱, 自适应接收机技术得到了广泛的重视。最大多普勒频移 f_d 是用于优化自适应接收机的重要参数

之一, 导频信道测量、资源分配、切换判决和功率控制等^[2-4]自适应优化算法都必须依赖于对多普勒频移的有效估计。多普勒频移的估计方法包括基于信道相关特性的估计^[4-6], 基于电平通过率 (LCR) 的估计^[7]和基于开关分集的估计^[8]等等, 在实际应用中, 这些方法的估计误差受信噪比和车速影响较大, 这将限制这些方法的应用范围。

本文利用有效到达径上信道参数的估计值, 统计其包络的平均电平通过率, 由此估计出时变多径信道的多普勒频移, 并且在理论上分析了噪声环境下的估计偏差, 提出了改进的多普勒频移估计方法。仿真结果表明, 该方法可以使得通信系统在各种移动速度和信噪比下都具有很高的估计精度, 其估计误差实现了对信噪比和车速不敏感。

2 系统模型

系统传输采用时隙为基本单元, 与其他很多高速数据传输系统类似, 本系统的信道估计利用时分导频实现, 其数据符号和导频符号在不同的时刻交替发送。一个时隙的帧结构如图 1 所示:



图 1 时隙的帧结构

其中 P 为导频符号, 被设计成具有循环前缀, 以便在进行信道估计时去除码间串扰 (ISI), D 为数据符号。一个时隙内的导频插入是均匀的。多普勒频移估计框图如图 2 所示。

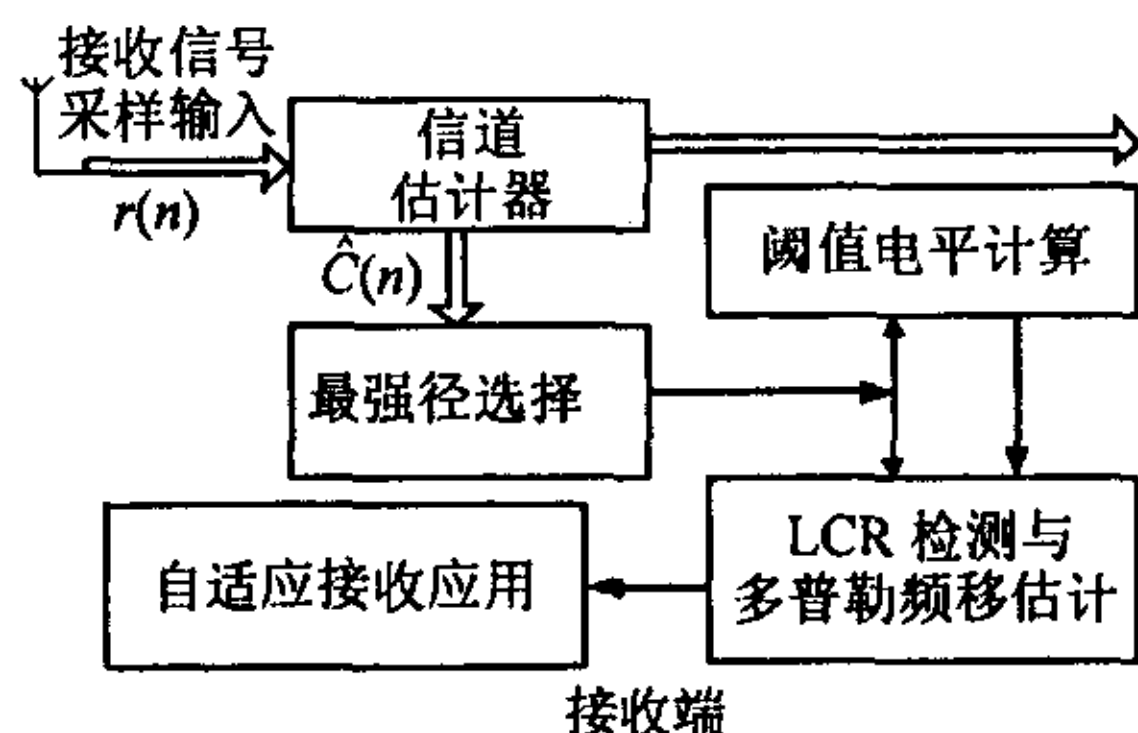


图 2 多普勒频移估计框图

图 2 中假设接收信号经历的多径衰落为 L 径, 接收端从基带接收信号提取导频符号送入信道估计器, 估计出的 L 径信道参数各自经过内插抑制噪声后, 输出到最强径选择器, 最强径选择器统计 L 径的平均功率 (或者瞬时功率), 选择功率最强径输出到多普勒频移估计模块。多普勒频移估计模块不断进行 LCR 检测, 估计出多普勒频移。

由图 2, 通过广义平稳非相干散射 (WSSUS) 信道模型后, 导频信道第 l 径的接收信号为

$$r_l(n) = c_l(n)d_p(n) + v(n) \quad (1)$$

式中 $c_l(n)$ 为第 l 径第 n 个符号区间信道参数, $d_p(n)$ 为接收的导频符号, n 为抽样时刻, $v(n)$ 为复数加性高斯白噪声 (AWGN), 则图 2 中信道估计模块估计出的 L 径信道参数为 $\hat{C}(n) = (\hat{c}_0(n), \hat{c}_1(n), \dots, \hat{c}_l(n), \dots, \hat{c}_{L-1}(n))$ 其中 $\hat{c}_l(n)$ ($l = 0, 1, \dots, L-1$) 由下式确定:

$$\hat{c}_l(n) = r_l(n)d_p^*(n) / |d_p(n)|^2 = c_l(n) + z(n) \quad (2)$$

式中 $\hat{c}_l(n)$ 是 $c_l(n)$ 的符号瞬间估值, $z(n)$ 是 $v(n)$ 引入的估计白噪声, 方差为 σ_z^2 , *号代表共扼操作。

3 移动信道的多普勒频移估计和误差分析

根据文献[7], 多普勒频移估计可以通过统计 LCR 实现。为此取第 l 径相邻 K 个信道估计值 $\hat{c}_l(n)$ 统计 LCR, K 值的选取应足够大, 使得所对应的区间远大于信道衰落周期值。假设 K 个 $\hat{c}_l(n)$ 所对应的时间长度为 T , 且第 l 径信道估计的电平通过率为 $N_l(n)$, 则移动终端第 l 个到达径的多普勒频移 $\hat{f}_{d,l}$ 为^[7]:

$$\hat{f}_{d,l}(n) \approx N_l(n)/T \quad (3)$$

假设各径的最大多普勒频移是一样的, 本文仅使用最强径进行多普勒频移估计。

在实际的通信系统中, 不可避免会有噪声, 这会影响电平通过率。电平通过率可以表示为^[1]

$$\left. \begin{aligned} N_R &= \sqrt{b_2 / (\pi b_0) - b_1^2 / (\pi b_0^2)} \alpha e^{-\alpha^2} \\ b_n &= (2\pi)^n \int (S_s(f) + S_n(f))(f - f_c)^n df \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

α 是阈值电平用衰落包络的局部均方根电平归一化的值,

$S_s(f)$ 为信道功率谱, $S_n(f)$ 为背景噪声和干扰组成的加性高斯白噪声功率谱, 双边功率谱密度为 $N_0/2$, 实际系统中接收机噪声带宽总是有限的, 假设为 B 。在理想的无噪声无干扰情况下, $S_n(f)$ 为 0, 如果 $S_n(f)$ 不为 0, 则 b_2 、 b_1 、 b_0 会出现误差, 导致电平通过率出现误差^[9]。我们定义多普勒频移估计值和多普勒频移真实值的比值:

$$\eta = \frac{\hat{f}_d}{f_d} = \frac{\hat{N}_R}{N_{R_s}} = \sqrt{\frac{b_2/b_0 - b_1^2/b_0^2}{b_{s2}/b_{s0} - b_{s1}^2/b_{s0}^2}} \quad (5)$$

其中 $\hat{f}_d$ 为多普勒频移估计值, $\hat{N}_R$ 为噪声环境下的电平通过率, N_{R_s} 为无噪声时的电平通过率, b_{s1} 、 b_{s2} 、 b_{s0} 为无噪声环境下的值。考虑 Jakes 信道模型, 在基带处理, b_n 可以改写为

$$b_n = (2\pi)^n \frac{P_{av}}{\pi} \int_{-f_d}^{f_d} \frac{f^n}{\sqrt{f_d^2 - f^n}} df + (2\pi)^n \int_{-B/2}^{B/2} \frac{N_0}{2} f^n df \quad (6)$$

其中 P_{av} 为信道的统计平均功率。从式 (6) 可以看出, 此时 $b_1=0$ 。利用式 (6) 计算得到 b_2 、 b_0 、 b_{s2} 、 b_{s0} , 代入式 (5), 经过化简得到:

$$\eta = \sqrt{\frac{\gamma_s}{\gamma_s + 1} + \frac{1}{6(\gamma_s + 1)} \left(\frac{B}{f_d} \right)^2} = \sqrt{1 + \frac{(B/f_d)^2 - 6}{6(\gamma_s + 1)}} \quad (7)$$

其中 $\gamma_s = P_{av}/N_0B$ 定义为符号信噪比¹。式 (7) 说明基于 LCR 的多普勒频移估计方法的估计偏差是信噪比、噪声带宽与实际多普勒频移 (车速) 比值的函数, 而噪声带宽和低通滤波以及信道采样间隔有关。式 (7) 说明要减小偏差, 必须使噪声带宽 ‘匹配’ 于多普勒频移, 当 $B/f_d = \sqrt{6}$ 时, 估计是无偏的, 否则估计有偏, 但是信噪比越高, 这个偏差越小。

图 3 是噪声环境下多普勒频移估计误差理论曲线, 可以看到, 给定带宽比, 则信噪比越高, η 越接近 1; 给定信噪比, 则带宽比越接近 2, η 越接近 1。因此要提高多普勒频移的估计精度, 可以从两方面入手, 一是提高估计的符号信噪比, 假如采用滑动平均 (Moving Average, MA) 信道估计器, 那就要加长平均长度; 二是减小噪声带宽使之接近多普勒频移。

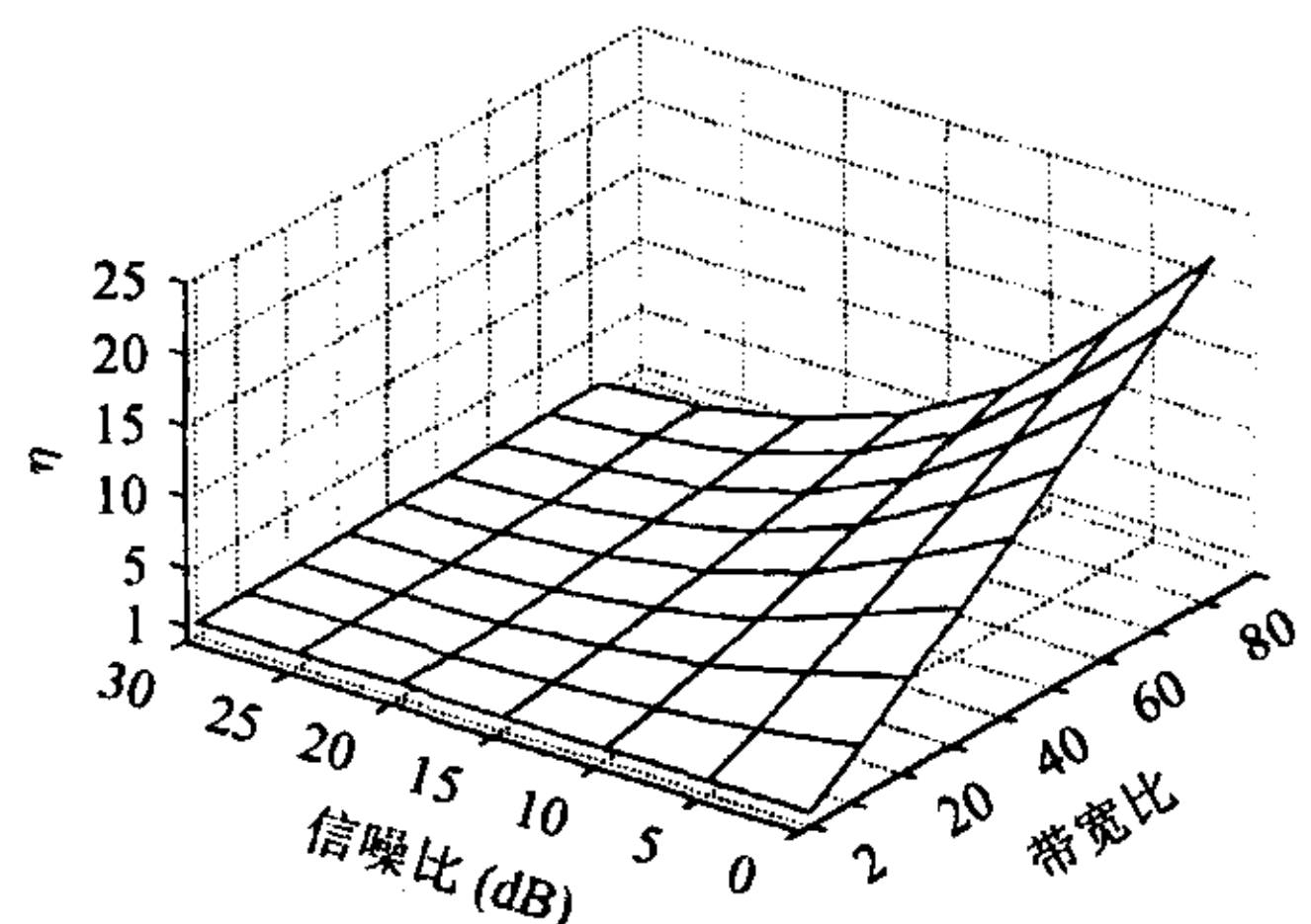


图 3 噪声环境下多普勒频移估计误差理论曲线

¹ 本文中如果不特别指出, 信噪比指比特信噪比

4 LCR 方法的改进

在本文的第 3 节, 我们已经提出了提高估计精度的思路, 在这里我们结合仿真进行具体的改进方法设计。首先是提高信道估计的符号信噪比, 这需要改变时隙结构, 重新设计导频序列, 这会占用更多的发射功率, 导致数据信号的符号信噪比下降。同时符号信噪比还受信道的影 响, 难以预测, 因此在这个方向上改进并不是很适合。我们选择了减小噪声带宽的方法。改变噪声带宽可以通过低通滤波器设计或者增加信道采样间隔或者二者结合的方法实现。如果仅仅采用低通滤波器设计, 为了在一段较大速度范围都有较高的估计精度, 需要几个不同系数的低通滤波器, 这无疑会增加成本, 同时考虑到滤波延迟和多次利用滤波后信道估计进行多普勒频移估计造成的额外运算量, 这个方法并不是十分合适。一个比较合理的改进方法是用抽取减小采样率, 由于带通采样信号的频谱是周期延拓的原始带通信号频谱^[10], 这可以从下面的公式看到:

$$X_s(j\Omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(j\Omega - kj\Omega_s), \quad \Omega_s = 2\pi/T_s \quad (8)$$

式中 X_s , X_c 分别为采样信号和原始连续时间信号的频谱。不同的采样间隔 T_s 将导致不同的采样信号频谱周期。在满足奈奎斯特采样定理的前提下, 对信道估计序列进行 M 倍抽取, 等效于信道采样间隔增加为原来的 M 倍, 于是采样信号频谱周期缩小为原来的 $1/M$ 。一般抽取系统都附带了一个低通滤波器, 取其带宽为 Ω_s , 从而噪声带宽下降为原来的 $1/M$ 。对于不同的速度应该有不同的 M , 考虑到硬件可实现性, 我们可以划分速度范围, 在每个速度范围, 综合考虑整体的估计性能, 选择一个合适的 M 。 M 的取值是最大可能地滤除噪声与跟踪信道变化的折衷, 仿真表明抽取后的信道采样频率 f_s 与 f_d 的比值在某一个特定范围时, 估计效果较好, 小于这个范围导致信道跟踪不准, 大于这个范围导致噪声太大, 都会使得估计精度下降。这个比值范围对于不同的时隙结构是一样的, 因此这里的讨论分析不局限于本文提出的时隙结构, 对于不同的时隙结构可以结合本文的分析通过仿真分别选取合适的 M 值组, 实际应用中还可以结合实测结果进行选取。整个改进方法的框图如图 4。

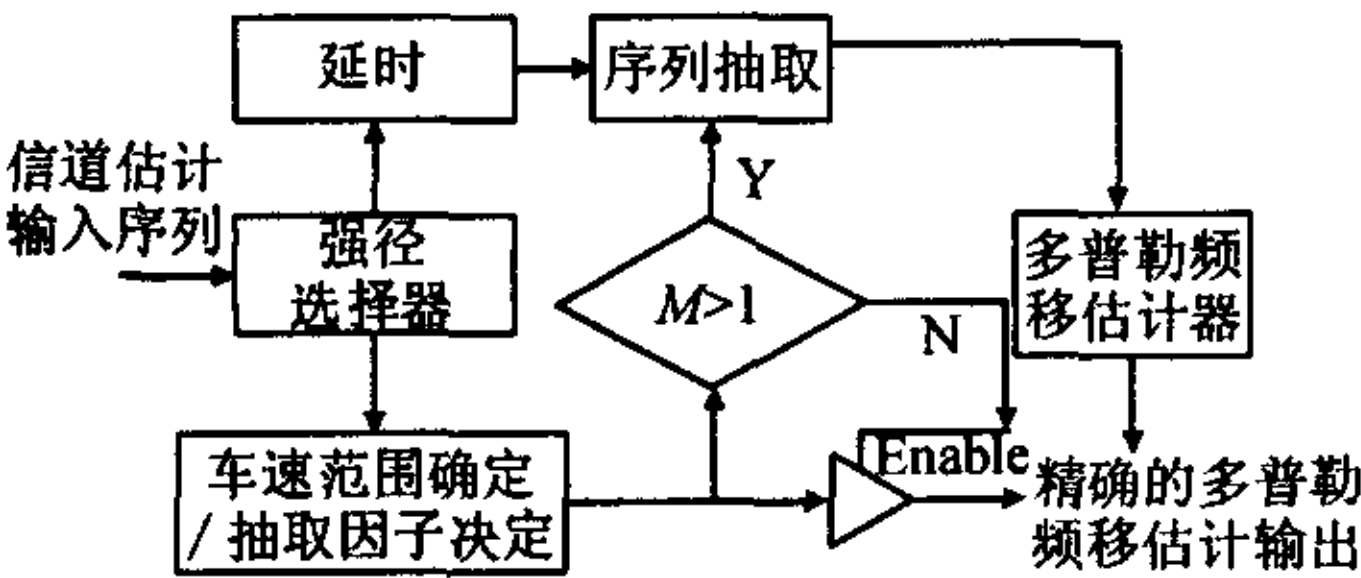


图 4 改进的多普勒频移估计方法框图

图 4 是改进方法的框图, 图中车速范围确定模块利用第一次估计的多普勒频移决定所属的速度范围, 从而选择合

适的 M , 如果此时选择的 M 为 1, 则不作处理直接输出估计的多普勒频移; M 大于 1 则将 M 送到序列抽取模块, 准备进行序列抽取, 抽取后的信道估计序列送到多普勒频移估计模块, 得到精确的多普勒频移估计输出。

5 仿真分析

系统采用的仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

时隙长度	1056bit	信道模型	M.1225 城市信道模型
码片速率	1.2288Mbit/s	仿真时间长度	1000 个时隙
导频符号长度	32bit	有效径数	6
载频	2.11GHz	编码方式	无
信道采样间隔	0.208ms	调制方式	QPSK

5.1 未改进 LCR 方法和文献[4]方法的比较分析

第 3 节从理论上分析了未改进 LCR 方法的多普勒频移估计误差, 在这里我们给出仿真得到的未改进方法估计曲线, 同时给出文献[4]中的方法²作为比较。

图 5 是仿真得到的 LCR 方法与文献[4]方法的估计性能比较图, 可以看到文献[4]方法在各个信噪比都比我们的 LCR 方法差。从图 5 可以看出, 信噪比越高, 估计值越接近真实值, 在信噪比大于 10dB 以上时, 在很大的多普勒频移范围内相对误差都较小, 在 5dB 时, LCR 方法仍然能保证随着速度的提高估计值也是上升的; 从图 5 还可以看出, 速度越高, 估计值越接近真实值, 即使信噪比为 5dB, 在高速时也能很接近真实值, 上述仿真结果很好地吻合了第 3 节的误差分析, 车速越高, 多普勒频移越接近噪声带宽³, 使 η 趋向 1; 信噪比越大, 同样使 η 趋向 1, 这是式 (7) 的直接表现, 但是低速低信噪比时的估计误差较大, 在需要精确多普勒频移估计值的场合还不能满足要求。

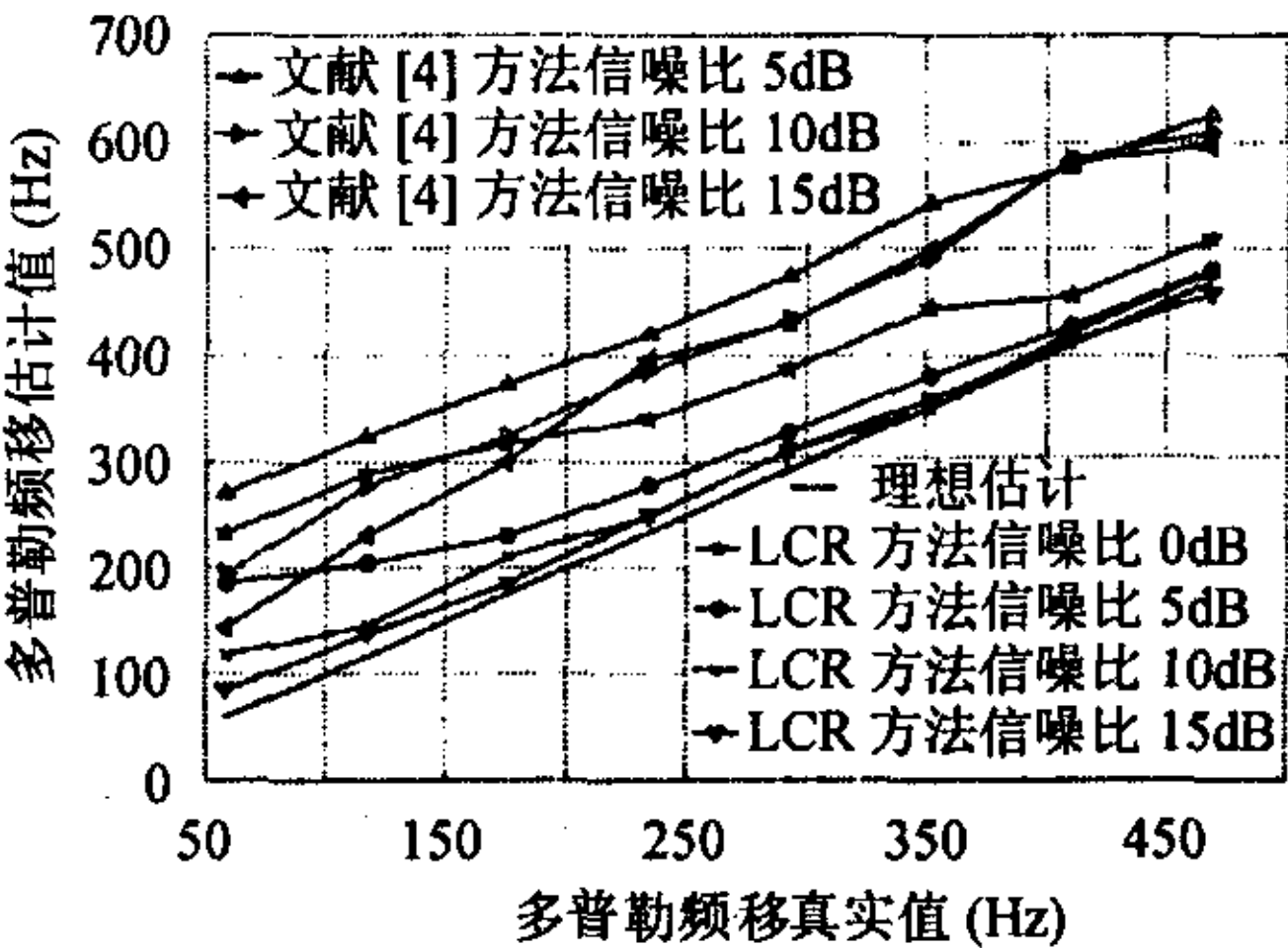


图 5 多普勒频移估计曲线图

² 该方法不作修改的话, 性能很差, 需要修正, 该方法理论分析见文献[11]。
³ 前提是保证噪声带宽宽于多普勒频移的两倍。

5.2 改进的LCR方法与未改进的LCR方法的比较分析

本文第4节根据第3节的分析,提出了改进的LCR方法,下面给出仿真得到的改进方法的估计性能曲线。

图6是改进的LCR方法的估计性能曲线,与图5相比,估计精度有很大提高,尤其是低速低信噪比时的性能改善很大,可以近似认为对信噪比和车速是不敏感的,能够给系统提供高精度的多普勒频移估计值。为了保证足够的统计特性,以上的分析都需要有足够长的观察时间,而抽取不会减小观察时间。与前面所说的纯滤波器方法相比,抽取大幅度减少了用于估计的采样点,从而减小了计算量。

我们定义在信噪比不变时,多普勒频移估计的均方误差为

$$MSE = \sum_{i=1}^m E[|f_{d,i} - \hat{f}_{d,i}|^2 / f_{d,i}^2] / m \quad (9)$$

式(9)中 $f_{d,i}$ 是仿真采用的各个速度相对应的多普勒频移真实值, $\hat{f}_{d,i}$ 是其相应的多普勒频移估计值, m 为采用的速度数目。下面给出估计的均方误差比较图,可以清楚地看到改进方法的性能优势。

图7是改进方法与未改进方法的均方误差比较图,可以看到改进方法的均方误差基本上是恒定的,在接近20dB时,改进方法比未改进方法均方误差略大,但是这个信噪比已经超出一般通信系统的工作信噪比范围,这个微小的差值也并不影响改进方法的整体性能。在信噪比为5到15dB时,改进方法的均方误差相对于未改进方法下降了两个数量级,0dB时性能改善更大,这主要是因为优化时主要考虑改善低信噪比时的估计性能。图中5dB时的突起是因为我们的改进方法是非线性的改进方法,而且也不可能针对所有信噪比进行优化,因此存在性能的小幅度波动,并不影响改进方法的整体性能。综合上面的仿真和分析,我们可以看到本文提出的改进型LCR方法可以提供与信噪比无关的精确多普勒频移估计,在系统工作信噪比范围5~10dB,具有稳定的估计均方误差,可以可靠地运用于需要精确的多普勒频移估计值的场合。

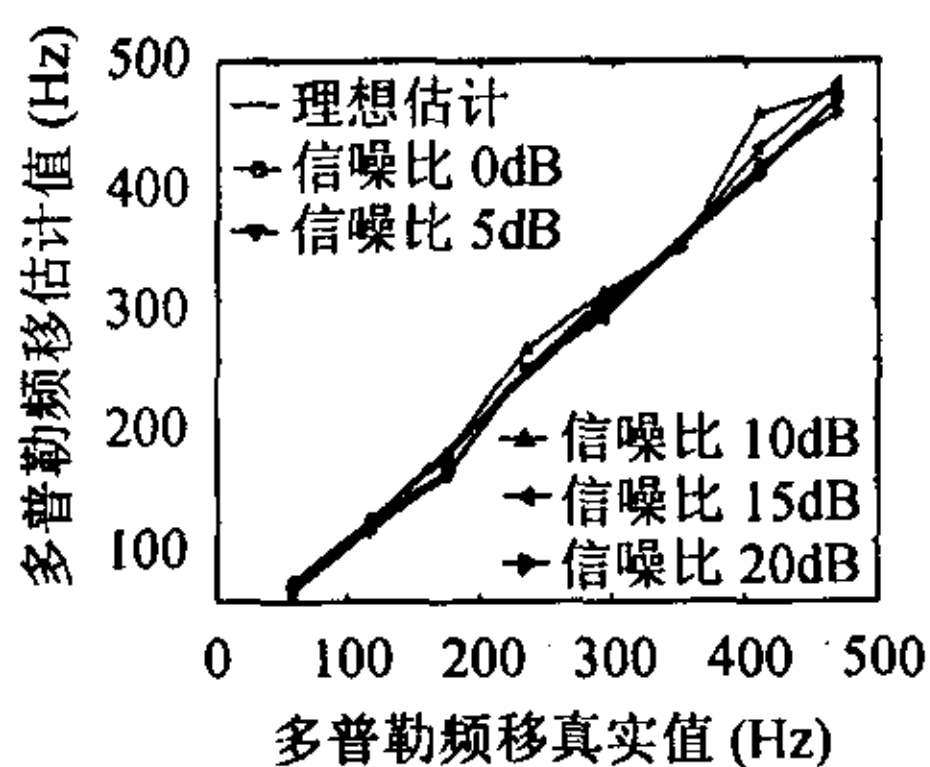


图6 改进方法的多普勒频移估计曲线

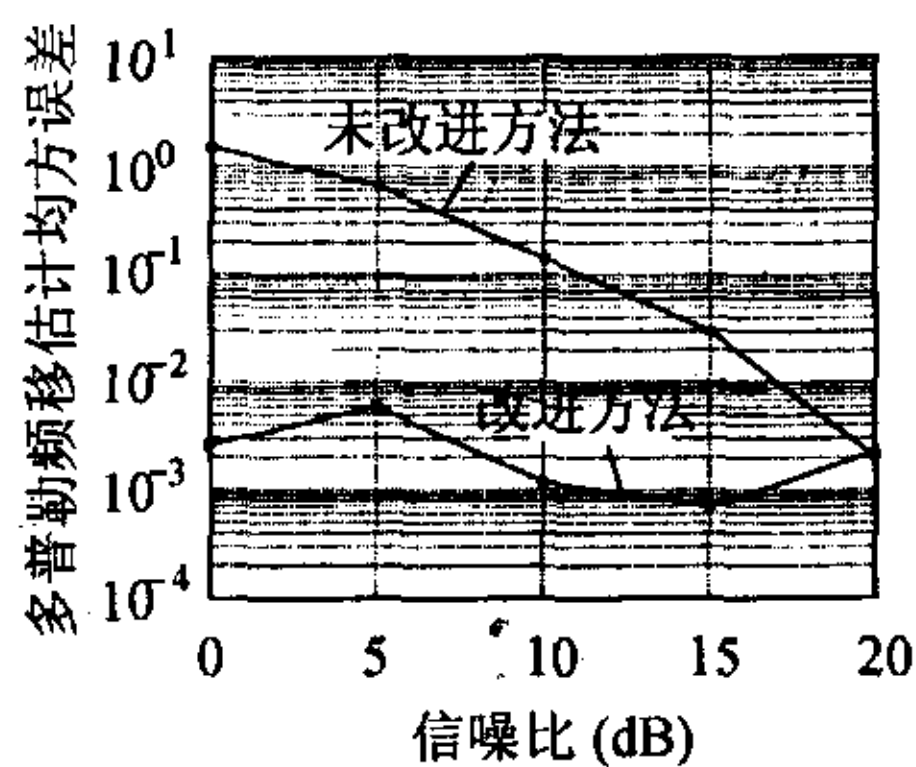


图7 改进方法和未改进方法的MSE比较

6 结论

本文针对基于电平通过率的多普勒频移估计方法,运用理论和仿真方法分析了其在移动通信中的性能,提出了改进的估计方法,大幅度提高多普勒频移估计精度和相对于系统信噪比的估计稳定性。同时该算法简单易行,应用广泛,可用于任何具有连续或者时分导频的基于多普勒频移估计的自适应通信系统。

参考文献

- [1] Jakes W C. Microwave Mobile Communications[M]. New York: IEEE Press, 1994, chapter 1.
- [2] Monk A M, Miltein L B. Open-loop power control error in a land mobile satellite system[J]. *IEEE J. on Sel. Areas Comm.*, 1995, 13(2): 205 - 212.
- [3] Cavers J K. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channel[J]. *IEEE Trans. on VT*, 1991, 40(4): 683 - 693.
- [4] Sampath A, Holtzman J. Estimation of maximum Doppler frequency for handoff decisions[C]. Proc. IEEE VTC., Secaucus, NJ, USA, 1993: 859 - 862.
- [5] Xiao C, Mann K, Livier J. Mobile speed estimation for TDMA based hierarchical cellular systems[C]. Proc. IEEE VTC., Amsterdam, the Netherlands, 1999: 2456 - 2460.
- [6] 董霄剑, 蒋良成, 尤肖虎. RAKE接收机中信道最大多普勒频移估计的一种新方法及其在信道估计中的应用[J]. *电路与系统学报*, 2000, 5(4): 1 - 5.
- [7] Ma Zhang-yong, Yan Yong-qing, Zhao Chun-ming, You Xiao-hu. An improved channel estimation algorithm based on estimation level crossing rate for CDMA receiver[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2003, 12(2): 235 - 238.
- [8] Kawabata K, Nakamura T, Fukuda E. Estimating velocity using diversity reception[C]. Proc. IEEE VTC., Stockholm, Sweden, 1994: 371 - 374.
- [9] Ehrman L. On the accuracy of the envelope method for the measurement of Doppler spread[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1969, 17(5): 578 - 581.
- [10] A.V.奥本海姆著, 刘树棠, 等译. 离散时间信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 1998: 66 - 68.
- [11] Tepedelenioglu C, Giannakis G B. Estimation of Doppler spread and signal strength in mobile communications with application to handoff and adaptive transmission[J]. *Wireless Commun. Mob. Comput. of Wiley*, 2001, 1(2): 221 - 242.

华惊宇: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为下一代移动通信系统中的同步与信道估计。

马章勇: 男, 1975年生, 通信工程师, 研究方向为OFDM接收机同步技术。

王东明: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为后三代移动通信理论与技术。

尤肖虎: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术、智能信号处理与通信。