

二维扩频系统中时频码片级差分检测的性能分析

宋立军, 唐友喜, 李少谦, 戚 骥

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

摘要: 时变频率选择性衰落信道中, 对二维扩频系统提出了一种时频码片级差分检测方法, 并进行了误码率分析, 同时进行了仿真实验。分析和仿真结果表明, 时频码片级差分检测同时具有抵抗信道频率选择性和时间选择性衰落的能力, 在选择性衰落信道中的性能优于平坦衰落信道中的性能。通过性能对比发现, 时频码片级差分检测相对多载波扩频码片级差分检测能够更加有效地降低了载波间干扰对系统性能的影响。

关键词: 时频码片级差分检测; 二维扩频; 多载波扩频; 频率选择性衰落; 时间选择性衰落

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372 2112 (2005) 04 0602 06

Analysis of the Performance of Time-Frequency Chip-Level Differential Detection in Two-Dimension Spread Spectrum System

SONG Li-jun, TANG You-xi, LI Shao-qian, QI Ji

(National Key Lab of Communication, UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: In time-varying frequency selective fading channel, a time-frequency chip level differential detection (TF-CLDD) in two-dimension spread spectrum is proposed. The bit error rate (BER) performance of TF-CLDD is analyzed, and the theoretical results are evaluated by simulation. The results of research indicate that TF-CLDD exhibits a performance to make the system resistant to both frequency selective and time selective fading, and it exhibits a better performance in selective fading channels than that in flat fading channels. We compare the performance of TF-CLDD with that of multicarrier spread spectrum chip level differential detection (MG-SS-CLDD), and the TF-CLDD effectively reduces the effect of intercarrier interference on the system.

Key words: two-dimension spread spectrum; time and frequency chip level differential detection; frequency selective fading; time selective fading; multicarrier spread spectrum

1 引言

在无线衰落信道中, 由于信道的时变特性、用户的快速移动等原因, 在某些无线应用环境中, 对信道的精确估计十分困难, 在这种情况下, 差分检测成为了很有吸引力的一种方案: 采用差分检测技术可以克服相干检测中载波相位难以恢复的缺点, 同时简化了接收机设计^[1]。

和传统的基于符号进行差分检测的方法不同, 码片级差分检测是一种应用在扩频通信系统中的差分检测方式, 差分检测基于码片进行。在直接序列扩频通信系统中, 文献[2]给出了在时域扩频码片上进行码片级差分检测的误码率性能, 并认为只要相邻码片上经历的信道衰落是相关的, 码片级差分检测能够有效地抵抗信道时间选择性衰落带来的影响。

目前, 一种基于频域进行的多载波扩频方案: 多载波码分多址(MultiCarrier Code Division Multiple Access, MC-CDMA)得到了广泛的研究。MC-CDMA是一种联合了码分和正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)的多载波扩

频方案, 和直接序列扩频系统中基于时域扩频的方法不同, MC-CDMA系统中扩频码片被多个正交的子载波所承载, 扩频操作在频域上完成^[3]。

对MC-CDMA系统, 可以在频域实现码片级差分检测, 但目前对于频域码片级差分检测的相关研究还很少。

时域、频域二维扩频(Two Dimensional CDMA, 2D-CDMA)是近几年提出的新的扩频通信方案, 二维扩频系统在时域、频域上对原始信号同时进行了频谱扩展, 是对传统的一维时域扩频、频域扩频的推广^[4,5]。由于二维扩频实现的特殊性, 使得码片级差分编码和检测可以在时域和频域二维同时完成, 本文针对二维扩频系统, 首次提出了一种时频码片级差分检测的方法, 分析了其在时变多径衰落信道中的性能, 并讨论了信道参数对时频码片级差分检测的影响, 同时, 本文将时频码片级差分检测与MC-CDMA系统中码片级差分检测进行了性能对比, 讨论了载波间干扰对两种系统性能的影响。

本文由以下部分组成: 第二部分给出了时频码片级差分检测二维扩频系统的传输模型; 第三部分为误码率分析; 第四

部分是数字和仿真结果, 最后是本文的结论.

2 时频码片级差分检测的传输模型

时频码片级差分检测的传输模型如图 1 所示.

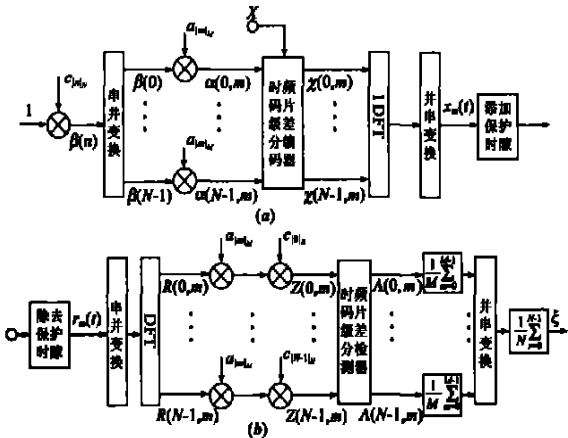


图 1 时频码片级差分检测二维扩频系统传输模型:

(a) 发射机; (b) 接收机

图 1(a) 为发射机, 首先输入符号周期为 T 的常数 1 与码率为 $1/T_c = N/T$ 的扩频码序列 $c_n \in \{\pm 1\}$ 相乘, 其中 N 为扩频因子, n 为码片序号, 那么扩频后的码片序列 $\beta_i(n), n = 0, 1, \dots, N-1$ 可以表示为:

$$\beta_i(n) = c_{1n1_N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 $|k|_N$ 表示对 k 做模 N 运算. 经过串并变换后, $\beta_i(n)$ 成为 N 路并行码片数据, 将在 N 个子信道中分别进行传输, 此时, 频域扩频完成. 接着对每路码片数据以直接序列扩频的方式完成时域扩频, 设时域扩频码序列为 $a_m \in \{\pm 1\}$, 码率为 $1/T_s = M/T$, M 为其中时域扩频因子. 经过两次扩频, 数据符号 1 的信息被分散到一个维数为 $N \times M$ 的二维码片数据矩阵中, 其中二维码片矩阵的第 n 行, 第 m 列的码片数据 $\alpha_i(n, m)$ 可以表示为:

$$\alpha_i(n, m) = \beta_i(n) a_{1m1_M} = c_{1n1_N} a_{1m1_M}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

接着对二维码片矩阵进行时频码片级差分编码, 设 X_i 为第 i 个经过调制的输入数据符号, 以 BPSK 为例, 那么有 $X_i \in \{\pm 1\}$, 并设符号周期为 T . 经过时频码片级差分编码后的二维码片矩阵组成项 $x_i(n, m)$ 的数学表达式为:

$$x_i(n, m) = \begin{cases} \alpha_i(n, m), & n+m \text{ 为偶数} \\ X\alpha_i(n, m), & n+m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3)$$

不失一般性, 设 $i = 0$, 并忽略下标 i , 编码后的二维码片矩阵数据排列如图 2 所示.

经过编码后的二维码片矩阵将通过 OFDM 的方式进行传输, 本文假设码片矩阵为 $N \times M = 8 \times 8$ 的方阵, 可以看出一个数据符号被 M

$\alpha(0,0)$	$\alpha(0,1)X$	$\alpha(0,2)$...	时间
$\alpha(1,0)X$	$\alpha(1,1)$	$\alpha(1,2)X$...	
$\alpha(2,0)$	$\alpha(2,1)X$	$\alpha(2,2)$...	
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	

图 2 时频码片级差分编码矩阵的构成方式

个时域的子 OFDM 符号进行传输, 其中 N 为每个子符号中频域子载波的个数. 经过 IDFT 操作和串并变换后, 在每个子符号都需要添加相同长度的保护时隙避免符号间干扰, 在此假设添加的保护时隙长度大于最大多径时延长度, 因此本文不考虑符号间干扰.

那么, 第 1 个数据符号内, 第 m 个子符号中的发送信号可以表示为:

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X(n, m) e^{j2\pi f_n(t - mT_s)}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (4)$$

其中 $T_s = T/M$, 表示一个子符号的持续时间. $X(n, m)$ 表示第 m 个子符号中第 n 个子载波的传送的码片信息. 并有 $m = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1, f_n = f_c + n\Delta f$, 其中 f_c 为载频, $\Delta f = 1/T_s$ 为相邻子载波间隔.

本文采用的时变多径衰落模型的冲激响应为 $h(t, \tau) = \sum_k v_k(t) \delta(\tau - \tau_k)$, 其中 τ_k 为第 k 径的延迟时间, $\delta(\cdot)$ 表示狄拉克- δ 函数. 由于载体的移动性, $v_k(t)$ 为各径相互独立的均值为零的广义平稳高斯复过程并具有经典多普勒谱^[9].

在图 1(b) 的接收机中, 首先除去数据符号中每个子符号的保护时隙, 经过串并变换后对第 m 个子符号进行 N 点 DFT 操作进行数据解调, 那么第 r 个子载波的解调信号 $R(r, m)$ 可以表示为:

$$R(r, m) = a_{0,r,m} X(r, m) + W_{r,m}, \quad r = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

其中,

$$W_{r,m} = C_{r,m} + N_{r,m} = \sum_{l \neq 0} a_{l,r,m} X(r+l, m) + N_{r,m} \quad (6)$$

$W_{r,m}$ 为接收信号中的干扰, 由两个部分组成, 其中 $C_{r,m}$ 为信道时变性引起的 ICI, 由中心极限定理, $C_{r,m}$ 可以被建模为一个高斯过程, 而 $N_{r,m}$ 为不同的子载波上相互独立的高斯白噪声, 那么 $W_{r,m}$ 也可以认为是一个高斯过程. 同时, 式 (5)、(6) 中, 信道响应参数 $a_{l,r,m}$ 的表达式为:

$$a_{l,r,m} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \sum_k v_k(t - mT_s) \cdot e^{-j2\pi f_r \tau_k} \cdot e^{-j2\pi l f_r \tau_k} e^{j2\pi l f_r t} dt \quad (7)$$

其中 $l = n - r$.

将式中, $a_{0,r,m}$ 和 $W_{r,m}$ 分为实部和虚部, 有:

$$a_{0,r,m} = (a_{0,r,m})_R + j(a_{0,r,m})_I, \quad W_{r,m} = (W_{r,m})_R + j(W_{r,m})_I \quad (8)$$

其中 $(\cdot)_R = \text{Re}(\cdot), (\cdot)_I = \text{Im}(\cdot)$ 分别表示取复数信号的实部和虚部, 经过 M 次 DFT 解调后, 得到二维接收码片矩阵 $\{R(r, m)\}$, 和时频域对应的扩频码片相乘后, 有:

$$Z(r, m) = R(r, m) c_{1r1_N} a_{1m1_M} = a_{0,r,m} X(r, m) c_{1r1_N} a_{1m1_M} + W_{r,m} c_{1r1_N} a_{1m1_M} \quad (9)$$

将式 (1)~(3) 带入, 并考虑到复高斯过程采样乘以二进制数后其统计特性不会发生改变, 式 (9) 可以进一步化简为:

$$Z(r, m) = \begin{cases} a_{0,r,m} + W_{r,m}, & n+m \text{ 为偶数} \\ a_{0,r,m} X + W_{r,m}, & n+m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (10)$$

时频码片级差分检测器是利用接收码片矩阵元素 $Z(r, m)$ 之间的相关性对数据符号信息进行检测. 需要利用的码片所处位置如图 3 所示.

时频码片级差分检测方法的主要思想在于:以接收码片 $Z(r, m)$ 为中心,通过利用 $Z(r, m)$ 与其相邻的多个码片之间的相关性对数据符号信息进行检测.以 $Z(r, m)$ 为中心 $3 \times 3 = 9$ 的区域为例,所需利用的码片如图 3 所示.不失一般性,假设时域和扩频序列长度都为 2 的正整数次幂.

如果图 3 中元素 $Z(r, m)$ 满足 $r + m$ 为奇数,那么由式(10)可

知, $Z(r, m)$ 中包含数据信息 X , 其相邻的四个码片没有数据信息 X , 因此可以采用差分检测的方式消除信道的影响,并对通过检测得到数据信息 X . 同理,在图 3 中,在以 $Z(r, m)$ 为中心的,时域和频域码片总数为 $3 \times 3 = 9$ 的区域中,如果 $r + m$ 为偶数, $Z(r, m)$ 中不包含数据信息 X , 但是其相邻的四个码片中都包含数据信息 X , 也可以采用差分检测得到数据信息 X . 经过时频码片级差分检测器的输出 $\Lambda(r, m)$ 可以表示为:

$$\Lambda(r, m) = \operatorname{Re} [Z(r, m) Z^*(r, m-1) + Z(r, m) Z^*(r, m+1) + Z(r, m) Z^*(r-1, m) + Z(r, m) Z^*(r+1, m)] \quad (11)$$

式(10)代入(11),并考虑到高斯变量乘以二进制数 X 后其统计特性不会发生改变,可以得到:

$$\Lambda(r, m) = \operatorname{Re} \left\{ X \cdot [a_{0, r, m} a_{0, r, m-1}^* + a_{0, r, m} a_{0, r, m+1}^* + a_{0, r, m} a_{0, r+1, m}^* + a_{0, r, m} a_{0, r-1, m}^*] + a_{0, r, m} W_{r, m-1}^* + a_{0, r, m-1}^* W_{r, m} + W_{r, m} W_{r, m-1}^* + a_{0, r, m} W_{r, m+1}^* + a_{0, r, m+1}^* W_{r, m} + W_{r, m} W_{r, m+1}^* + a_{0, r, m} W_{r-1, m}^* + a_{0, r-1, m}^* W_{r, m} + W_{r, m} W_{r-1, m}^* + a_{0, r, m} W_{r+1, m}^* + a_{0, r+1, m}^* W_{r, m} + W_{r, m} W_{r+1, m}^* \right\} \quad (12)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示取复数信号的共轭.将式中变量的实虚部表示代入式,有:

$$\begin{aligned} \Lambda(r, m) = & X \cdot [(a_{0, r, m})_R (a_{0, r, m-1})_R + (a_{0, r, m})_I (a_{0, r, m-1})_I] \\ & + (a_{0, r, m})_R (a_{0, r, m+1})_R + (a_{0, r, m})_I (a_{0, r, m+1})_I \\ & + (a_{0, r, m})_R (a_{0, r-1, m})_R + (a_{0, r, m})_I (a_{0, r-1, m})_I \\ & + (a_{0, r, m})_R (a_{0, r+1, m})_R + (a_{0, r, m})_I (a_{0, r+1, m})_I \\ & + (a_{0, r, m})_R [(W_{r, m-1})_R + (W_{r, m+1})_R + (W_{r-1, m})_R \\ & + (W_{r+1, m})_R] \\ & + (a_{0, r, m})_I [(W_{r, m-1})_I + (W_{r, m+1})_I + (W_{r-1, m})_I \\ & + (W_{r+1, m})_I] \\ & + (W_{r, m})_R [(a_{0, r, m-1})_R + (a_{0, r, m+1})_R \\ & + (a_{0, r-1, m})_R + (a_{0, r+1, m})_R] \\ & + (W_{r, m})_I [(a_{0, r, m-1})_I + (a_{0, r, m+1})_I + (a_{0, r-1, m})_I \\ & + (a_{0, r+1, m})_I] \\ & + (W_{r, m})_R [(W_{r, m-1})_R + (W_{r, m+1})_R + (W_{r-1, m})_R \\ & + (W_{r+1, m})_R] \\ & + (W_{r, m})_I [(W_{r, m-1})_I + (W_{r, m+1})_I + (W_{r-1, m})_I \\ & + (W_{r+1, m})_I] \end{aligned} \quad (13)$$

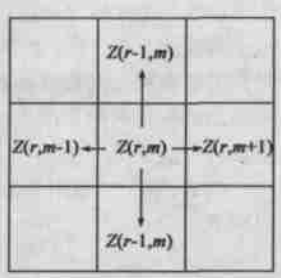


图 3 时频码片级差分检测中参与检测的码片位置示意图

经过两次累加器输出判决变量,有:

$$\zeta = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{r=0}^{N-1} \Lambda(r, m) \quad (14)$$

3 误码率分析

不失一般性,假设 $X = 1$, 所以式中的判决变量表达式可以忽略变量 X , 同时,式中判决变量 ζ 可以看成随机变量 $(a_{0, r, m})_R, (a_{0, r, m})_I, (W_{r, m})_R, (W_{r, m})_I$ 的二次型表示, 其中 $r = 0, 1, \dots, N-1, m = 0, 1, \dots, M-1$. 那么式的二次型可以用一个矩阵形式进一步表达为:

$$\zeta = \mathbf{u}^T \mathbf{W} \mathbf{u} \quad (15)$$

其中 $(\cdot)^T$ 表示转置操作, \mathbf{u} 为维数是 $4NM$ 的列矢量, 并有:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^T = & [(a_{0, 0, 0})_R, (a_{0, 1, 0})_R, \dots, (a_{0, N-1, 0})_R, \dots, (a_{0, 0, M-1})_R, \\ & (a_{0, 1, M-1})_R, \dots, (a_{0, N-1, M-1})_R, (a_{0, 0, 0})_I, (a_{0, 1, 0})_I, \dots, \\ & (a_{0, N-1, 0})_I, \dots, (a_{0, 0, M-1})_I, (a_{0, 1, M-1})_I, \dots, \\ & (a_{0, N-1, M-1})_I, (W_{0, 0})_R, (W_{1, 0})_R, \dots, (W_{N-1, 0})_R, \dots, \\ & (W_{0, M-1})_R, (W_{1, M-1})_R, \dots, (W_{N-1, M-1})_R, (W_{0, 0})_I, \\ & (W_{1, 0})_I, \dots, (W_{N-1, 0})_I, \dots, (W_{0, M-1})_I, (W_{1, M-1})_I, \dots, \\ & (W_{N-1, M-1})_I] \end{aligned} \quad (16)$$

而 \mathbf{W} 为维数是 $4NM \times 4NM$ 的常数矩阵, 并有:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_1 & 0 & W_1 & 0 \\ 0 & W_1 & 0 & W_1 \\ W_1 & 0 & W_1 & 0 \\ 0 & W_1 & 0 & W_1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中, W_1 的构成为二次型表达式的关键部分, W_1 为维数为 $NM \times NM$ 的常数矩阵.由于本文针对 8×8 的二维扩频系统, 参考图 3 示意, 常数矩阵 W_1 的构成如图 4 所示:

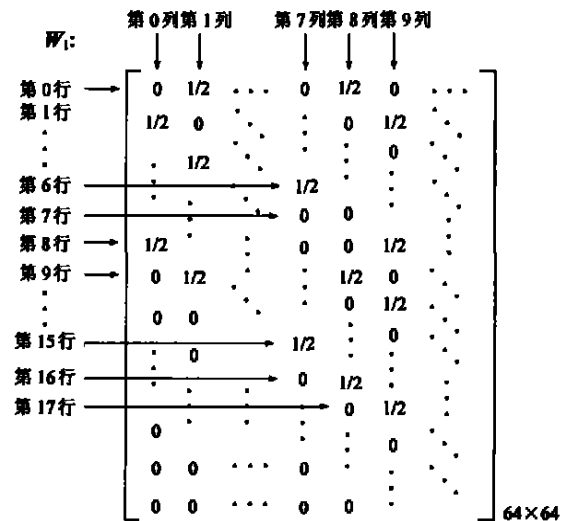


图 4 常数矩阵 W_1 构成示意图

由于本文针对 8×8 的二维扩频系统, 参考图 3 示意, 以 $Z(r, m)$ 为中心 $3 \times 3 = 9$ 的区域内进行时频码片级差分检测, 可以得到常数矩阵 W_1 的构成如图 4 所示. 其中应该包含三种不同情况下, W_1 中元素的构成情况.

(1) $r = 0, m = 0$ 时, 此时同 $Z(0, 0)$ 进行差分检测的码片只有两个即 $Z(0, 1)$ 和 $Z(1, 0)$. 那么 W_1 第 0 列的第 1 行和第

8 行元素应该为 $1/2$;

(2) $r = 1, m = 0$ 时, 与 $Z(1, 0)$ 进行差分检测的码片只有三个即 $Z(0, 0)$ 、 $Z(1, 1)$ 和 $Z(2, 0)$, 那么 W_1 第 1 列的第 0 行、第 3 行和第 9 行元素应该为 $1/2$;

(3) $r = 1, m = 1$ 时, 与 $Z(1, 1)$ 进行差分检测的码片有四个即 $Z(0, 1)$ 、 $Z(1, 0)$ 、 $Z(1, 2)$ 和 $Z(2, 1)$, 相应的 W_1 第 9 列的第 1 行、第 8 行、第 10 行和第 17 行元素应该为 $1/2$.

依此三种情况类推, 可以得到 $NM \times NM = 64 \times 64$ 的方阵 W_1 的每个元素.

对该判决变量 ζ , 文献[2]提出了通过判决变量的矩生成函数进行误码率分析的方法, 而该方法需要得到矢量 u 的均值矢量和相关矩阵. 由于 $(a_{0,r,m})_R$ 、 $(a_{0,r,m})_I$ 、 $(W_{r,m})_R$ 、 $(W_{r,m})_I$ 均值均为零, 那么 u 的均值矢量为 $4NM$ 的全零列矢量, 即 $E\{u\} = [0]_{4NM \times 1}$, 其中 $E\{\cdot\}$ 表示均值计算. 而相关矩阵 K 定义为:

$$K = E\{[u - E(u)][u - E(u)]^T\} = \begin{bmatrix} K_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & K_2 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & K_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & K_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中, K_1 、 K_2 、 K_3 和 K_4 分别定义为:

$$\begin{aligned} K_1 &= \{k_{1(p,q)}\}, & k_{1(p,q)} &= \text{Re}\{E\{a_{0,r,m}a_{0,r',m'}^*\}\} \\ K_2 &= \{k_{2(p,q)}\}, & k_{2(p,q)} &= \text{Im}\{E\{a_{0,r,m}a_{0,r',m'}^*\}\} \\ K_3 &= \{k_{3(p,q)}\}, & k_{3(p,q)} &= \text{Re}\{E\{W_{r,m}W_{r',m'}^*\}\} \\ K_4 &= \{k_{4(p,q)}\}, & k_{4(p,q)} &= \text{Im}\{E\{W_{r,m}W_{r',m'}^*\}\} \end{aligned} \quad (19)$$

设 $p = mN + r, q = m'N + r'$, 且 $p, q = 0, \dots, NM - 1$.

在此, 为了计算相关矩阵 K , 并方便讨论问题, 不失一般性, 本文对信道模型采用了等功率延迟分布信道, 多径数目为 L , 且每径功率为 $1/L$. 同时, 为了分析接收子符号期间信道参数 $a_{l,r,m}$ 的相关性, 可以引入信道系数 $\gamma_k(t)$ 的自相关函数 $R_k(\tau)$ 的近似表示, 当 $f_d \tau \ll 1$ 时, 有^[6]:

$$R_k(\tau) = E\{\gamma_k(t + \tau)\gamma_k^*(t)\} = 1/L \cdot J_0(2\pi f_d \tau) \approx 1/L \cdot (1 - \pi^2 f_d^2 \tau^2) \quad (20)$$

其中 f_d 为信道的最大多普勒频移. 首先计算 $E\{a_{0,r,m}a_{0,r',m'}^*\}$, 有:

$$E\{a_{0,r,m}a_{0,r',m'}^*\} = \frac{1}{T_s^2} \int_{mT_s}^{(m+1)T_s} \int_{m'T_s}^{(m'+1)T_s} \sum_{k=0}^{L-1} E\{\gamma_k(t_1)\gamma_k^*(t_2)\} \cdot e^{j2\pi f_d t_1} e^{-j2\pi f_d t_2} dt_1 dt_2 \quad (21)$$

将式(20)代入, 有:

$$E\{a_{0,r,m}a_{0,r',m'}^*\} = [1 - \pi^2 f_d^2 T_s^2 \Delta M] \cdot \frac{1}{L} \frac{\sin\left(\frac{\pi(r-r')L}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi(r-r')}{N}\right)} \cdot e^{-j\pi(r-r')(L-1)/N} \quad (22)$$

$$\text{其中 } \Delta M = \left[\frac{3m^2 + 3m + 1}{3} + \frac{3m'^2 + 3m' + 1}{3} + \frac{(2m+1)(2m'+1)}{2} \right]$$

而对干扰的相关函数 $E\{W_{r,m}W_{r',m'}^*\}$ 的计算如下:

$$E\{W_{r,m}W_{r',m'}^*\} = E\{C_{r,m}C_{r',m'}^*\} + E\{N_{r,m}N_{r',m'}^*\} \quad (23)$$

其中高斯白噪声的相关函数比较容易计算, 有:

$$E\{N_{r,m}N_{r',m'}^*\} = \begin{cases} \sigma_n^2 + j\sigma_n^2, & m = m' \text{ 且 } r = r' \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (24)$$

其中 σ_n^2 为噪声方差.

对 OFDM 系统, 以往文献对 ICI 相关性分析时, 认为不同子载波上传输数据是相互独立的^[7], 但是在多载波扩频系统中, 不同子载波上传送的是码片信息, 这些码片信息不能认为是相互独立的, 因此计算相对复杂, 而一般文献中亦缺乏这个问题的分析. 由于扩频序列是已知的, 本文通过数值计算得到了 ICI 的结果. 同时, 由于当前子符号中子载波受到的 ICI 只是本符号中其他子载波引起的, 因此可以认为其他子符号中的子载波不会对当前子符号中的子载波造成 ICI. 因此, 在计算 ICI 的相关性时, 只需考虑 $m = m'$ 的情况, 由式, 有:

$$\begin{aligned} E\{C_{r,m}C_{r',m}^*\} &= E\left\{ \sum_{l \neq 0} a_{l,r,m} \times(r+l,m) \cdot \sum_{l' \neq 0} a_{l',r',m}^* \times(r'+l',m) \right\} \\ &= \sum_{l \neq 0} \sum_{l' \neq 0} \times(r+l,m) \times(r'+l',m) \cdot E\{a_{l,r,m}a_{l',r',m}^*\} \end{aligned} \quad (25)$$

其中主要需要计算的是信道响应参数 $a_{l,m}$ 的相关函数, 将式(7)代入(25), 经过化简, 有:

$$\begin{aligned} E\{a_{l,r,m}a_{l',r',m}^*\} &= \frac{1}{T_s^2} \int_{mT_s}^{(m+1)T_s} \int_{m'T_s}^{(m'+1)T_s} \\ &\quad \cdot E\left\{ \sum_k \gamma_k(t_1)\gamma_k^*(t_2) \right\} e^{-j2\pi(r-r')\Delta T_k} \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi(l-l')\Delta T_k} e^{j2\pi l \Delta t_1} e^{-j2\pi l' \Delta t_2} dt_1 dt_2 \\ &= \frac{1}{L} \frac{\sin\left(\frac{\pi(r-r'+l-l')L}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi(r-r'+l-l')}{N}\right)} \\ &\quad \cdot e^{-j\pi(r-r'+l-l')(L-1)/N} \cdot \frac{(f_d T_s)^2}{2l} \end{aligned} \quad (26)$$

将式(26)的计算结果代入和式(25)可以计算 ICI 的相关函数.

由式(21)到(26)的推导, 相关矩阵 K 的每个元素可以得到.

设式(15)中, 判决变量 ζ 的概率密度函数为 $p(\zeta)$, 那么判决错误概率为:

$$P_e = \int_{-\infty}^{\infty} p(\zeta) d\zeta \quad (27)$$

由于 $p(\zeta)$ 不容易获得, 参考文献[2]通过引入判决变量的矩生成函数, 并认为可以利用鞍点积分法对误码率进行计算, 但是文中并没有解释计算过程, 也没有给出误码率的解析表达式, 而是直接给出了数字结果. 文献[8~10]中也利用了矩生成函数的方法进行了其他问题的分析, 本文总结了以上文献的一些结论, 采用了鞍点近似的方法对时频码片级差分检测进行了误码率分析.

判决变量 ζ 的矩生成函数定义为 $p(\zeta)$ 的双边拉普拉斯变换, 有:

$$P_\zeta(s) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\zeta) e^{-s\zeta} d\zeta \quad (28)$$

通过 u 的均值矢量和相关矩阵, 得到矩生成函数 $P_\zeta(s)$ 为^[10]:

$$P_c(s) = \frac{1}{\prod_{k=1}^{4NM} (1 - s\lambda_k)} \quad (29)$$

其中 $\lambda_k, k = 1, 2, \dots, 4NM$ 为矩阵 $P = WK$ 的特征值。

定义函数 $\phi(s) = \ln(P_c(-s)/s)$, 可以得到误码率的进一步表示^[9]:

$$P_e \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(\phi(c + jx)) dx \quad (30)$$

为了计算误码率, 可以利用 $\phi(s)$ 的泰勒近似展开式, 舍弃二阶导数以上的项, 得到 $\phi(s)$ 的 0 阶鞍点近似表达式, 有:

$$\phi(c_0 + jx) \approx \phi(c_0) + j\phi'(c_0)x + \frac{1}{2}\phi''(c_0)x^2 \quad (31)$$

将式(31)代入(30)可以得到误码率的近似解析表达式为:

$$P_e \approx P_{SAP} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\phi''(c_0)}} \exp(\phi(c_0)) \quad (32)$$

其中 c_0 为函数 $\phi(s)$ 在复平面中实轴上的鞍点, 满足 $c_0 > 0, \phi'(c_0) = 0$, 同时, c_0 为最接近于 0 的鞍点。而 $\phi(s), \phi'(s), \phi''(s)$ 的表达式分别为:

$$\begin{aligned} \phi(s) &= - \sum_{k=1}^{4NM} \ln|1 + s\lambda_k| - \ln(s) \\ \phi'(s) &= - \sum_{k=1}^{4NM} \frac{\lambda_k}{1 + s\lambda_k} - \frac{1}{s} \\ \phi''(s) &= \sum_{k=1}^{4NM} \frac{\lambda_k^2}{(1 + s\lambda_k)^2} + \frac{1}{s^2} \end{aligned} \quad (33)$$

通过数值计算方法(如牛顿法), 可由 $\phi'(s)$ 的表达式得到鞍点 c_0 , 将 c_0 带入式(32)、(33), 可以计算得到系统的误码率。

通过以上的分析方法, 可以从理论上得到时频码片级差分检测的误码率性能, 同样, 对 MG-CDMA 系统中的码片级差分检测也可以通过相同的方法进行分析, 只是由于 MG-CDMA 系统中, 码片级差分检测针对频域两个相邻的接收码片数据进行, 因此常数矩阵 W_1 也需要进行相应的改变。

4 数字及仿真结果

数字计算及仿真时的系统参数如下, 符号时间 $T = 200\mu s$, 对二维扩频系统, 时域和频域扩频序列采用了长度为 8 的 Walsh 码, 对 MG-CDMA 系统, 频域的扩频长度为 64, 子载波数为 64。对仿真信道, 采用了等功率延迟信道, 同时, 要满足相邻子载波间隔不超过信道的相干带宽(进行差分检测的码片之间要保持一定的相关性), 本文采用了延迟径数 $L = 2$ 的等功率两径信道, 并保证信道最大多径时延不超过保护时隙的长度。

图 5 表示的是 $f_d T = 0.1$ 时, 单径和两径瑞利衰落信道中, 时频码片级差分检测的误码率性能。可以看出, 理论分析和仿真结果是很接近的, 随着

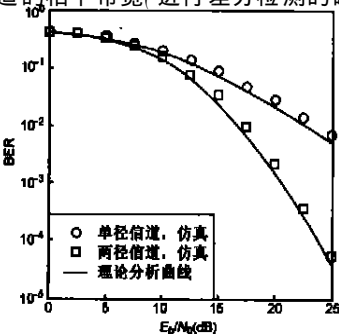


图 5 单径和两径瑞利衰落信道下, 时频码片级差分检测的误码率性能

信噪比的增加, 时频码片级差分在两径频率选择性衰落信道中体现出更好的性能。从频域角度看, 由于时频码片级差分检测利用了整个传输带宽中所有码片上的信息进行检测, 并通过信号能量积累得到判决变量, 当出现频率选择性衰落时, 在相干带宽较小信道中, 信道衰落的相关性也较小, 受到衰落影响的码片数目也较少, 因此经过差分检测和累加器输出判决变量后, 差分检测的性能得到了进一步提高。

图 6 表示的是两径瑞利衰落信道下, 当出现不同多普勒频移时, 时频码片级差分检测的误码率性能。可以看出, 时频码片级差分检测同时具有抵抗信道时间选择性衰落的能力, 在多普勒频移比较大的信道中反而体现出更好的性能。同样, 从时域角度看, 时频码片级差分检测利用了一个符号时间内所有码片上的信息进行检测, 并通过信号能量积累得到判决变量, 当出现时间选择性衰落时, 在相干时间较小信道中, 信道衰落的相关性也较小, 到衰落影响的码片数目也较少, 因此经过差分检测和累加器输出判决变量后, 差分检测的性能得到了进一步提高。

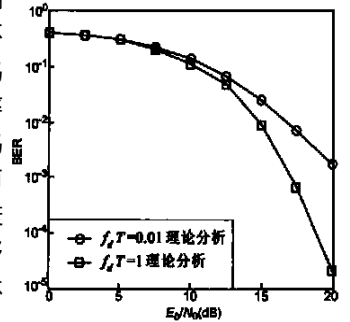


图 6 两径瑞利衰落信道下, f_d 不同时, 时频码片级差分检测的误码率性能

对多载波传输系统, 由于多普勒频移的增加会导致 ICI 的增加, 造成系统性能的降低。图 7 表示的是两径瑞利衰落信道中, 采用了码片级差分检测的 MG-CDMA 系统和二维扩频系统的误码率性能对比。对 MG-CDMA 系统, 采用了长度为 64 的扩频序列, 子载波数为 16, 符号时间相同, 即 $T = 200\mu s$ 。由式(26)可以看出

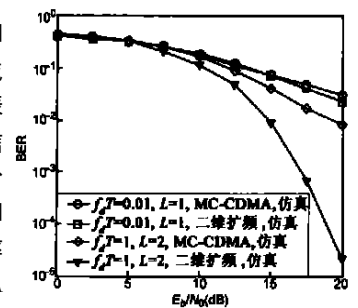


图 7 不同衰落条件瑞利信道下, 时频码片级差分检测与 MC-CDMA 码片级差分检测的误码率性能对比

ICI 的大小取决于乘积项 $f_d T_s$, 以及一个子 OFDM 符号中的子载波数目。对 MG-CDMA 系统, 不存在子符号的概念, 那么有 $T_s = T$, 其一个 OFDM 符号中子载波数目为 64; 对二维扩频系统, 其一个子符号周期 $T_s = \frac{T}{8}$, 而每个子符号中子载波数目为 8, 由此可以看出, 二维扩频系统受到 ICI 影响要小于 MC-CDMA 系统。通过图 7 的仿真对比可以看出, 在多普勒频移较小 $f_d T = 0.01$ 时, MG-CDMA 码片级差分检测的性能和时频码片级差分检测性能相近, 而 $f_d T = 1$ 时, ICI 对 MG-CDMA 码片级差分检测系统性能造成了严重的影响, 误码率在 10^{-3} 处有一个下界, 而此时时频码片级差分检测的性能远优于 MC

-CDMA 码片级差分检测系统.

5 结论

分析和仿真的研究结果表明, 时频扩频码片级差分检测适合于时变频率选择性衰落信道, 同时具有抵抗信道频率选择性和时间选择性衰落的能力. 由于 MC-CDMA 码片级差分检测在多普勒频移较大时, 不能克服 ICI 的影响, 而时频码片级差分检测在相同条件下能够降低 ICI 的影响, 从而优化了码片级差分检测的系统性能. 为了减少计算量, 本文针对了 8×8 的二维扩频系统讨论了其性能, 但其中分析过程可以推广到扩频因子更大的系统中. 由于码片级差分检测必需保证两个相邻的子载波的间隔应该小于信道的相干带宽, 因此当信道相干带宽减小时, 需要增加频域的子载波数, 达到降低载波间隔使载波间隔小于信道相干带宽的目的, 以抵抗信道的频率选择性衰落.

参考文献:

- [1] Hanzo L, Webb W, Keller T. Single and Multi carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting[M]. Chichester, England: John Wiley & Sons, 2000. 494.
- [2] A Cavallini, F Giannetti, M Luise, R Reggiani. Chip level differential encoding/detection of spread spectrum signals for CDMA radio transmissions over fading channels [J]. IEEE Trans. on Commun., 1997, 45(4): 456- 463.
- [3] Hara S, Prasad R. Overview of multicarrier CDMA [J]. IEEE Communications Magazine, Dec, 1997, 35: 126- 133.
- [4] H Xing, J Rinne. The performance analysis of a two dimensional CDMA system for frequency selective channels [A]. GLOBECOM 1998 [C]. Sydney, Australia, Nov, 1998, 5: 2537- 2542.
- [5] L Xiao, Q L Liang. A novel MG-2D-CDMA communication systems and its detection methods [A]. ICC 2000 [C]. New Orleans, USA, June, 2000. 1223- 1227.
- [6] Okada M, Hara S, Morinaga N. Bit error rate performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission systems [J]. IEICE Trans-Commun, 1993, E76-B(2): 113- 119.
- [7] Li Y, Gimini Jr L J. Bounds on the Interchannel Interference of OFDM in Time Varying Impairments, IEEE Transactions on Communications, March, 49(3): 401- 404.
- [8] Helstrom C. Calculating error probabilities for intersymbol and cochannel interference [J]. IEEE Trans. on Commun, 1986, 34(5): 430- 435.
- [9] K Schumacher, J J O' Reilly. Relationship between the saddlepoint approximation and the modified chernoff bound [J]. IEEE Transactions on Communications, 1990, 38(3): 270- 272.
- [10] Yao Ma, Teng J L, Subbarayan P. Error probability for coherent and differential PSK over arbitrary rician fading channels with multiple cochannel interferers [J]. IEEE Trans on Commun, 2002, 50(3): 429- 441.

作者简介:



宋立军 男, 1975 年生于四川南充, 电子科技大学通信抗干扰国家重点实验室博士生, 研究方向为数字通信、扩频通信、OFDM. E-mail: songlj@uestc.edu.cn.

唐友喜 (见本期第 717 页)



李少谦 男, 1957 年生于四川成都, 电子科技大学通信抗干扰国家重点实验室主任, 教授, 博士生导师, 国家 863 计划通信主题个人通信专家组成员, 现从事扩频通信、移动通信方面的教学和研究工作.

对于普通的导引辅助信道估计, 本文所述方法并未明显增加计算复杂度. 如何进一步提高分离用户数据和训练序列的效果, 如, 优化部分干扰消除因子 λ 以得到更好的用户数据比特误码率性能, 有待进一步研究.

参考文献:

- [1] F Tufvesson, M Faulkner, P Hoher, O Edfors. OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique[A]. Communication Theory Mini Conference[C]. Vancouver, British Columbia, Canada, June 1999. 115- 119.
- [2] A Alexiou, T Afgizawi, D Axoitis, et al. WP4. 1: Definition of System Level Simulation Methodology for UMTS and WLAN[S]. IST 2000 30116 FITNESS, October 2002.
- [3] H Kobayashi. A novel symbol frame and carrier frequency synchronization for burst mode OFDM signal[A]. Proc. IEEE VTC Fall 2000[C]. Boston (USA). vol. 3, 2000. 1392- 1396.
- [4] Hyunjae Kim, Hongku Kang, Wooncheol Hwang, Kiseon Kim. An improved frequency synchronization scheme using a modified OFDM burst format for wireless LAN systems[J]. IEEE Trans. Consumer Electronics, Nov. 2000, 46: 1021- 1025.
- [5] BorSeok Seo, Sir Chang Kim, Jinwoo Park, Jong Tae Ihm. Fast and low-complex frequency synchronization for OFDM[A]. Proc. VTC 2001[C] Fall, 2001. 1120- 1124.
- [6] B Y Prasetyo, F Said, A H Aghwani. Fast burst synchronization technique for OFDM-WLAN systems[J]. IEE Proc. Commun, Oct 2000, 147: 292- 298.
- [7] S H Muller Weinfurter. Comparison of preamble structures for burst frequency synchronization[A]. Proc. GLOBECOM' 00[C]. San Francisco. vol. 3, 2000. 1488- 1493.
- [8] S H Muller Weinfurter. Burst frame and frequency synchronization with a sandwich preamble[A]. Proc. GLOBECOM' 01[C]. San Antonio, Texas. vol. 2, 2001. 1366- 1370.
- [9] M Speth, D Daecke, H Meyer. Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadband transmission[A]. Proc. Globecom' 98[C]. Sydney, 1998. 3227- 3232.
- [10] Zhou Shidong. Introduction on B3G activities in tsinghua univisity[A]. Proc. of The International Forum on Future Mobile Telecommunications & China EU Post Conference on Beyond 3G[C]. Nov. 2001. 106- 110.
- [11] Shuichi Ohno, Georgios B. Giannakis, Optimal training and redundant precoding for block transmissions with application to wireless OFDM[J]. IEEE Trans Commun, December 2002, 50(12):
- [12] S Y Park, C G Kang. Performance analysis of pilot symbol arrangement for OFDM system under time varying multiath Rayleigh fading channels[J]. IEICE Trans Commun, Jan. 2001, E84- B(1):
- [13] J G Proakis. Digital Communications[M]. 3rd Edition, New York: McGraw Hill, 1995.

- [14] ITU-R. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT 2000[R]. 1997.

作者简介:



唐友喜 男, 1985 年在军械工程学院获学士学位, 1993 年、1997 年分别在电子科技大学获通信与系统专业硕士、博士学位, 1997 年进入电子科技大学、华为个体博士后流动站做博士后, 主要研究 CDMA WLL 及第三代移动通信, 2000 年进入电子科技大学博士后流动站做博士后, 电子科技大学通信与信息工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为: 数字通信、扩频通信, 包括 CDMA、OFDM、B3G、UWB、分布 MIMO、传感器网络等. E-mail: tangyx@uestc.edu.cn



赵宏志 男, 2001 年毕业于电子科技大学通信学院, 获工学学士学位, 2003 年毕业于电子科技大学通信学院, 获通信与系统专业硕士, 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生, 主要研究方向为移动通信、MIMO.



刘 皓 男, 2000 年毕业于电子科技大学电子工程学院, 获工学博士学位, 2000 年 11 月至 2003 年 3 月在摩托罗拉(中国)有限公司苏州集成电路设计中心工作, 任高级系统工程师, 2003 年 3 月到电子科技大学抗干扰重点实验室工作, 电子科技大学通信与信息工程学院副教授, 主要研究方向: 软件无线电技术、数字信号处理、DSP 应用技术、实时算法研究、超宽带通信技术等.



宋丽英 女, 2001 年毕业于电子科技大学电子工程学院, 获工学学士学位, 2003 年毕业于电子科技大学通信学院, 获通信与系统专业硕士, 现在美国奥本大学攻读博士学位, 主要研究方向为无线通信、OFDM、MIMO



刘 田 男, 四川成都人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士研究生, 主要从事 OFDM、分布 MIMO 方向的研究.

李少谦 (见本期第 607 页)