

# 基于频域信道信息的基站端估计终端移动速度方法

杨秀清 王艳秋 陈禹 裴春梅

(北京电子科技职业学院电信工程学院, 北京, 100176)

**摘要:** 移动通信基站端为了更有效地进行模式切换, 需要测量一些物理量, 例如信号与干扰加噪声比 (Signal to interference plus noise ratio, SINR)、用户的移动速度等。本文利用上行正交频分复用 (Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 系统中的解调参考信号 (De-modulation reference signal, DMRS) 频域信道信息, 在计算自相关系数时引入修正因子和限制因子, 有效地减小了噪声影响, 并且使自相关系数计算公式适用于有或无直射径的不同信道条件。在不同信道模型和信噪比 (Signal to noise ratio, SNR) 下进行的仿真结果表明, 本文方法可以稳定、准确地估计终端移动速度。

**关键词:** 解调参考信号; 速度估计; 自相关

**中图分类号:** TN 926.3      **文献标志码:** A

## Estimating Terminal Velocity of Base Station Based on Channel Information in Frequency Domain

Yang Xiuqing, Wang Yanqiu, Chen Yu, Pei Chunmei

(School of Telecommunications Engineering, Beijing Polytechnic, Beijing, 100176, China)

**Abstract:** It needs to use some physical layer measurement, such as signal to interference plus noise ratio (SINR), the user's mobile speed, etc. The de-modulation reference signal (DMRS) uplink channel information is used in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system. The limit factor and modify factor can be used to reduce the influence of noise. And the calculating formula of auto correlation function (ACF) can be applied to different channel condition such as direct path or not. Simulation is carried out in different channel models and signal-to-noise ratio. Simulation results demonstrate that the proposed method can estimate the terminal moving speed stably and accurately.

**Key words:** de-modulation reference signal (DMRS); velocity estimation; autocorrelation

## 引 言

根据正交频分复用 (Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 标准, 数据分别通过许多相互正交的子载波传输, 而且有一个保护间隔来有效克服多径干扰问题<sup>[1]</sup>。在通信系统中, 终端的快速移动会产生较大的多普勒频移, 尤其在多径环境下会造成信号幅度的快速衰落和信号幅度的迅速变化, 进而破坏接收信号子载波之间的正交特性, 大幅度影响系统性能<sup>[2]</sup>。长期演进 (Long term evolution,

LTE)系统采用多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)技术<sup>[3]</sup>,结合高阶调制、频选调度和功率控制等技术,以达到更高的系统吞吐量和频谱效率。这些技术都需要事先掌握终端无线信道信息,其中终端移动速度信息十分重要。基站端可以根据终端当前的移动速度,对信道估计方式和信号检测相关算法进行自适应调整,完成自适应天线模式切换和自适应编码调制等。终端移动速度信息还可用于终端服务基站的切换优化、降低掉话概率;另外,还可以帮助基站优化负载均衡、协同传输等。因此,为了改善系统性能,估计终端的移动速度十分必要。目前国内外对移动终端的速度估计方法进行了很多研究:文献[4]提出根据下行链路信道信息(主要包括秩指示(Rank indication, RI)和预编码矩阵指示(Precoding matrix indicator, PMI)变化的概率来估计终端移动速度。文献[5]提出了一种在假定发送器持续发送一个特殊固定信号的情况下,通过计算时域接收信号的自相关函数(Auto-correlation function, ACF)来获得终端移动速度的方法,为了减小噪声影响,当判断出终端移动速度很低时,计算具有更大的采样间隔自相关系数。文献[6]提出一种最大多普勒频移的估计方法,根据发射信号的采样计算复信道自相关函数的估计值,结合发射信号到达角的角度差来估计最大多普勒频移。文献[7]提出一种采用导频测速的方法,没有计算信道自相关函数,而是计算所估导频信道频域相应的差值 $\Delta H$ ,然后根据不同时延间隔和信噪比(Signal to noise rate, SNR)的情况下 $\Delta H$ 与终端移动速度的对应关系来估计速度。上述文献在现有背景技术下存在诸多缺点:文献[4-7]对于基于下行链路信道信息的速度估计方法,所估速度非常粗略,并且只能在具有RI/PMI反馈的情况下才能应用。基于ACF的时域估计方法,则要求发送器持续发送一个特定的信号,这对于实际通信不易实现,会额外增加系统开销;而且现有方法主要是在时域估计,计算量非常大,对不同移动速度采用不同采样间隔虽然能有效减小噪声干扰,但是需要重复计算ACF,这更加大了计算量。根据发射信号的采样,计算复信道的自相关函数估计值,结合发射信号到达角的角度差估计方法极易受到噪声干扰,尤其是当终端速度比较低时,在信噪比条件较差的情况下,该方法的性能会大大降低,而且该方法还必须得到发射信号到达角的角度差信息。利用所估导频信道频域相应的差值 $\Delta H$ 来估计速度的方法可以降低运算复杂度,但是该方法在应用时需要较为准确的时延估计和SNR估计;该方法在估计速度时采用查表法,需要先在不同时延和SNR下建立 $\Delta H$ 与速度的对应关系,测试工作量非常大。本文首先针对基站端如何测量用户的移动速度进行了详细描述。该描述包括用户移动速度与多普勒扩展的理论分析、实际LTE系统调度流程以及可实现的简化算法等,并且对算法进行了推导和仿真,最后给出了仿真结果与分析。

## 1 算法原理和算法实现

基于ACF的速度估计算法,信道的自相关函数服从零阶贝塞尔函数 $J_0(\cdot)$ 特性<sup>[8]</sup>,即速度 $V$ 与贝塞尔函数的值在一定范围内具有特定的一一映射关系。可以表示为

$$\hat{C} = J_0(2\pi f_{d\max} T_s) = J_0(2\pi \frac{vf_c}{c} T_s) = f(v) \quad (1)$$

式中: $\hat{C}$ 为信道自相关函数值, $f_c$ 为载波频率, $c$ 为光速。从式(1)可以看出,影响自相关函数值的因素主要是速度 $v$ 和采样间隔。依据文献[9,10]可知,可以采用解调参考信号(De-modulation reference signal, DMRS)进行移动终端的速度估计。其中DMRS伴随LTE物理上行共享信道(Physical uplink shared channel, PUSCH)进行传输,时域上位于1个子帧中第4和第11个OFDM符号中,两个DMRS间隔0.5 ms。利用DMRS来估计移动终端的速度是可行的,因此本文将进行了改进及实现。本算法的详细流程设计如下所示。

(1)判断当前子帧内目标用户是否有资源分配,若有,则选取基站端第1条接收天线上接收到的信号,抽取该子帧中DMRS位置估计得到的频域信道。如图1所示,OFDM Symbol为OFDM的标志符号本算法利用的是OFDM系统中PUSCH上的DMRS导频信道信息,对所估DMRS信道进行连续抽

样,则抽样间隔为 0.5 ms。由于现有通信系统在资源调度时在时域上以子帧为单位,因此每一个调度周期都可以得到间隔 0.5 ms 的两列所估 DMRS 信道序列,分别表示为  $\tilde{H}_1 = \{\tilde{H}_1(k), k=1, 2, \dots, K\}$  和  $\tilde{H}_2 = \{\tilde{H}_2(k), k=1, 2, \dots, K\}$ ,  $K$  为分配给该终端的子载波数。

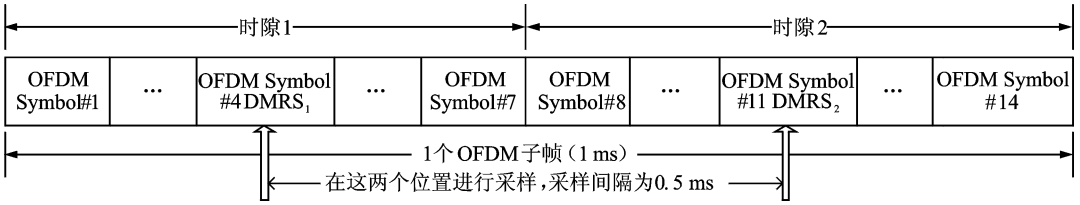


图1 0.5 ms 采样间隔下的频域信道抽样示意图

Fig.1 Channel sampling in frequency domain under 0.5 ms sampling interval

(2) 结合噪声估计值  $P_e$ , 计算采样间隔为 0.5 ms 的自相关函数值为

$$\bar{\rho}_r = \frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\tilde{H}_2(k) \cdot \tilde{H}_1^*(k))}{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\tilde{H}_1(k) \cdot \tilde{H}_1^*(k)) - M_f \cdot P_e} \quad (2)$$

式中:  $M_f$  为修正因子, 建议取值为 0.12, 其值为遍历值(限制因子类似), 由于本文侧重所限, 故在此不做详细仿真。

(3) 为了消除某次或者某几次离谱数据对于所估速度的影响, 对式(2)所求得的  $\bar{\rho}_r$  做一个判断, 当

$$|\bar{\rho}_r^n| < L_r \quad (3)$$

本文认为此数据是有效数据,  $L_r$  为限制因子代入式(3), 否则舍弃, 认为所估速度与上个估计周期相同。在此本文建议  $L_r$  取值为 1.8。

(4) 将第  $n$  个子帧计算得到的  $\bar{\rho}_r^n$  与前  $(n-1)$  个子帧做平滑, 得到

$$\bar{\rho}_r^n = \frac{\bar{\rho}_r^n + (n-1) \cdot \bar{\rho}_r^{n-1}}{n} \quad (4)$$

(5) 根据信道相关值与用户(User equipment, UE)速度之间的函数映射关系, 通过查找信道相关值与用户速度的函数映射关系表, 由  $\bar{\rho}_r^n$  对应得到 UE 速度  $v_{0.5}$ , 该表可以根据图 2 中的曲线建立。

(6) 判断当前子帧与上一个子帧的 DMRS 是否有重复资源, 若有, 则分别将这些资源块(Resource block, RB)上两个子帧内的第一个时隙的 DMRS 信号提取出来, 记为  $R_m(k)$ ,  $m=1, 3$ , 则  $R_1(k)$  与  $R_3(k)$  间隔为 1 ms, 抽样示意如图 3 所示。图 4 所示为本方案的装置示意图。

(7) 对  $R_m(k)$  进行步骤(2)~(5)的相同处理, 得到  $v_1$ 。

(8) 对  $v_{0.5}$  和  $v_1$  作平均, 得到最终估计速度  $v_{final}$ , 即

$$v_{final} = \frac{v_{0.5} + v_1}{2} \quad (5)$$

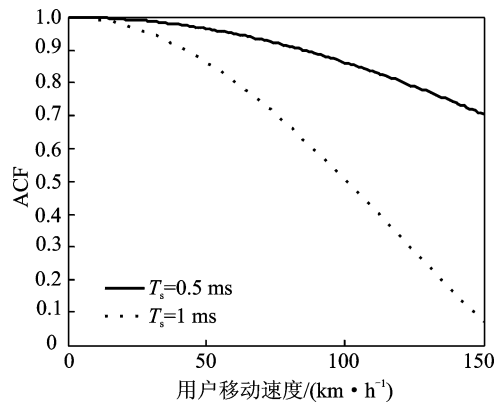


图2 采样间隔 0.5 ms 和 1 ms 下不同速度对应的自相关函数

Fig.2 AFC at different speed with 0.5 ms or 1 ms sampling interval

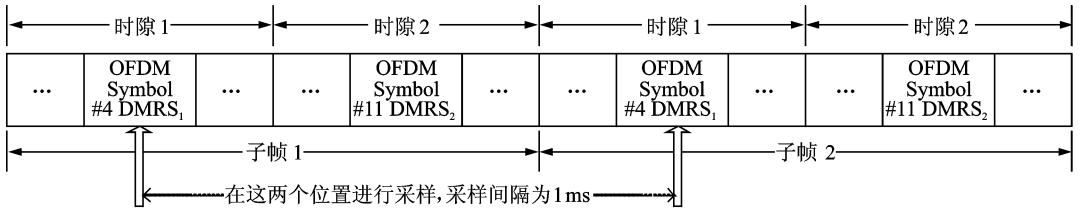


图 3 采样间隔 1 ms 下的频域信道抽样示意图

Fig. 3 Channel sampling in frequency domain under 1 ms sampling interval

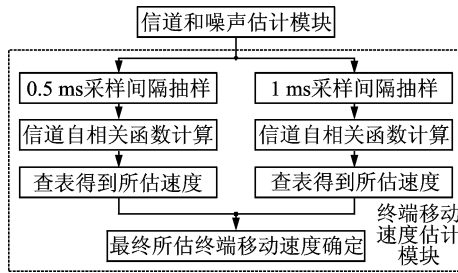


图 4 算法实现方案

Fig. 4 Algorithm implementation scheme

## 2 链路仿真与结果分析

本节对本方案在分时期长期演进(Time division long term evolution, TD-LTE)系统上行链路级平台中仿真实现,将所提的速度估计算法进行 Matlab 仿真,系统带宽 20 MHz,载波频率 2.6 GHz。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数设置

Tab. 1 Simulation parameters

仿真参数	参数取值
系统带宽/MHz	20
载波频率/GHz	2.6
子载波数	4 RB 48 个子载波/10 RB 120 个子载波
SINR/dB	5/10/20
链路方向	上行
天线配置	1 发 8 收
信道模型	SCME/ITU-R

对于信道模型,扩展空间信道模型(Spatial channel model extension, SCME)是无直射径的信道建模,而 ITU-R 是有直射径的信道建模。该仿真中,修正因子取值 0.12,限制因子取值 1.8。图 5~12 为仿真结果图,横轴为移动终端的移动实际速度,纵轴为通过本文算法估计出来的速度,图中的各条仿真线为在不同 SNR 情况下的实际值和理论值。从仿真结果图可知,在不同的 SCME 信道和 ITU-R 信道以及通过不同的采用间隔情况时:随着采样间隔的增加,UE 低速到高速的估值速度与实际速度基本一样,估计均方差不超过 4,误差不超过 5%;当在采样间隔 0.5 ms,4 RB,SCME 信道和 ITU-R 信道时,如图 5,6,UE 处于低速,SNR 较小时,其理论值与实际值方差较大,但随着速度的增加,方差有减小的趋

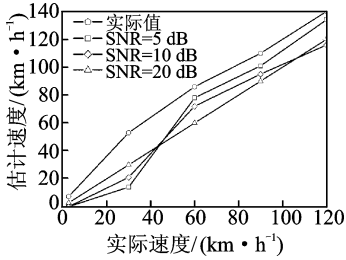


图5 采样间隔 0.5 ms, 4 RB, SC-ME 信道

Fig. 5 Sampling interval 0.5 ms, 4 RB SCME

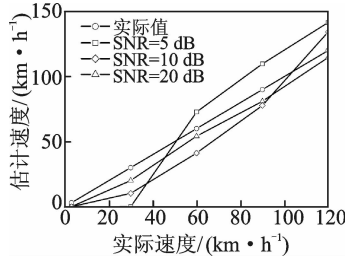


图6 采样间隔 0.5 ms, 4 RB, ITU-R 信道

Fig. 6 Sampling interval 0.5 ms, 4 RB ITU-R

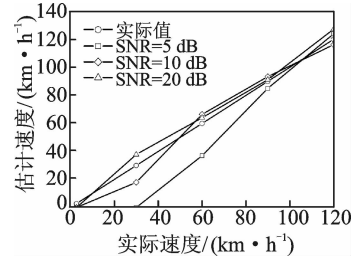


图7 采样间隔 0.5 ms, 10 RB, SC-ME 信道

Fig. 7 Sampling interval 0.5 ms, 10 RB SCME

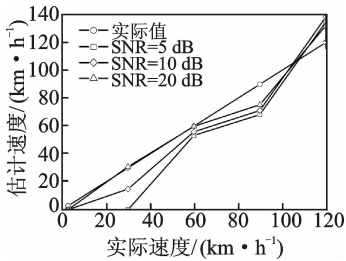


图8 采样间隔 0.5 ms, 10 RB, ITU-R 信道

Fig. 8 Sampling interval 0.5 ms, 10 RB ITU-R

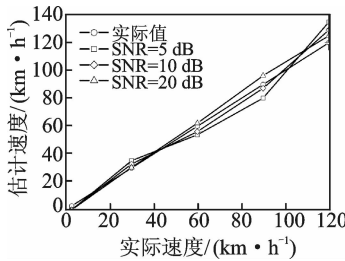


图9 采样间隔 1 ms, 4 RB, SCME 信道

Fig. 9 Sampling interval 1 ms, 4 RB SCME

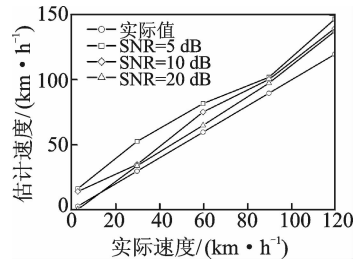


图10 采样间隔 1 ms, 4 RB, ITU-R 信道

Fig. 10 Sampling interval 1 ms, 4 RB ITU-R

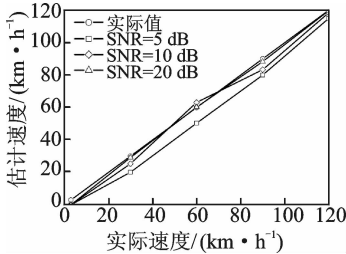


图11 采样间隔 1 ms, 10 RB, SCME 信道

Fig. 11 Sampling interval 1 ms, 10 RB SCME

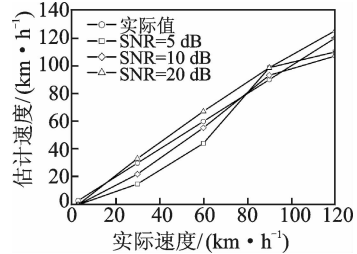


图12 采样间隔 1 ms, 10 RB, ITU-R 信道

Fig. 12 Sampling interval 1 ms, 10 RB ITU-R

势,但对速度的估计范围,比如中速、高速没有影响。因此采用 PUSCH 中 DMRS 进行速度估计是可行的。本文算法得出的移动终端速度估计值与理论值都比较接近。在实际应用中,可以对修正因子和限制因子作出调整。在测试过程中,当所估速度普遍高于实际速度时,应首先提高修正因子;如果所估速度还较高,则可以提高限制因子。反之,当所估速度普遍低于实际速度时,则应首先减小修正因子;如果所估速度还较低,则可以减小限制因子。通过在计算自相关系数时引入修正因子和限制因子来减小噪声及不同信道条件的影响。首先计算 0.5 ms 采样间隔下的信道自相关系数,并且在 1 ms 采样间隔的信道信息可用的情况下计算 1 ms 采样间隔下的信道自相关系数,得到所估速度之后对 0.5 ms 采样间隔下估计得到的速度进行修正,使得所估终端速度更加准确。

### 3 结束语

本文提出了一种利用上行 OFDM 系统中的解调参考信号来对终端速度进行估计的算法。通过噪

声方差估计结果对自相关系数进行修正,并利用限制因子对相关系数进行有效选择,最后利用大间隔信道响应估计的速度对小间隔信道响应对应的速度进行修正。该算法相对于基于下行链路信道信息的速度估计方法精确度高;相对于基于 ACF 的时域估计方法,具有更高的实用价值;相对于利用所估导频信道频域相应的差值  $\Delta H$  来估计速度的方法降低了测试工作量。仿真表明该算法在 SCME/ITU-R 信道模型中可以进行准确的速度估计,具有一定的工程应用价值。

### 参考文献:

- [1] 周一青,潘振岗,翟国伟,等. 第五代移动通信系统 5G 标准化展望与关键技术研究[J]. 数据采集与处理, 2015, 30(4): 714-724.  
Zhou Yiqing, Pan Zhengang, Zhai Guowei, et al. Standardization and key technologies for future fifth generation of mobile communication systems[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2015, 30(4): 714-724.
- [2] 戚晨皓, 黄永明, 金石. 大规模 MIMO 系统研究进展[J]. 数据采集与处理, 2015, 30(3): 544-551.  
Qi Chenhao, Huang Yongming, Jing Shi. Overview of massive MIMO system[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2015, 30(3): 544-551.
- [3] Stuber G L, Barry J R, McLaughlin S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications[J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271-294.
- [4] Morimoto M, Kaneko H, Miyamoto N. Estimating vehicle speed from in-vehicle monocular camera footage[J]. Journal of the Institute of Image Information & Television Engineers, 2014, 68(1): 47-54.
- [5] Malipatil A. Parameter estimation in distributed sensor networks and CFO estimation in OFDM systems[J]. Dissertations & Theses-Gradworks, 2014, 8(2): 815-830.
- [6] Gu J F, Moghaddasi J, Wu K. Delay and Doppler shift estimation for OFDM-based radar-radio (RadCom) system[C]// Wireless Symposium (IWS). Las Vegas: IEEE, 2015: 1-4.
- [7] Tian Q H, Qi Z, Ying T, et al. Performance analysis of broadband satellite communication system based on OFDM/TDM [J]. Journal of China Universities of Posts & Telecommunications, 2013, 20(3): 37-77.
- [8] Khan S. A fixed complexity velocity estimation method for mobile MIMO users[C]// Consumer Communications and Networking Conference (CCNC). Las Vegas, USA: IEEE, 2010: 1-5.
- [9] Meng Y, Wang Q. Research of noise estimation algorithm based on DMRS in LTE-A system[J]. Shanxi Electronic Technology, 2013(6): 83-85.
- [10] Hou X, Zhang Z, Kayama H. DMRS design and channel estimation for LTE-advanced MIMO uplink[C]// Vehicular Technology Conference Fall, Alaska, USA: IEEE, 2009: 1-5.

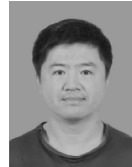
### 作者简介:



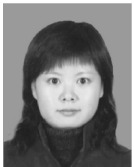
**杨秀清** (1967-), 女, 副教授, 研究方向: 电子信息工程技术、无线通信, E-mail: yangxql@163.com。



**王艳秋** (1975-), 女, 讲师, 研究方向: 电子信息工程技术。



**陈禹** (1977-), 男, 博士研究生, 研究方向: 无线通信。



**裴春梅** (1977-), 女, 副教授, 研究方向: 短距离无线传输。