

一种新的快衰落信道频域跟踪算法¹

宋 梁 胡 波 凌 雯 亭

(复旦大学电子工程系 上海 200433)

摘 要 该文研究了第三代移动通信系统中用户移动速度在 150km/h 以上时, 无线信道的快衰落特性, 并且在 3GPP 系统的协议框架下提出了一种新的基于频域的信道跟踪方法 (FBP)。利用快衰落信道频域上的相对稳定性, 解决了由于信道参数变化的速度超过自适应算法收敛速度, 而造成的在时域上无法进行信道跟踪的问题。文章给出了该算法的模拟结果, 并与另一种对衰落信道的参数进行基于小波的信道跟踪算法 (WBP) 进行了比较, 该文提出的算法具有更好的性能和更低的算法复杂度。

关键词 快衰落信道, 信道跟踪, 频域处理, 小波域处理

中图分类号 TN911.22, TN929.5

1 引 言

在移动通信中, 无线信道通常采用衰落信道模型^[1]来描述, 这种信道有两个基本特征: 多径效应和衰落特性。衰落特性即信道特性的时变特性, 其产生的原因主要包括: 车辆或其他反射物体的移动所形成的反射路径的变化; 移动通信中通信用户的运动 (步行, 汽车, 火车等)。显然, 目标移动越快, 信道本身的变化也越快, 信道跟踪的难度也就越大。

传统的对于有线信道的均衡方法, 认为信道特性是近似不变的。这样可以通过训练码^[2,3]或盲均衡的方法^[4,5], 用一个收敛算法 (一般有最小均方 (LMS) 或是递推最小二乘 (RLS)) 来得到信道参数值。如果直接将这类算法用于快衰落信道, 实际上是对算法收敛速度的考验, 所以利用这类算法的方案大多采用了“信道特性在传输帧内近似不变”这一假设, 一旦这个条件得不到满足, 系统的性能将会受到极大的影响。一种解决方法是基于极大似然序列估计 (MLSE) 跟踪方法^[6,7], 这种方法的缺点是在 MLSE 的基础上又增加了更大的计算量, 并且当信道衰落速度超过跟踪算法的收敛速度时, 这种方法也不能够被采用。

另一种方案是用一组基函数来对信道参数的变化作逼近, 这种方法的吸引人之处是可以将时变参数的估计问题转化为时不变的基函数系数的估计。文献 [8, 9] 在假设信道参数 c_i 的时域变化曲线为一组复指数信号的和 $f_i(t) = \sum_k e^{j\omega_k t}$ 的基础上, 提出了快衰落信道均衡的方案。但这种对信道理想化建模的方法, 仅在理论上有一定的指导意义。文献 [10] 给出了用小波的多尺度空间分析的方法, 用小波基函数来对信道参数变化曲线进行逼近。但正如我们后文模拟中验证的那样, 虽然小波分析在许多场合都有优良的性能, 但对于快衰落信道而言却不如频域的复指数信号分解方法。

本文在 3GPP(3rd Generation Partnership Project)^[11,12] 协议框架的基础上, 提出了使用频域方法来跟踪实际快衰落信道的方案。并与小波的方法——WBP^[10](Wavelet Domain Based Processing) 方法作了性能上的比较。本文的框架如下: 第 2 节导出快衰落信道的模型, 及需要跟踪的参数; 第 3 节提出我们的基于频域的处理方法 FBP(Frequency Domain Based Processing); 第 4 节对 WBP 和 FBP 的性能及算法复杂度模拟比较。最后, 我们对模拟结果作出讨论和总结。

¹ 2001-03-30 收到, 2001-10-11 定稿

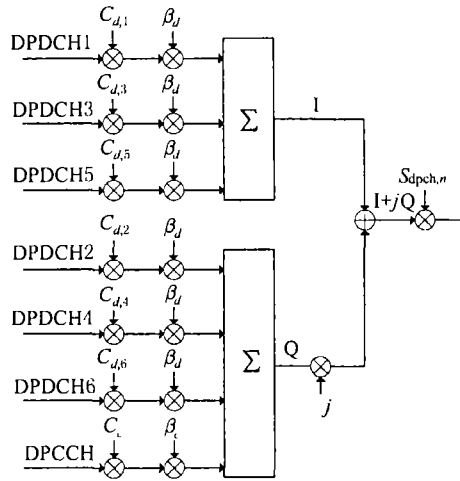


图 1 3GPP 系统发送端框图

2 3GPP 下的系统描述

本文的研究是在 3GPP 协议的框架下进行的,图 1 为 3GPP 规定的发送端系统框图^[11]。图中 DPDCH(Dedicated Physical Data Channel) 和 DPCCH(Dedicated Physical Control Channel) 为传输块, $c_{d,i}, c_c$ 为扩频码而 β_d, β_c 为发送端增益。每个块的传送时间为 20ms, 扩频后码片速率为 3.84MHz, 亦即每个块中有 76800 个码片。

对 K 个用户的 DS/CDMA 系统, 设第 i 个用户的发送信号为 $a_i(k)$, 扩频码为 $c_i(p)|_{p=1, \dots, N}$, N 为扩频因子, 接收端的接收信号 $r(t)$ 如 (1) 式所示。

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sum_k a_i(k) \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} c_i(p) \cdot \sum_{q=0}^{L_1} g_i(q, t) \phi(t - kNT_c - (p + q)T_c) \right\} + n(t) \quad (1)$$

(1) 式中 L_1 为多径效应中的信道数目, $g_i(q, t)$ 为对于第 i 个用户, 第 q 条路径在 t 时刻的增益, 而 $\phi(t)$ 为发送滤波器的冲击响应。值得注意的是 $a_i(k)$ 和 $g_i(q, t)$ 均为复数。在接收端, 将 $r(t)$ 经过响应为 $\phi(t)$ 的匹配滤波器再作 $1/T_c$ 速率的采样, 并略去噪声项, 得到

$$y(n) = \int_0^{nT_c} r(\tau) \phi(\tau - nT_c) d\tau = \sum_{i=1}^K \sum_k a_i(k) \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} c_i(p) \sum_{q=0}^{L_1} g_i(q, n) \phi_{\Pi}(n - p - q) \right\} \quad (2)$$

其中 $\phi_{\Pi}(n) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(\tau) \phi(\tau - nT_c) d\tau$ 。设 ϕ_{Π} 的取值从 $-L_2$ 到 L_2 , 并设 $n = l \cdot N + n'$, l 为 n 对应于符号采样率的序数, 且 $L_1 + L_2 \ll N$, 那么 (2) 式可以写成

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{i=1}^K \sum_k a_i(k) \sum_{p=-L_2}^{L_1+L_2} \phi_{\Pi, g, p, i}(n) c_i(n - p - kN) \\ &= \sum_{i=1}^K \sum_{p=-L_2}^{L_1+L_2} \phi_{\Pi, g, p, i}(l) \sum_{k=l-1}^{l+1} a_i(k) c_i((l - k)N + (n' - p)) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $\phi_{\Pi,g,p,i}(l) = g_i(p, lN + n')\phi_{\Pi}(p)$ 。得出 (3) 式还用到一个假设, 也就是在一个符号码元的时间 NT_c 内, 信道参数的值近似不变。这个条件实际上是容易得到满足的。

对于 3GPP 协议的规定, 采用的扩频码为正交码, 为了降低算法复杂度, 提高跟踪速度, 我们利用扩频码的正交性做直接解扩, 有

$$\begin{aligned}
 y_q(l) &= \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-1} y(lN + n') \cdot c_q(n') \\
 &= \frac{1}{N} \left\{ \sum_{i=1, i \neq q}^K [-a_i(l) + a_i(l-1)] \sum_{p=1}^{L_1+L_2} \phi_{\Pi,g,p,i}(l) \sum_{t=0}^{p-1} c_i(N-1-t)c_q(t) \right\} \\
 &\quad + \frac{1}{N} \left\{ \sum_{i=1, i \neq q}^K [-a_i(l) + a_i(l+1)] \sum_{p=-L_2}^{-1} \phi_{\Pi,g,p,i}(l) \sum_{t=N+p}^{N-1} c_i(N-1-t)c_q(t) \right\} \\
 &\quad + \frac{1}{N} \left\{ a_q(l+1) \sum_{p=-L_2}^{-1} \phi_{\Pi,g,p,q}(l) \sum_{t=N+p}^{N-1} c_q(N-1-t)c_q(t) + a_q(l-1) \right. \\
 &\quad \times \left. \sum_{p=1}^{L_1+L_2} \phi_{\Pi,g,p,q}(l) \sum_{t=0}^{p-1} c_q(N-1-t)c_q(t) \right\} \\
 &\quad + a_q(l)\phi_{\Pi,g,0,q}(l) + \frac{1}{N} \left\{ a_q(l) \sum_{p=1}^{L_1+L_2} \phi_{\Pi,g,p,q}(l) \sum_{t=p}^{N-1} c_q(t-p)c_q(t) + a_q(l) \right. \\
 &\quad \times \left. \sum_{p=-L_2}^{-1} \phi_{\Pi,g,p,q}(l) \sum_{t=0}^{N-1+p} c_q(t-p)c_q(t) \right\} \tag{4}
 \end{aligned}$$

当 $N \gg L_1 + L_2$ 时, (4) 式中的前 3 项可以忽略, 上式可以写成

$$y_q(l) = \varphi_q(l)a_q(l) \tag{5}$$

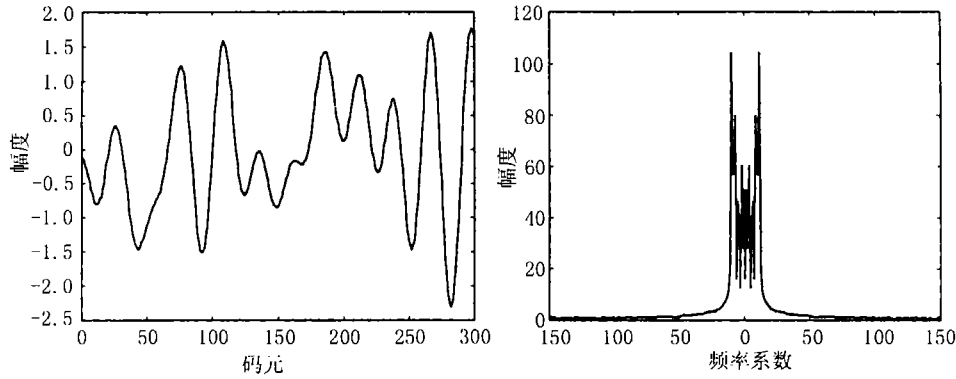
其中

$$\begin{aligned}
 \varphi_q(l) &= \phi_{\Pi,g,0,q}(l) + \frac{1}{N} \left\{ \sum_{p=1}^{L_1+L_2} \phi_{\Pi,g,p,q}(l) \sum_{t=p}^{N-1} c_q(t-p)c_q(t) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{p=-L_2}^{-1} \phi_{\Pi,g,p,q}(l) \sum_{t=0}^{N-1+p} c_q(t-p)c_q(t) \right\}
 \end{aligned}$$

图 2 是在一个传输块 (300 个码元, $N = 256$, $K = 2$) 的时间内, 对于 3GPP Case3^[12] 规定的 300km/h 四径信道的 $\varphi_q(l)$ 模拟测试结果 (实际信道数据由深圳华为公司提供)。

可以发现 $\varphi_q(l)$ 是一个窄带信号, 这也就是为什么我们考虑用较少且变化较慢的频率分量来代替变化较快的时域参数的原因。下一节我们将具体讨论如何通过频域分析的方法来跟踪时变参量 $\varphi_q(l)$ 。值得注意的是如果不进行 (5) 式的近似, 有

$$y_q(l) = \sum_{i=1}^K \sum_{k=-1}^l \varphi_{i,k}(l)a_i(l-k) \tag{6}$$



(a) $\text{Re}[\varphi_1(l)]$ 时域变化曲线 (b) $\text{Re}[\varphi_q(l)]$ 的频域特性
图 2 300km/h 信道的信道参数 $\varphi_1(l)$ (实部, 码片速率为 3.84MHz, $K = 2$, $N = 256$)

其中 $\varphi_{i,k}(l)$ 的定义可对照 (4) 式。这个式子也可以通过下节的方法来做信道跟踪。我们使用 (5) 式的原因是其形式更简单并且在用户数目比较少的情况下也是十分准确的。

3 基于频域的跟踪算法

通过对图 2(b) 的观察, 可以发现: 对于快衰落信道而言, $\varphi_q(l)$ 是一个窄带的信号, 对它做 FFT 变换并去掉截止频率之外的点 (即去掉近似为零的 FFT 系数), 可以写成复指数信号叠加的形式:

$$\varphi_q(l) = \sum_{k=-K_c}^{K_c} \omega_k e^{j\omega_k l} \quad (7)$$

其中 K_c 为截断系数, $\omega_c = 2\pi/N_l$ (N_l 为一个块的码元长度) 为角频率。如果我们定义

$$\omega_q = [\omega_{-K_c}, \omega_{-K_c+1}, \dots, \omega_0, \dots, \omega_{K_c-1}, \omega_{K_c}]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{a}_q(l) = a_q(l) \cdot [e^{-j\omega_c K_c l}, e^{-j\omega_c (K_c-1)l}, \dots, 0, \dots, e^{j\omega_c (K_c-1)l}, e^{j\omega_c K_c l}]^T \quad (9)$$

由 (5) 和 (7) 式有

$$y_q(l) = \mathbf{a}_q(l)^T \cdot \omega_q \quad (10)$$

ω_q 即为我们需要估计的频域分量的值, 而 \mathbf{a}_q 为一个已知的变化的量, 它由训练码或者判决返回来决定。我们用 RLS/LMS 迭代的方法来得到 ω_q , 有

$$\omega_q(l+1) = \omega_q(l) + \mathbf{p}_l(\mathbf{a}_q(l), \omega_q(l)) \quad (11)$$

其中, 对于 LMS 算法, 有

$$\mathbf{p}_1(\mathbf{a}_q(l), \omega_q(l)) = \mu(y_q(l) - \mathbf{a}_q(l)^T \cdot \omega_q(l)) \mathbf{a}_q^*(l) \quad (12)$$

对于 RLS 有

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_1(\mathbf{a}_q(l), \omega_q(l)) &= (y_q(l) - \mathbf{a}_q(l)^T \cdot \omega_q(l)) \mathbf{R}_l^{-1} \cdot \mathbf{a}_q^*(l) \\ \mathbf{R}_l &= \lambda \cdot \mathbf{R}_{l-1} + \mathbf{a}_q(l) \cdot \mathbf{a}_q(l)^T \end{aligned} \quad (13)$$

由以上分析可见, FBP 算法的复杂度也就是 RLS/LMS 算法的复杂度, 由表 1 给出。

表 1 LMS/RLS 算法复杂度对照^[13]

	N_a	N_m	N_c
LMS	$2L$	2	$2L$
RLS	$2L^2 + 2L$	$2L^2 + 3L$	$L^2 + 4L$

表 1 中 N_a 表示加法运算的次数, N_m 表示乘法运算的次数, N_c 代表占用存储单元的数目。对于 FBP 算法有 $L = 2K_c + 1$, 而对于基于小波分解的算法 WBP^[10], 其算法复杂度也由表 1 来决定, 只不过 L 的值取为保留的小波系数的个数。在下一节的模拟中, 我们将验证, FBP 算法可以在更小的算法复杂度 (亦即更小的 L 值) 的情况下, 达到比 WBP 更好的跟踪性能。

上述方法取 $\omega_c = 2\pi/N_l$, 那么 ω_q 就是 $\{\varphi_q(l)|l = 0, \dots, N_l - 1\}$ 的 FFT 系数, 是一个时不变的量。但有一个问题, 即使是对于如图 2 所示的窄带信号, K_c 的取值还是过大, $K_c \approx 15$, 从而造成收敛速度的减慢和算法复杂度的增加。解决的方法是: 我们适当地增加 ω_c 的取值, 可令 $\omega_c = 2n\pi/N_l$ (n 为整数), 那么就能取到较小的 K_c 值, 但这样 ω_q 就不是一个时不变的量, 亦即

$$\omega_q(l) = [\omega_{-K_c}(l), \omega_{-K_c+1}(l), \dots, \omega_0(l), \dots, \omega_{K_c-1}(l), \omega_{K_c}(l)]^T \quad (14)$$

我们这种做法实际上是将衰落较快的时域值转化为变化较慢的频域分量, 这一点将在下一节的模拟 1 中得到验证。

4 模拟与结果

对于图 1 所示的系统, 我们使用的是 256 倍的扩频码, 每个传输块中就有 300 个码元; 同时只传输 DPCCCH 和 DPDCH₁ 两个传输块; 信道使用的是 3GPP 约定的 Case3 四径信道^[12]; 调制使用的是 16QAM; 使用 RLS 算法; 接收端用第 2 节的方法来得到 $y_q(l)$ 。

模拟 1 300km/h 信道下频域参量变化模拟

本次模拟的目的在于验证第 3 节最后所提到的“FBP 方法将衰落较快的时域值转化为变化较慢的频域分量”这一特性。我们采用 $K_c = 5$, $\omega_c = 2\pi/100$, 图 3 给出了 FBP 跟踪得到的一个传输块内频域参数的变化曲线。由于共有 11 个信道频域参数, 我们选取其中 1 个作为代表。通过比较图 3 和图 2, 可以发现我们通过 FBP 方法, 将变化较快的时域特性转变为变化较慢的频域参量。随着 K_c 取值的增加, 频域参量的变化也越慢, 但如同我们第 3 节最后分析的, 这样做也同时增加了复杂度, 并且会降低收敛速度。

模拟 2 FBP 和 WBP 跟踪性能的比较

我们分别使用 FBP 和 WBP 对相同的一个传输块的接收信号 $\{y_q(l), l = 0, \dots, 299\}$, 作信道增益 $\varphi_q(l)$ 的估计, 并完全使用训练码。

图 4 中误差 J 的定义由下式给出

$$J(l) = \left| \frac{y_q(l) - \mathbf{a}_q(l)^T \boldsymbol{\omega}_q(l)}{y_q(l)} \right| \quad (15)$$

模拟中 FBP 采用的 $K_c = 5$, $\omega_c = 2\pi/100$ 。亦即对于 FBP, 其算法复杂度的系数 $L_{\text{FBP}} = 2K_c + 1 = 11$ 。对于 WBP 我们使用的是 Db5 小波, 并保留 38 个小波系数, 即 $L_{\text{WBP}} = 38$ 。

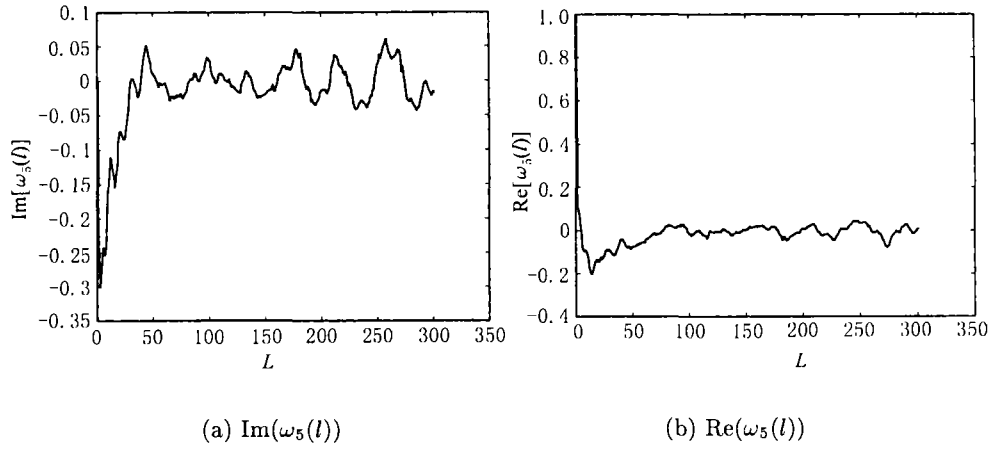


图3 频域跟踪曲线

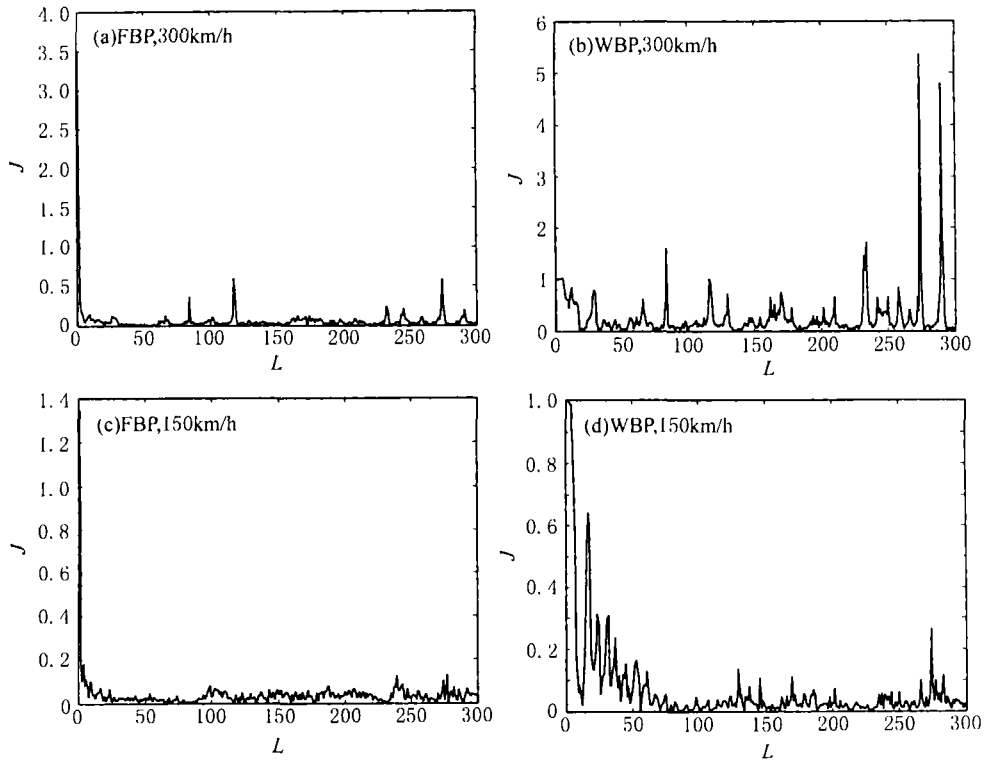


图4 信道跟踪曲线

对照表 1，可以得到 FBP 和 WBP 方法每接收一个码元 (256chip) 的算法复杂度:

$$\begin{aligned}
 c_{\text{FBP}} &= (2L_{\text{FBP}}^2 + 2L_{\text{FBP}})c_a + (2L_{\text{FBP}}^2 + 3L_{\text{FBP}})cm + (2L_{\text{FBP}}^2 + 4L_{\text{FBP}}) \\
 c_c &= 264c_a + 275c_m + 286c_c
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 c_{\text{WBP}} &= (2L_{\text{WBP}}^2 + 2L_{\text{WBP}})c_a + (2L_{\text{WBP}}^2 + 3L_{\text{WBP}})cm + (2L_{\text{WBP}}^2 + 4L_{\text{WBP}}) \\
 c_c &= 2964c_a + 3002c_m + 3040c_c
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

其中 c_a, c_m, c_c 分别为一次加法, 一次乘法和在一个存储空间消耗的复杂度代价, 从 (16) 和 (17) 式可以看出 $c_{\text{WBP}} \approx 10c_{\text{FBP}}$.

从图 4 可以发现, 由于 FBP 使用的参数少, 它比 WBP 收敛得更快. 并且对于 300km/h 的信道, WBP 还会产生较为严重的波动状况, 说明这时小波基函数已经不能很好地拟合信道变化了. 所以, FBP 算法在更低的算法复杂度下实现了更好的性能.

进一步分析, FBP 方法优于 WBP 方法的主要原因是信道参数变化的窄带特性 (如图 2 所示), 这使得用较少的频域参数就能较好地拟合信道参数的变化, 而对于小波基函数, 由于它还是含有较多的时域成分, 也就造成了需要保留较多的小波系数才能拟合信道参数 $\varphi_q(l)$.

5 结论与展望

本文在 3GPP 协议的框架下提出了一种基于频域的快衰落信道跟踪方法 FBP, 并通过模拟和基于小波分解的方法 WBP 作了比较, 得到了更好的性能. 虽然本文的方法是用在基于 (5) 式的有训练的情况下, 但不难推广到更复杂的情况以及盲均衡的情况. 类似的尝试可参见文献 [8,9,14]. 目前的多用户检测算法, 不论是基于训练码或是盲信号处理, 大多是基于慢衰落信道的, 应用本文的方法可以将这类算法的应用范围推广到快衰落信道上, 要得到在这种情况下的算法性能, 还有待进一步的试验和研究.

参 考 文 献

- [1] J. G. Prokies, Digital Communication, 1998, Chapter 14.
- [2] Upamanyu Madhow, M. L. Honig, MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA, IEEE Trans. on Comm., 1994, COM-42(12), 3178-3187.
- [3] S. L. Miller, An adaptive direct-sequence code-division multiple-access receiver for multi-user interference rejection, IEEE Trans. on Comm., 1995, COM-43(2/3/4), 1746-1755.
- [4] Xiaodong Wang, H. V. Poor, Blind equalization and multi-user detection in dispersive CDMA channels, IEEE Trans. on Comm., 1998, COM-46(1), 91-103.
- [5] V. Krishnamurthy, Averaged stochastic gradient algorithms for adaptive blind multi-user detection in DS/CDMA systems, IEEE Trans. on Comm., 2000, COM-48(1), 125-134.
- [6] R. Raheli, A. Polydoros, C. K. Tzou, The principle of per-survivor processing: A general approach to approximate and adaptive MLSE, Proc. GLOBECOM'91, Phoenix(USA), 1991, 312-316.
- [7] M. E. Rollins, S. J. Simmons, Simplified per-survivor Kalman processing in fast frequency-selective fading channels, IEEE Trans. on Comm., 1997, COM-45(5), 544-553.
- [8] M. K. Tsatsanis, G. B. Giannakis, Equalization of rapid fading channels: Self-recovering methods, IEEE Trans. on Comm., 1996, COM-44(5), 619-630.
- [9] G. B. Giannakis, C. Tepedelenliglu, Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels, Proc. IEEE, 1998, 86(10), 1969-1986.
- [10] M. Martone, Wavelet-based separating kernels for array processing of cellular DS/CDMA signal in fast fading, IEEE Trans. on Comm., 2000, COM-48(6), 979-995.
- [11] 3G TS 25.213 v3.3.0 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Spreading and Modulation (FDD) (Release 1999).
- [12] 3G TS 25.104 v3.3.0 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, UTRAN(BS) FDD, Radio Transmission and Reception (3G TS 25.104 version 3.3.0).
- [13] G. Castellini, F. Conti, E. Del Re, L. Pierucci, A continuously adaptive MLSE receiver for mobile communications: algorithm and performance, IEEE Trans. on Comm., 1997, COM-45(1), 80-89.

- [14] 张昕, 多用户无线通信中的盲信号处理技术及其应用性研究, [硕士论文], 上海, 复旦大学电子工程系, 2000.

FREQUENCY DOMAIN ANALYSIS IN FAST FADING CHANNEL ESTIMATION

Song Liang Hu Bo Ling Xieting

(Department of Electronic Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract This paper investigates the fast fading channel with the mobile speed over 150km/h, which is used in 3G wireless communication system. Because the varying speed of channel coefficients exceeds the convergence speed of tracking algorithm, the normal time-domain based methods fail. However, when transformed to frequency domain, the varying speed of channel coefficients becomes slow. Based on this observation, a novel approach to channel estimation is proposed in frequency domain. Compared with other algorithms, this method shows a good performance both in computation and tracing speed.

Key words Fast fading channel, Channel tracking, Frequency domain processing, Wavelet domain processing

宋 梁: 男, 1980 年生, 硕士生, 研究方向包括通信原理, 无线通信技术, 盲信号处理等.

胡 波: 男, 1968 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事数字通信、数字信号处理及数字系统设计方面的研究.

凌 夔 亭: 男, 1932 年生, 教授, 博士生导师, 从事电路容差分析, 集成电路分析与设计, 信号盲识别与盲分离, 滤波器设计理论, 神经网络以及混沌理论应用等领域的研究.