

# 自适应最优相关间隔选择的多普勒频偏估计算法

张 彭<sup>1</sup>, 毕光国<sup>1</sup>, 曹秀英<sup>1</sup>, 袁晓辉<sup>2</sup>

(1. 东南大学 移动通信国家重点实验室, 南京 210096; 2. 东南大学 自动控制系, 南京 210096)

[摘要] 在信道自相关特性的多普勒频偏估计算法的基础上, 分析了存在的估计性能不受信噪比和频偏变化影响的最优相关间隔。利用该特性提出一种逐次缩小搜索范围的迭代(CIO, correlation-interval optimized)算法, 实现对其搜索和最大多普勒频偏的估计。通过仿真证明理论分析的正确及算法的有效性。与传统基于相关估计算法相比, 该算法自适应于信噪比和频偏变化, 估计性能基本上独立于信噪比和频偏的变化, 实现多普勒频偏的直接性能估计。

[关键词] 多普勒频偏; 自相关; 最优化; 迭代

[中图分类号] TN929.5 [文献标识码] A [文章编号] 1009-1742(2007)06-0071-06

## 1 引言

移动通信环境下, 由于空间存在反射物以及发射机和接收机的相对运动, 使通信信道具有多径时变衰落的特征。收发端相对运动形成的多普勒频移, 在频域导致信号频谱被展宽, 在时域决定了衰落信道参数的短时相关性及其随时间变化的快慢<sup>[1]</sup>。为了使系统性能最优化, 接收机各环节需要适应信道的时变特性, 可利用估计出的多普勒频偏进行自适应调整, 如信道估计滤波器带宽的设计、自适应调制与编码、功率控制、交织深度的选择、以及上层的无线网络优化等方面的应用<sup>[2~5]</sup>。这些自适应优化算法都依赖于多普勒频偏的有效估计。

现有的研究成果中提出了各种估计方法。包括利用信号包络或均方包络采样的归一化偏差与其自相关函数进行估计的一类方法<sup>[6]</sup>、通过统计有效到达径上信号包络的电平通过率进行估计的一类方法<sup>[7]</sup>、利用信道相位变化的统计信息进行估计的方法<sup>[8]</sup>、将多普勒频偏可能存在范围分段, 并根据最

大似然准则建立代价函数, 搜寻使代价函数最小的频段进行估计的方法<sup>[9]</sup>, 以及从特征空间<sup>[10]</sup>、谱估计<sup>[11]</sup>、多向量测试<sup>[12]</sup>、小波分析<sup>[13]</sup>、结合天线阵列并利用子空间滤波技术<sup>[14]</sup>等各种角度入手的解决方案。

笔者在传统算法的基础上, 从相关间隔变化对估计值的影响, 提出一种通过逐渐缩小搜索范围对其搜索的迭代(CIO, correlation-interval optimized)算法, 完成对多普勒频偏的最优估计, 并在 OFDM 系统下进行仿真。

## 2 信道模型及信道特性

电波在三维空间中传播, 由发射机和接收机相对运动导致入射平面波产生多普勒频移  $f = f_0 \cos \theta_m$ , 其中  $\theta_m$  为第  $m$  条入射波的入射角,  $f_0 = v/\lambda_c$ ,  $\lambda_c$  为入射平面波波长,  $v$  为接收机移动速度,  $f_0$  是  $\theta_m = 0$  时多普勒频移最大值。

根据 Clarke 模型<sup>[15]</sup>, 假设无噪声条件下窄带时变信道脉冲响应的基带复包络为  $h(t)$ , 则其自

[收稿日期] 2005-12-19; 修回日期 2006-05-09

[基金项目] 国家自然科学基金资助项目(60496311)

[作者简介] 张 彭(1976-), 男, 陕西西安市人, 东南大学移动通信国家重点实验室博士生, 研究方向为移动通信中的信道估计与自适应接收技术

相关函数可表示为

$$R_h(\tau) = \sigma_h^2 j_0(2\pi f_b \tau) \quad (1)$$

其中  $\sigma_h^2$  为接收带通信号功率,  $\tau$  为相关间隔,  $j_0(x)$  为零阶第一类贝塞尔函数。

### 3 相关间隔和多普勒频偏估计值关系

考虑到双边功率谱密度为  $N_0/2$  的带限加性高斯白噪声,  $R_h(\tau)$  可表示为

$$R_h(\tau) = \sigma_h^2 j_0(2\pi f_b \tau) + N_0 \sin(B\pi\tau)/2\pi\tau \quad (2)$$

其中  $B$  为接收滤波器带宽。假设接收滤波器带宽等于信号带宽, 则系统采样间隔为  $B^{-1}$ , 相关间隔  $\tau = nB^{-1}$ ,  $n$  为正整数, 则  $R_h(\tau)$  可表示为

$$R_h(\tau) = \sigma_h^2 j_0(2\pi f_b \tau) + N_0 \sin(n\pi)/2\pi\tau = \sigma_h^2 j_0(2\pi f_b \tau) = (\sigma_h^2 + \sigma_c^2) j_0(2\pi f_b \tau) S / (S + 1) \quad (3)$$

其中  $\sigma_c^2 = BN_0/2$  为噪声功率,  $S = \sigma_h^2 / \sigma_c^2$  为信噪比。接收带通信号功率为  $\sigma_h^2 + \sigma_c^2$ , 则加高斯白噪声之后  $h(t)$  的归一化自相关函数为

$$r_h(\tau) = J_0(2\pi f_b \tau) S / (S + 1) \quad (4)$$

略去高次项的零阶第一类贝塞尔函数近似表达式可表示为

$$j_0(x) = 1 - (x/2)^2 \quad (5)$$

设  $f_b$  的估计值为  $f_d$ , 将上式代入通用的归一化后的多普勒频偏估计公式  $r_h(\tau) = j_0(2\pi f_d \tau)$  得

$$f_d = (1 - r_h(\tau))^{1/2} / \pi\tau \quad (6)$$

$r_h(\tau)$  为检测到的接收信号复包络  $h(t)$  的实际归一化相关特性, 其中包含着信噪比信息, 如式(4)所示。式(6)为基于信道自相关估计算法的基本描述。在信道相干时间  $\tau_c$  内信道的冲击特性保持较强相关性, 基于相关的估计算法才有意义。

将式(4)代入式(6)可得

$$f_d = (1 - j_0(2\pi f_b \tau) S / (S + 1))^{1/2} / \pi\tau \quad (7)$$

为了对信道相关性有效逼近, 同时考虑到计算精度和复杂度, 选用贝塞尔函数4阶近似:

$$j_0(2\pi f_b \tau) = 1 - (\pi f_b \tau)^2 + (\pi f_b \tau)^4 / 4 \quad (8)$$

并代入式(7)得

$$f_d = \{1 - [1 - (\pi f_b \tau)^2 + (\pi f_b \tau)^4 / 4] S / (S + 1)\}^{1/2} / \pi\tau \quad (9)$$

估计值  $f_d$  对信噪比  $S$  求导得

$$df_d/dS = -j_0(2\pi f_b \tau) / 2\pi\tau (S + 1)^2 [1 - j_0(2\pi f_b \tau) S / (S + 1)]^{1/2} \quad (10)$$

$j_0(2\pi f_b \tau) > 0$ , 所以  $df_d/dS < 0$ 。

结论1 给定相关间隔条件下, 估计值和信噪比一一对应, 并随信噪比增加单调减小。

估计值  $f_d$  对相关间隔  $\tau$  求导得

$$f'_d = -[1 + 3S(\pi f_b \tau)^4 / 4] / \pi\tau^2 [(S + 1)(1 + S(\pi f_b \tau)^2 - S(\pi f_b \tau)^4 / 4)]^{1/2} \quad (11)$$

因为  $f'_d < 0$ , 可得:

结论2 给定信噪比条件下, 估计值和相关间隔一一对应, 并随相关间隔增加单调减小。

当估计值等于实际值时实现最优估计, 令  $f_d = f_b$  代入式(9)可得使估计无误差的相关间隔最优值

$$\tau_c = [(2(S + 1)^{1/2} - 1) / S]^{1/2} / \pi f_b \quad (12)$$

结论3 存在的唯一最优相关间隔使得估计值与实际值相等。此最优相关间隔由信噪比和多普勒频偏决定。

令  $\log_u \tau = x \quad u > 1$ ,  $\log_v f_d = y \quad v > 1$  (13)

为简化计算设  $u = v$ , 式(9)以  $u$  为底取对数并进行变量代换得

$$y = [\log_u(1 / ((S + 1)\pi^2 u^{2x} + S f_b^2 / (S + 1) - S\pi^2 f_b^4 u^{2x} / 4(S + 1)))] / 2 \quad (14)$$

$y$  对  $x$  求一阶导数并化简得

$$y' = -(1 + S\pi^4 f_b^4 u^{4x} / 4) / (1 + S\pi^2 f_b^2 u^{2x} / 4 - S\pi^4 f_b^4 u^{4x} / 4) \quad (15)$$

因为  $y' < 0$ , 所以可得:

结论4 在以  $x - y$  为坐标的曲线上  $y$  与  $x$  一一对应, 并且  $y$  随  $x$  增加单调减小。

令  $\pi f_b u^x = w$  则

$$y' = (1 + Sw^4/4) / (1 + Sw^2 - Sw^4/4) \quad (16)$$

$y$  对  $x$  求二阶导数并化简得

$$y'' = (d^2 y / dw^2) (dw / dx) = 2S(\ln uw^2(1 - w^2 - Sw^4/4)) / (1 + Sw^2 - Sw^4/4)^2 \quad (17)$$

令  $y'' = 0$ , 求解二阶导数的零点, 可得方程

$$w^2(Sw^4 + 4w^2 - 4) = 0 \quad (18)$$

令  $w^2 = z$  可得

$$z(Sz^2 + 4z - 4) = 0 \quad (19)$$

解方程式(19)可得

$$z = (-2 \pm 2(1 + S)^{1/2}) / S \text{ 或 } z = 0 \quad (20)$$

舍去不合理值得

$$w = [(2(1+S)^{1/2} - 2)/S]^{1/2} \text{ 或 } z = 0 \quad (21)$$

用  $f_b, \tau$  变量替换  $w$  可得二阶导数为零点

$$\tau_g = [(2(S+1)^{1/2} - 2)/S]^{1/2} / \pi f_b \quad (22)$$

与式(12)的相关间隔最优值  $\tau_c$  比较可得

$$\tau_g = \tau_c \quad (23)$$

结论5 在以  $x-y$  为坐标的曲线上二阶导数零点对应最优相关间隔。

式(17)二阶导数  $y''$  的分母  $(1 + Sw^2 - Sw^4/4)^2 > 0$ , 式(20)已经给出分子的3个零点, 所以可得  $y''$  的取值范围为:

$$\begin{cases} y'' > 0 & z \in (0, [-2 + 2(1+S)^{1/2}]/S), \\ y'' < 0 & z \in ([-2 + 2(1+S)^{1/2}]/S, +\infty) \end{cases} \quad (24)$$

$y''$  在唯一过零点处由正变负, 所以可得:

结论6 在以  $x-y$  为坐标的曲线上一阶导数极大值点即为二阶导数零点, 并对应最优相关间隔, 且此极值点唯一。

当  $0 < \tau \ll \tau_c$  时, 式(14)可近似为

$$y = [\log_u(1/(S+1)\pi^2 u^{2x} + Sf_b^2/(S+1) - S\pi^2 f_b^4 u^{2x}/4(S+1))]/2 = -x - \log_u(\pi(S+1)^{1/2}) \quad (25)$$

结论7 在相关间隔  $\tau$  远小于信道相干时间时,  $x$  和  $y$  成线性关系, 估计值和相关间隔成反比变化。

在  $x \gg 1$  时, 零阶第一类贝塞尔函数近似为

$$j_0(x) = (2/\pi x)^{1/2} \cos(x - \pi/4) \quad (26)$$

当相关间隔远大于信道相干时间时, 即  $\tau \gg \tau_c$  时  $f_b \tau \gg 1$ 。将式(26)代入式(7)可得

$$f_d = [((S+1)\pi^4 f_b^2 \tau^2 - S \cos(2\pi f_b \tau - \pi/4)) / ((S+1)\pi^6 f_b^4 \tau^4)^{1/2}] \quad (27)$$

略去高次项简化为

$$f_d = 1/\pi \tau \quad (28)$$

式(28)以  $u$  为底取对数, 用  $x, y$  进行变量代换得

$$y = -x - \log_u \pi \quad (29)$$

结论8 在相关间隔远大于信道相干时间时, 变量  $x$  和  $y$  成线性关系, 多普勒估计值和相关间隔变化成反比。

用最优相关间隔可以达到最优估计, 使  $f_d = f_b$ 。根据结论1, 估计值随信噪比增加单调减小, 在实现最优估计后若继续增加信噪比会导致估计值  $f_d < f_b$ 。故可得:

结论9 传统算法只能在一定范围内通过提高

信噪比改善估计性能, 超出此范围会导致估计性能降低。

## 4 CIO 多普勒频偏估计算法

在相关间隔小于信道相干时间  $\tau \in (0, \tau_c)$  的范围内, 多普勒频偏的估计值随相关间隔单调减小, 在以相关间隔和估计值的对数值  $x, y$  为坐标的二维曲线中,  $y$  随  $x$  增加单调减小, 并存在唯一最优相关间隔  $\tau_c$  使估计值与实际值相等。此最优相关间隔由信噪比和多普勒频偏决定。在结论5和结论6中分别给出了最优相关间隔点独立于信噪比和车速变化的一阶和二阶特征, 该点为  $x, y$  坐标图中曲线除  $\tau = 0$  外唯一的二阶导数零点, 且为一阶导数极大值点。由结论7表明, 在  $0 < \tau \ll \tau_c$  时  $x$  和  $y$  近似线性关系, 二阶导数  $y''$  接近于零, 故通过搜索曲线的一阶导数极大值点实现对  $\tau_g$  的捕获。

为了实现对相关间隔最优值点  $\tau_g$  的搜索, 同时兼顾精度和计算复杂度, 提出下面的 CIO 算法。

先以较大间隔插入导频, 得出  $\tau_g$  的初步估计, 以此为基准在其邻域内以更小间隔再次插入导频, 得出  $\tau_g$  更高精度估计值, 每次迭代收敛值若和上次相同则迭代收敛, 若不同则增加  $\tau$  的分辨率继续迭代, 直到估计值不再变化或分辨率无法再增加, 即导频间隔减小到系统所能提供的最小值。因为在以  $x-y$  为坐标轴的曲线中,  $x$  坐标等差变化对应于相关间隔  $\tau$  的等比变化, 故以等比间隔插入导频可以在固定导频条件下在最大范围内捕获  $\tau_g$ 。一阶导数的极大值点通过比较差分值获得。

CIO 算法步骤:

Step 1 根据实际最大多普勒频偏可能存在的范围  $[f_a, f_b]$ , 给相关间隔区间  $\varphi_i$  赋初值  $\varphi_0 = [\tau_{0,\min}, \tau_{0,\max}]$ ,  $\tau_{0,\min} = 1/\pi f_a$ ,  $\tau_{0,\max} = 1/\pi f_b$ ,  $i$  为迭代次数,  $i = 0, 1, 2, \dots$ 。

Step 2 在  $\varphi_i = [\tau_{i,\min}, \tau_{i,\max}]$  内以等比间隔  $\alpha_i$  插入导频。即后继导频符号和第一个导频符号的间隔分别为  $\tau_{i,\min}, \tau_{i,\min} + \alpha_i \delta_i, \dots, \tau_{i,\min} + \alpha_i^K \delta_i$ ,  $\alpha_i > \alpha_{i+1} > 0$ ,  $K$  为插入导频数,  $\delta_i$  为最小分辨率,  $K = \langle \log_{\alpha_i} [\tau_{i,\max} - \tau_{i,\min}] / \delta_i \rangle$ ,  $\langle \cdot \rangle$  为朝零方向取整。

Step 3 根据式(6)得到导频间隔分别为  $\tau_{i,\min}, \tau_{i,\min} + \alpha_i, \dots, \tau_{i,\min} + \alpha_i^K$  时多普勒频偏的估计值  $f_{i,1}, f_{i,2}, \dots, f_{i,K}$ , 并根据式(13)映射为  $x, y$  的表达式。

Step 4 在  $x, y$  坐标下, 寻找曲线一阶差分极大值点  $\tau_i = \tau_{i,\min} + \alpha_i^k, k \in \{1, 2, \dots, K\}$ 。

Step 5 如果  $\tau_i = \tau_{i-1}$  迭代收敛,  $\tau_g = \tau_i$ , 转 Step 6。否则  $i = i + 1$ , 并给区间  $\varphi_{i+1}$  赋值:  $\varphi_{i+1} = [\tau_{i,\min} + \alpha_i^{k-1}, [\tau_{i,\min} + \alpha_i^{k+1}]]$ , 返回 Step 2。

Step 6 将  $\tau_g$  代入式 (6) 计算最大多普勒频偏  $f_d$ 。

将 CIO 算法应用于 OFDM 系统, 以间隔  $l$  插入导频符号, 则式 (4) 的信道归一化自相关特性通过

$$r_h(l) = \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N r[m, n] r^*[m+l, n]}{\left[ \sum_{m=1}^M \left( \sum_{n=1}^N r[m, n]^2 + \sum_{n=1}^N r^*[m+l, n]^2 \right) / 2 \right]} \quad (30)$$

获得, 其中  $M$  为用来求统计平均的符号数,  $N$  为每导频符号内用来计算相关值无 ISI 的采样数。  $l$  为整数倍符号宽度。

## 5 仿真结果

相关间隔  $\tau$  和估计值  $f_d$  的关系, 经式 (13) 变量代换, 仿真曲线如图 1 所示。

由图 1 可见, 仿真结果和理论分析是一致的:

1) 固定相关间隔条件下估计值随信噪比增加单调减小。

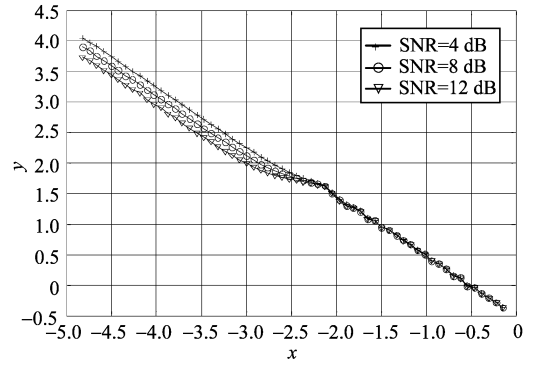
2) 固定信噪比条件下估计值随相关间隔增加单调减小。

3) 曲线斜率小于零,  $y$  随  $x$  增加单调减小, 在  $0 < \tau \ll \tau_c$  和  $\tau \gg \tau_c$  时  $x, y$  成线性关系。

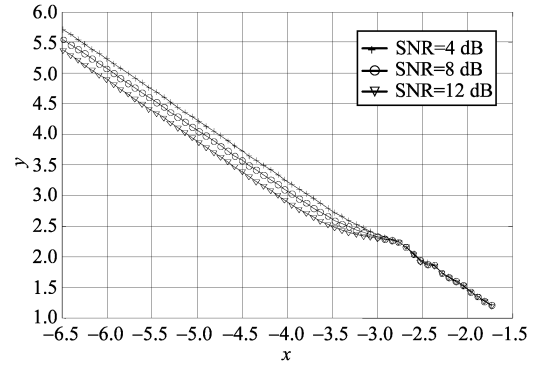
4) 在  $\tau = \tau_c$  附近区间内, 估计值随相关间隔变化较慢, 即图 1 中曲线中部斜率较大的区间。当  $\tau = \tau_c$  时曲线斜率最大, 对应频偏最优估计值, 该点为一阶导数极大值的特性独立于信噪比和频偏变化。

5) 多普勒频偏一定条件下, 信噪比越大则  $x - y$  坐标下的曲线斜率接近其极值的区间宽度越大, 曲线特殊的几何特征越明显。

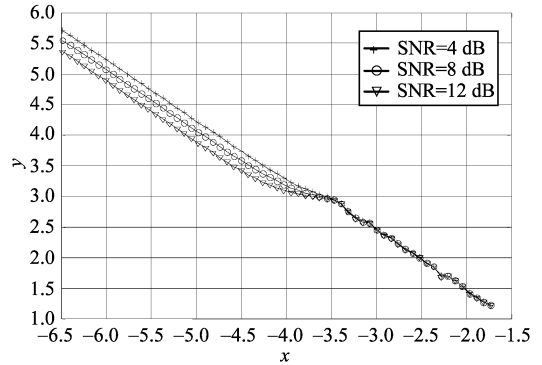
将 CIO 算法应用 OFDM 系统进行仿真, 通过插入不同间隔的导频符号实现  $x - y$  坐标下曲线一阶导数极大值点  $\tau_g$  搜索。仿真参数为: 信道径数 6, 最大信道时延  $8 \mu\text{s}$ , 子载波数 1 024, 循环前缀 64, QPSK 调制, 载波频率 2.16 GHz, 数据带宽 5 MHz。



a. 多普勒频偏 50 Hz



b. 多普勒频偏 200 Hz



c. 多普勒频偏 1000 Hz

图 1 相关间隔和多普勒频偏的估计值关系  
Fig.1 Relationship between estimates of CI and Doppler frequency shifts

式 (30) 中导频符号数  $M=1$ , 每符号内用来求统计平均的采样数等于子载波数, 即  $N=1 024$ 。每次迭代导频间隔比均取  $\alpha = 2$ ,  $\delta_i$  等于符号长度。

用固定相关间隔  $\tau=0.32 \text{ ms}$  对传统估计算法进行仿真和 CIO 算法比较。图 2 为不同频偏条件下估计值比较。图 3 为不同信噪比条件下的性能比较。图 4 为归一化均方误差比较。

可以看出传统算法当相关间隔给定后, 信噪比  $S$  和频移  $f_d$  的变化对估计精度影响很大。在车速

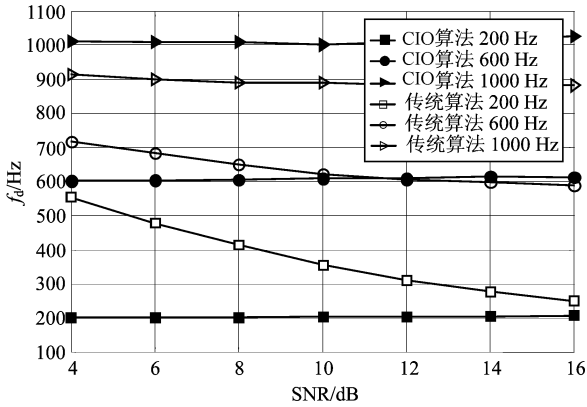


图 2 CIO 算法和传统算法在不同频偏下性能比较

Fig.2 Comparison of property between estimates of CIO algorithm and the traditional algorithm at different Doppler frequency shifts

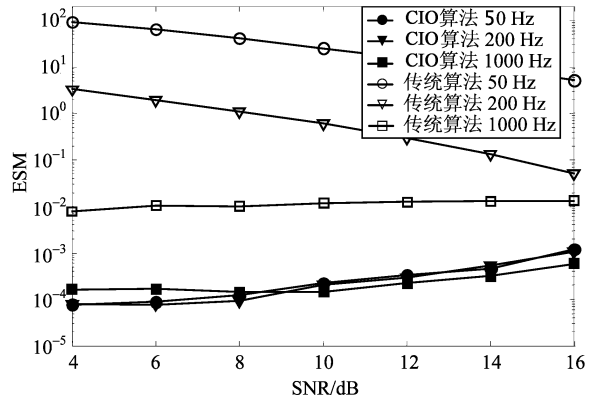


图 4 CIO 算法和传统算法的估计值归一化均方误差比较

Fig.4 Comparison of MSE in estimates of CIO algorithm and the traditional algorithm

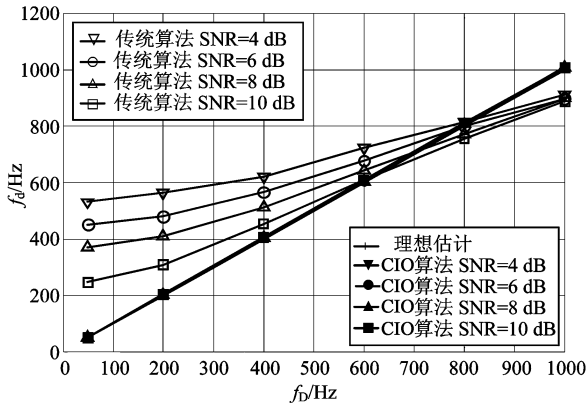


图 3 CIO 算法和传统算法在不同信噪比下性能比较

Fig.3 Comparison of property between estimates of CIO algorithm and the traditional algorithm at different SNR

和信噪比共同决定的最佳估计点之外信噪比或车速变化的增加会导致估计误差增大。这也是传统算法精度受到限制的原因所在。具体表现为：

1) 信噪比降低导致估计值高于实际值，信噪比增加导致估计值小于实际值，两种情况归一化均方误差均会随信噪比增加而增大。特别是后者通过提高信噪比估计性能非但不能改善反而会下降，这和结论 1 相一致。

2) 固定相关间隔车速逐渐增加时信道相干时间逐渐减小，等效于相干时间不变相关间隔变大，导致估计值小于实际值。同样车速减小时，导致估

计值大于实际值。两种情况下归一化均方误差均会随车速增加而增大，这和结论 2 相一致。

由于无法获得信噪比和车速先验信息，无法确定相关间隔是否为最优值，所以不能仅通过提高信噪比来改善估计性能。

CIO 算法由于能够根据不同的信噪比和车速自适应的选择最佳相关间隔进行估计，理论上估计精度不受信噪比和车速变化的影响，仅存在由迭代算法的精度限制带来一定误差。系统一般工作在信噪比 10 dB 以下范围内，在此范围内和高信噪比条件下同样具有较高估计精度，估计性能较传统算法有了显著提高。

CIO 算法在提高估计性能同时也付出一定代价：增加了一定导频数量，在搜索宽度为  $\tau_{i,max} - \tau_{i,min}$  的范围内每次迭代使用的导频数为  $K = \langle \log_{\alpha_i} [(\tau_{i,max} - \tau_{i,min}) / \delta_i] \rangle$ ， $\tau_{i,max} - \tau_{i,min}$  为每次迭代的搜索范围。在上述 OFDM 系统条件下，每次迭代使用约 10 个导频符号。

## 6 结语

针对相关间隔对估计精度的影响进行理论分析，证明了最优相关间隔的存在，推导出了其具有的独立于信噪比和频偏变化的特殊性，并在此基础上提出了一种迭代估计算法对最优相关间隔进行搜索。估计过程自适应于信噪比和车速变化，保持较高估计精度不受其变化影响。克服了传统基于相关类多普勒估计算法在低信噪比条件下性能难以提高的缺陷。

## 参考文献

- [1] Jacks W C. Microwave Mobile Communications [M]. New York: Wiley, 1974. chapter 1, 13~77
- [2] Sakamoto M, Huoponen J, Niva I, et al. Adaptive channel estimation with velocity estimator for W-CDMA receiver [A]. IEEE Vehicular Technology Conference, Vol 3 [C]. 2000. 15~18
- [3] Cartreux S, Erceg V, Gesbert D, et al. Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data [J]. Networks IEEE Communication Magazine, 2002, 40: 108~115
- [4] Monk A M, Milstein L B. Open-loop power control error in a land mobile satellite system [J]. IEEE J Sel Areas Comm, 1995, 13(2): 205~212
- [5] Jake M, Holtzman A S. Adaptive averaging methodology for handoffs in cellular systems [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1995, 44: 59~66
- [6] Tepedelenioglu C, Giannak G B. Estimation of Doppler spread and signal strength in mobile communications with application to handoff and adaptive transmission [J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2001, 1(2): 221~242
- [7] Austin M D, Stuber G L. Velocity adaptive handoff algorithms for microcellular systems [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1994, 43(3): 549~561
- [8] Hua Jingyu, You Xiaohu, Sheng Bin, et al. A scheme for the Doppler shift estimation despite the power control in mobile communication systems [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Spring, 2004, 1(17): 284~288
- [9] Krasny L. Doppler spread estimation in mobile radio systems [J]. IEEE Commun Letters, 2001, 5(5): 197~199
- [10] Austin M D, Stuber G. Eigen-based Doppler estimation for differentially coherent CPM [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1994, 43(3): 781~785
- [11] Lin Jingdong, Proakis J G, Ling Fuyun, et al. Optimal tracking of time-varying channels: a frequency domain approach for known and new algorithms [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1995, 13(1): 141~154
- [12] Hellebrandt M, Mathar R, Scheibenbogen M. Estimating position and velocity of mobiles in a cellular radio network [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1997, 46(1): 65~71
- [13] Narasimhan R, Cox D C. Speed estimation in wireless systems using wavelets [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(9): 1357~1364
- [14] Jakobsson A, Swindlehurst A L, Stoica P. Subspace-based estimation of time delays and Doppler shift [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(9): 2472~2483
- [15] Clarke R H. Principle of Mobile Communication [M]. Boston, MA: Luwer Academic Publishers, 1996

## Adaptive Optimization of Correlation-Interval for Doppler Spread Estimation and Its Iterative Implement

Zhang Peng<sup>1</sup>, Bi Guangguo<sup>1</sup>, Cao Xiuying<sup>1</sup>, Yuan Xiaohui<sup>2</sup>

(1. National Mobile Communication Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Department of Automation & Control, Southeast University, Nanjing 210096, China)

[Abstract] In this paper, at first research of relation between correlation-interval and estimation accuracy is carried out, and the optimal correlation-interval is proved to be existent that is adaptive to signal-to-noise ratio and velocity varieties. Then some special characteristics of the optimal correlation-interval are explored. Based on them an iterative correlation-interval optimized (CIO) algorithm is proposed. It optimizes the correlation-interval and calculates the Doppler spread by increasing the resolution on time-domain iteratively. Simulation results show that contrasted to conventional schemes the proposed approach is less sensitive to signal-to-noise ratio and velocity varieties, and can improve the performance dramatically in low signal-to-noise ratio environment in which the conventional schemes has a poor performance. It achieves the high accurate estimation of Doppler spread directly.

[Key words] Doppler spread; autocorrelation; optimization; iteration