

# OFDM 系统数据与训练序列的一种分离技术

唐友喜,赵宏志,刘 皓,宋丽英,刘 田,李少谦

(电子科技大学抗干扰通信国防重点实验室,四川成都 610054)

**摘 要:** 在采用部分功率训练序列同步的 OFDM 系统中<sup>[1]</sup>,训练序列会对 OFDM 承载用户数据的检测造成严重干扰.本文针对每个无线分组包中只有一个 OFDM 符号,即训练序列和用户数据同时在一个 OFDM 符号时间内发射,提出一种抑制训练序列干扰的方法,在接收机中分离训练序列、OFDM 承载的用户数据.在室内多径衰落信道的条件下,本文分析和仿真了训练序列和 OFDM 承载用户数据的分离性能,结果表明,分析与仿真结果相近,分离效果明显.

**关键词:** 正交频分复用; 分离; 训练序列; 误码率

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 04-0714-04

## Separation OFDM Data and Training Sequence in Frequency Selection Fading Channel

TANG You-xi, ZHAO Hong-zhi, LIU Hao, SONGLi-ying, LIU Tian, LI Shao-qian

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

**Abstract:** While the partial power training sequences is used for synchronization in Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) system, the received data signals will be interfered by the training sequences. we give a method for suppressing the interference caused by the training sequence. Especially we focus on only one OFDM symbol in a packet transmission. Both theoretical and simulated results of the above technique are presented under indoor multipath Rayleigh fading channel. It is shown that the better BER performance can be achieved as compared with no separation, and only one OFDM symbol can accomplish user data communication.

**Key words:** OFDM; separation; training sequence; BER

### 1 引言

下一代通用移动通信系统的一个典型特征是,分组业务量占总业务的绝大多数<sup>[2]</sup>.在分组业务环境下,对于 OFDM 体制的通用移动通信系统,快速、稳定、灵活的时间频率同步方法是至关重要的.常用的使用训练序列的 OFDM 时间频率同步方法参见文献<sup>[3~10]</sup>.

上述的时间、频率同步方法具有一个共同的特点:在训练序列的持续时间内,训练序列占有所有发射功率.这种在一定的时间内独占总发射功率的方法,在分组数据只有几个 OFDM 符号,甚至只有一个 OFDM 符号<sup>[9]</sup>的情况下,按照<sup>[3~10]</sup>安排训练序列方法的空中接口效率较低,缺少时间、功率上的灵活性.

不同于上述训练序列独占发射功率,文献<sup>[1, 11]</sup>分别提出在数据符号上叠加序列的时间频率同步方法,但这两种方法依然没有解决接收端训练序列和 OFDM 承载用户数据的相互干扰问题.

为了解决上述问题,本文提出了一种分离训练序列与

OFDM 承载用户数据的方法.从理论上分析了在采用最小均方误差(MMSE)信道估计器的情况下,采用分离技术后用户数据的误码率,并给出数值和仿真结果.

本文的其余部分是这样安排的:在第二部分主要分析采用部分功率训练序列的 OFDM 系统收发模型和信道模型;第三部分给出了在多径瑞利衰落信道下,系统的误码率性能;第四部分给出数值及仿真结果曲线;最后是本文的结论.

### 2 系统模型

#### 2.1 发射系统模型

发射采用分组传输方式,每个分组的长度为一个 OFDM 符号

长度,用户数据、导引、以及叠加的训练序列的调制方式均为 BPSK.训练序列叠加 OFDM 数据后信号的模型如图 1 所示,其中  $b(n)$  为所承载的用户数据,  $b(n)$  和导引符号经调制后送到离散富里叶逆变换(IDFT)模块,其输出与一定功率的训练序列  $c_n$  相加,添加循环前缀后,通过射频(RF)部分辐射到多



收稿日期:2003-12-08; 修回日期:2004-12-08

基金项目:国家自然科学基金(No. 60272009, No. 60472045, No. 60496313); 国家高技术研究发展计划(863 计划)(No. 2003AA12331006); 教育部博士点基金(No. 20020614001)

径信道。

为了便于说明问题,将图 1 等效为图 2。

图 2 描述了基于导引符号辅助相干解调的 OFDM 系统的发射模型,调制器的输入为承载的用户数据  $b(n)$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, +$ , 输出为  $b_l = (b_{l,0}, b_{l,1}, \dots, b_{l,N-1})$  第  $l$  个 OFDM 符号承载的数据,其中,  $l = 0, 1, 2, \dots, +$ 。将需承载的用户数据  $b(n)$  映射到图 3 的非黑方框内、导引符号映射到图 3 的黑方框内,即:

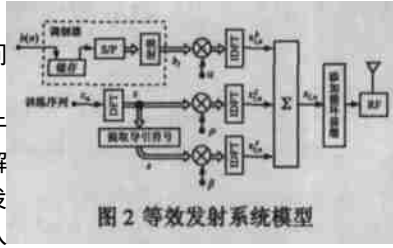


图 2 等效发射系统模型

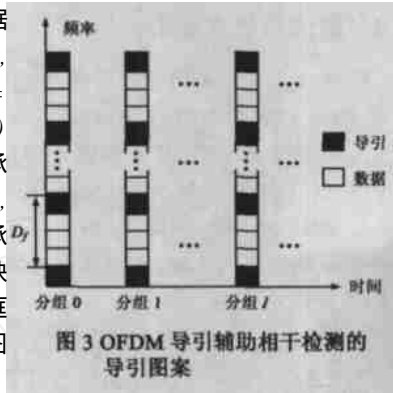


图 3 OFDM 导引辅助相干检测的导引图案

$$b_{l,k} = \begin{cases} 0, & k = iD_f \\ b \left[ iN + k - l \left\lfloor \frac{L_N}{D_f} \right\rfloor + 1 \right] - \left\lfloor \frac{L_N}{D_f} \right\rfloor - 1, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

其中  $\lfloor x \rfloor$  表示取非负实数  $x$  的整数部分,  $i$  为非负整数.  $b_{l,k}$  表示第  $l$  个 OFDM 符号(或第  $l$  个分组)的第  $k$  个子载波上承载的数据,  $k \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ ,  $l \in \{0, 1, 2, \dots, +\}$ .  $D_f$  为相邻两个导引符号在子载波上的间距,如图 3 所示.  $N$  为子载波的个数,这里设定  $N-1$  能被  $D_f$  整除。

由图 2 可知,实数对应于承载数据的功率权重,  $b_l$  与相乘后,做 IDFT,输出为:

$$x_{l,n}^b = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} b_{l,k} e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

训练序列  $c_n$  经 DFT 变换后得序列  $z = (z_0, z_1, \dots, z_{N-1})$ :

$$z_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad (3)$$

与实数 (对应于训练序列功率权重)相乘后做 IDFT 得到:

$$x_{l,n}^z = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} z_k e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

显然有:  $x_{l,n}^z = c_n$  (5)

从序列  $z$  中提出导引序列  $s_l = (s_{l,0}, s_{l,1}, \dots, s_{l,N-1})$ :

$$s_{l,k} = \begin{cases} z_k, & k = iD_f, i \text{ 是非负整数} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

导引序列经 IDFT 变换后有:

$$x_{l,n}^s = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_{l,k} e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (7)$$

本文中我们假设 OFDM 数据符号、训练序列和导引序列的总功率为 1. 总的发射信号可以表示如下:

$$x_{l,n} = x_{l,n}^b + x_{l,n}^z + x_{l,n}^s = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \quad (8)$$

其中:  $X_{l,k} = b_{l,k} + z_k + s_{l,k}$  (9)

假设保护时隙的长度大于信道的最大多径时延,因此本文不考虑符号间干扰。

### 2.2 信道模型

本文采用的信道模型为抽头延迟线模型,假设信道模型为频率选择性非相关散射多径瑞利衰落信道. 则信道的冲击响应可以表示为:

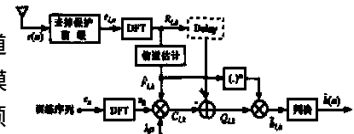


图 4 训练序列与 OFDM 信号分离的 OFDM 接收机

$$h(\cdot; u) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m(u) \cdot (\cdot - T_m) \quad (10)$$

其中,  $M$  为信道多径的数目,  $h_m(u)$  代表第  $m$  条径的等效的低通冲击响应,  $T_m$  表示第  $m$  条径的时延. 基于以上假设,每个抽头系数的自相关函数可以表示为:

$$E\{h_m(u) h_m^*(u')\} = \frac{2}{m} J_0(2 f_d T_s (u - u')) \quad (11)$$

其中,  $E\{\cdot\}$  表示数学期望操作,  $\frac{2}{m}$  表示第  $m$  条径的功率,  $J_0(\cdot)$  表示零阶贝塞尔函数,最大多普勒频移  $f_d$ ,  $T_s$  为采样时间。

## 3 OFDM 承载数据与训练序列的分离

### 3.1 接收机

分离 OFDM 用户数据和训练序列的接收系统模型如图 4 所示,假设接收机已完成时间、频率同步。

第  $l$  个符号时间的接收信号为:

$$r_{l,n} = \sum_{m=0}^{M-1} h_{l,m}(n) x_{l,n-m} + w_{l,n} \quad (12)$$

其中,  $w_{l,n}$  表示加性复白高斯噪声,单边功率谱密度为  $N_0/2$ ,  $h_{l,m}(n)$  表示第  $l$  个符号时间、第  $m$  条扩展路径的信道冲击响应. 对  $r_{l,n}$  作 DFT 处理,得到第  $l$  个符号时间第  $k$  个子载波上承载的信号为:

$$R_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} h_{l,m}(n) x_{l,n-m} + w_{l,n} \right\} e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} = H_{l,k} X_{l,k} + I_{l,k} + W_{l,k} \quad (13)$$

其中,  $H_{l,k}$  表示信道增益:

$$H_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_{l,m}(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (14)$$

$I_{l,k}$  表示由于时变信道的影响而产生的载波间干扰:

$$I_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{v=0, v \neq k}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_{l,v} h_{l,m}(n) e^{-j \frac{2\pi kvn}{N}} e^{j \frac{2\pi vn(k-v)}{N}} \quad (15)$$

$W_{l,k}$  对应于信道中白高斯噪声的贡献:

$$W_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (16)$$

利用  $R_{l,k}$  中相应位置上的导频信息进行信道估计,具体的估计方法将在 3.3 节描述,将信道估计结果  $F_{l,k}$  与训练序列的 DFT 相乘,得到通过信道的训练序列的估计值. 为了弥补不精确的信道估计的影响,引入部分干扰消除因子:

$$C_{l,k} = F_{l,k} z_k \quad (17)$$

再将训练序列的估计值从  $R_{l,k}$  中减去,

$$Q_{l,k} = R_{l,k} - C_{l,k} \quad (18)$$

将  $Q_{l,k}$  与信道估计结果进行共轭相乘, 实现均衡:

$$\tilde{b}_{l,k} = Q_{l,k} F_{l,k}^* \quad (19)$$

均衡的结果送至判决.

### 3.2 接收信号的统计特性

由于信道增益和载波间干扰 (ICI) 的统计特性信道估计至关重要, 需要对它做限定. 首先假定信道抽头系数  $h_{l,m}(n)$  为独立零均值复高斯随机过程的采样, 所以信道增益  $H_{l,k}$  也是零均值复高斯随机变量; 其次, 假设用户数据  $b(n)$  是相互独立, 服从均匀分布; 再次, 由于  $I_{l,k}$  是多个干扰累加的结果, 假设随机变量  $I_{l,k}$  是独立的复高斯随机变量<sup>[12]</sup>.

基于以上假设, 信道增益  $H_{l,k}$  的自相关函数:

$$E\{H_{l,k} H_{l,k}^*\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} J_0(2 f_d T_s (n-m)) e^{-j \frac{2\pi}{N} (k-l)(n-m)} \quad (20)$$

载波间干扰  $I_{l,k}$  的方差:

$$\text{Var}\{I_{l,k}\} = \frac{1}{N} \sum_{v=-K}^K \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} J_0(2 f_d T_s (n-m)) e^{-j \frac{2\pi}{N} (k-v)(n-m)} \quad (21)$$

### 3.3 信道估计

由导引符号得到的信道增益:

$$F_{l,k} = H_{l,k} + \frac{I_{l,k} + W_{l,k}}{X_{l,k}^p} \quad (22)$$

$F_{l,k}$  的自相关函数:

$$E\{F_{l,k} F_{l,k}^*\} = E\{H_{l,k} H_{l,k}^*\} + \frac{\text{Var}\{I_{l,k}\}}{E_s^p} \quad (23)$$

其中,  $E_s^p$  为导引符号的功率.

这里采用线性内插信道估计方法, 其他信道估计方法时训练序列与 OFDM 用户数据的分离方法类似. 这时第  $l$  个符号第  $k$  个子载波对应的信道估计  $F_{l,k}$ :

$$F_{l,k} = \sum_{\phi=-1}^{+1} g^*(\phi) F_{l,\phi D_f} \quad (24)$$

其中, 2 表示内插滤波器阶数,  $g(\phi)$  表示根据最小均方误差 (MMSE) 准则获得的内插滤波器系数.

$F_{l,k}$  的自相关系数可以表示为:

$$E\{F_{l,k} F_{l,k}^*\} = \sum_{\phi=-1}^{+1} \sum_{\psi=-1}^{+1} g^*(\phi) g(\psi) E\{F_{l,\phi D_f} F_{l,\psi D_f}^*\} \quad (25)$$

### 3.4 误码率分析

采用 BPSK 调制, 根据文献 [13], 第  $l$  个符号时间第  $k$  个子载波的平均误码率可以表示为:

$$P_e = \frac{1}{2} (1 - \mu_{l,k}) \quad (26)$$

其中,  $\mu_{l,k}$  表示为信道估计  $F_{l,k}$  与信号  $Q_{l,k}$  的相关系数:

$$\mu_{l,k} = \frac{E\{Q_{l,k} F_{l,k}^*\}}{\sqrt{E\{Q_{l,k} Q_{l,k}^*\} E\{F_{l,k} F_{l,k}^*\}}} \quad (27)$$

其中:

$$E\{Q_{l,k} F_{l,k}^*\} = a b_{l,k} \sum_{\phi=-v}^{+v} g^*(\phi) E\{H_{l,k} H_{l,k}^*\} \quad (28)$$

$$E\{Q_{l,k} Q_{l,k}^*\} = [ \sum_{\phi=-v}^{+v} E\{b_{l,k} b_{l,k}^*\} + \sum_{\phi=-v}^{+v} E\{z_{l,k} z_{l,k}^*\} ] E\{H_{l,k} H_{l,k}^*\} + \text{Var}\{I_{l,k}\} + N_0 + \sum_{\phi=-v}^{+v} E\{F_{l,k} F_{l,k}^*\} - 2 \sum_{\phi=-v}^{+v} g^*(\phi) E\{H_{l,k} H_{l,k}^*\} \quad (29)$$

按照图 3 所示的导引图案, 每比特信噪比为:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s^p + (D_f - 1)}{(D_f - 1) N_0} \quad (30)$$

## 4 数值和仿真结果

本文的计算机仿真结果都是基于蒙特卡罗仿真得出, 信道是 M. 1225 的室内 channel A<sup>[14]</sup>, 且导引符号功率为用户数据信号功率的 2 倍, 其他参数分别是: 移动速度 3km/h, 载波频率 2GHz, DFT 长度  $N$  为 256, 循环前缀长度是 64, 系统带宽 1.2288M. 导引符号间隔  $D_f$  是 5. 图 5 和图 6 表示了在不同信噪比下误码率的比较, 从中我们可以清楚地看出上述分离方法的分离效果.

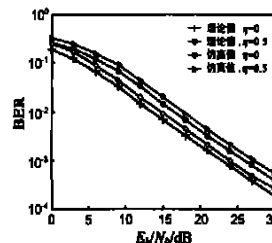


图 5 分离效果数值计算与仿真的对比

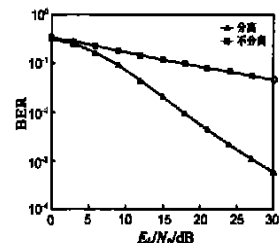


图 6 分离前后系统性能对比

图 5 为训练序列与 OFDM 承载数据分离后承载数据的误码率数值计算与仿真的对比. 其中, 为训练序列的功率与总功率的比值; 分别比较了  $\eta$  为 0 和 0.5 的条件下的理论结果和计算机仿真结果, 其中, 数值计算结果是根据式 (26) 计算的误码率; 仿真结果是基于线性内插信道估计下的误码率. 根据图 5 可以看出, 即使在训练序列功率占了发射总功率一半 ( $\eta = 0.5$ , 这足以满足时间频率同步的要求) 的情况下, 依然可以获得可以接受的用户数据检测性能, 即通过上述的分离方法, 可以有效的抑制训练序列造成的干扰.

图 6 给出了当  $\eta = 0.5$  时, 训练序列与 OFDM 承载数据分离与不分离承载数据的误码率的仿真对比. 信道估计仍采用线性内插估计方法. 从图 6 可以看出, 随着信噪比的增加, 训练序列与 OFDM 承载数据分离与不分离的误码率性能相差越来越大. 当  $\eta$  较大时, 如  $\eta = 0.5$  时, 若不抑制训练序列的干扰, 则承载数据的误码率很难达到较低的值.

## 5 结论

在采用部分功率训练序列同步的 OFDM 系统中, 训练序列的存在会对用户数据的检测造成严重干扰. 本文提出了一种在 OFDM 系统中分离用户数据和训练序列的方法, 从数值分析和仿真两方面验证了该方法的有效性. 从复杂度来看, 相对于一般的 OFDM, 本文发端增加的 DFT 与 IDFT 操作以及收端增加得 DFT 操作并不需要在实际系统中实时做: 对训练序列的 DFT 与 IDFT 操作, 预先做好存储起来, 反复使用; 这样相

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,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 Hoeher, 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 Al-Ghazawi, 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 ] Bo-Seok Seo, Su-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 Aghvami. 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 Meyr. 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 university [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 multi-path 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、华为企业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)

-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  $8 \times 8$  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 Gannetti, M Luise, R Reggiannini. 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 MC-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, Cimini 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.