

doi: 10.3969/j.issn.1007-2861.2012.02.002

LTE-Advanced 上行 SC-FDMA MIMO 系统的 信干噪比性能分析

葛泉¹, 芮赞², 金彦亮¹, 李明齐², 石志东¹

(1. 上海大学 特种光纤与光接入网省部共建重点实验室, 上海 200072;

2. 中国科学院 上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050)

摘要: LTE 上行系统中, 使用单载波频分多址技术(SC-FDMA), 并采用离散傅里叶变换扩频的正交频分复用多址(DFT-S-OFDMA)技术作为 SC-FDMA 的实现方案. 在 LTE-Advanced 标准化过程中, 考虑采用 DFT-S-OFDMA 技术作为上行多址方案, 同时, 为了获得更高的峰值速率和系统性能, 决定采用单用户多输入多输出(SU-MIMO)及预编码技术. 针对 LTE-Advanced 系统上行 DFT-S-OFDMA 方案在 MIMO 系统中的应用, 提出一种信干噪比(SINR)的性能分析方法. 该方法基于 DFT-S-OFDMA 收发机实现结构, 利用信道频域响应和噪声方差, 接收端采用最小均方误差(MMSE)均衡, 分析得到 SINR 的闭合表达式, 获得的 SINR 能很好地应用于自适应调制编码(AMC)方式的选择. 仿真结果表明, 多径信道下基于该等效 SINR 的误块率(BLER)性能曲线能很好地匹配系统在高斯白噪声信道下的性能曲线.

关键词: LTE-Advanced; 单载波频分多址; 信干噪比; 预编码; 多输入多输出

中图分类号: TN 914

文献标志码: A

文章编号: 1007-2861(2012)02-0117-05

SINR Performance Analysis of Single Carrier FDMA MIMO System in Uplink of LTE-Advanced

GE Quan¹, RUI Yun², JIN Yan-liang¹, LI Ming-qi², SHI Zhi-dong¹

(1. Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072, China;

2. Shanghai Institute of Micro-system and Information Technology, Shanghai 200050, China)

Abstract: In the uplink of long term evolution (LTE), discrete Fourier transform spread orthogonal frequency division multiplex (DFT-S-OFDM) is used as implementation of single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA). In the LTE-Advanced standard, DFT-S-OFDMA will still be used in the uplink to obtain high peak rate and good performance. Single user multi-input multi-output (SU-MIMO) and pre-coding are also used in SC-FDMA uplink. This paper proposes a method to analyze signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) performance of DFT-S-OFDMA system. A closed-form SINR expression based on transmitter-receiver implementation structure and minimum mean square error (MMSE) equalization for receiver is derived by channel frequency response and noise variance. The SINR thus obtained can be applied in adaptive modulation and coding (AMC). Simulation results show

收稿日期: 2010-09-21

基金项目: 国家科技重大专项资助项目(2009ZX03003-006-03); 西南交通大学信息编码与传输重点实验室开放课题

通信作者: 金彦亮(1973~), 男, 副教授, 博士, 研究方向为无线通信. E-mail: jinyanliang@staff.shu.edu.cn

that, with the proposed equivalent SINR, the block error rate (BLER) performance of SC-FDMA over slow fading channel is well matched with that over additive white Gaussian noise (AWGN) channel.

Key words: LTE-Advanced; single carrier FDMA; SINR; pre-coding; MIMO

SC-FDMA (单载波频分多址技术) 与 OFDMA (正交频分多址) 相比, 具有类似的性能和更低的峰均比, 因此, 在新一代无线传输技术方案中获得广泛的关注. 在 LTE (long term evolution) 系统中, SC-FDMA 技术被采纳为上行传输多址方案. SC-FDMA 信号可以通过时域方法或频域方法生成, 其中时域方法称为交织频分多址 (IFDMA), 频域方法称为离散傅里叶变换扩频的正交频分复用多址 (DFT-S-OFDMA). 在频域方法中, 将数据送入 OFDMA 调制器之前, 先进行离散傅里叶变换 (DFT), 将数据从时域信号转换为频域信号, 此种方法被称为离散傅里叶变换扩频的正交频分复用多址接入技术 (DFT-S-OFDMA)^[1-2]. 在 LTE 上行系统中, 就是采用 DFT-S-OFDMA 方案作为 SC-FDMA 方案的实现方式.

在 LTE-Advanced 标准化过程中, 上行链路依然采用 DFT-S-OFDMA^[3], 同时为了达到更高的峰值传输速率 (500 Mbit/s) 及其他性能指标, LTE-Advanced 上行最高支持 4 天线的多输入多输出 (MIMO) 传输. 因此, 与 LTE 系统相比, LTE-Advanced 系统能提供最高秩为 4 的单用户多输入多输出 (SU-MIMO) 传输^[4]. 在传输过程中, 由于信道的时间选择性衰落和频域选择性衰落, 势必引起信号流之间的干扰与符号间的干扰. 因此, 为了更好地对信号进行均衡和检测, 更有效地支持自适应调制编码, 有必要对接收信号的信干噪比 (SINR) 进行分析.

本工作建立了 DFT-S-OFDMA 系统 SU-MIMO 模型, 主要研究空间复用的 MIMO 方式, 接收端采用最小均方误差 (MMSE) 均衡, 从理论上推导了接收信号 SINR 的闭合数学表达式, 并通过仿真验证其正确性. 结果表明, 多径信道下基于该等效 SINR 的误块率 (BLER) 性能曲线能很好地匹配系统在高斯白噪声信道下的性能曲线.

1 系统模型

1.1 LTE 中单天线 SC-FDMA 系统模型

LTE 上行链路中应用的 MIMO 技术的基本天线配置为 1×2 , 即 1 根天线发送, 2 根天线接收, 如图 1 所示. 基站端采用接收分集技术对数据进行频域均衡, 最终获得传输的数据. 同时, LTE 也支持上行的

多用户多输入多输出 (MU-MIMO), 基站调度 2 个单天线的用户设备 (UE) 配对进行虚拟的 MIMO 传输^[1].

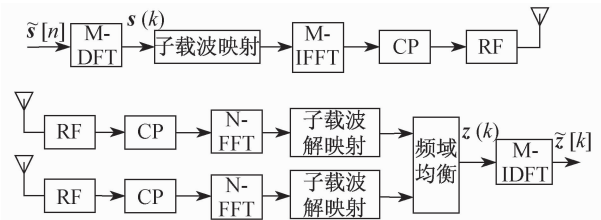


图1 LTE 中单天线发送双天线接收的 SC-FDMA 系统模型

Fig. 1 Model of SC-FDMA in LTE system

在 LTE 中, 对于单个 UE 来说, 不存在空间复用的 SU-MIMO 传输, 因此, 在发送端基带数据处理比较简单. 在 LTE-Advanced 中, 引入了多发送天线的 SU-MIMO 传输模式和预编码方案, 这与 LTE 上行传输有较大差异, 处理也变得更加复杂.

1.2 LTE-Advanced 中 MIMO SC-FDMA 系统模型

LTE-Advanced 上行 MIMO SC-FDMA 系统包含具有 N_t 根发送天线的移动终端 (MS) 和具有 N_r 根接收天线的基站 (BS), 且 $N_t \leq N_r$. 移动终端发送的 N_s 个独立数据流为 $\tilde{s}_i[n]$, $i = 1, 2, \dots, N_s$, 且 $N_s \leq N_t$. 基于 DFT-SFDMA 方案的 SC-FDMA MIMO 系统发射机和接收机模型如图 2 所示.

在发送端, 移动终端具有 N_t 根发送天线, 用户数据经过信道编码、交织、调制和层映射之后, 得到 N_s 个长度为 M 的独立的数据块 $\tilde{s}_i[n]$, $i = 1, 2, \dots, N_s$, $\tilde{s}_i[n] \in \mathbf{C}^{M \times 1}$, 即 N_s 个数据流. 包含 M 个星座调制符号的用户数据流 $\tilde{s}_i[n]$, 分别经过 M 点的 DFT 得到 $s_i(k)$, 数据从时域转换到频域; 然后, 将得到的 N_s 个数据块 $s_i(k)$, $i = 1, 2, \dots, N_s$ 进行预编码操作, 获得 N_t 个数据块 $X_i(k)$, $i = 0, 1, \dots, N_t - 1$ ($N_s \leq N_t$), 继而将预编码后得到的 N_t 个大小为 M 的数据块 $X_i(k)$ 分别映射到 N ($N > M$) 个正交子载波上; 最后, 将经过子载波映射后的数据分别进行 N 点的快速逆傅里叶变换 (IFFT) 转换成时域复信号序列并添加循环前缀 (CP), 这样就得到了每根天线上的发送数据^[5].

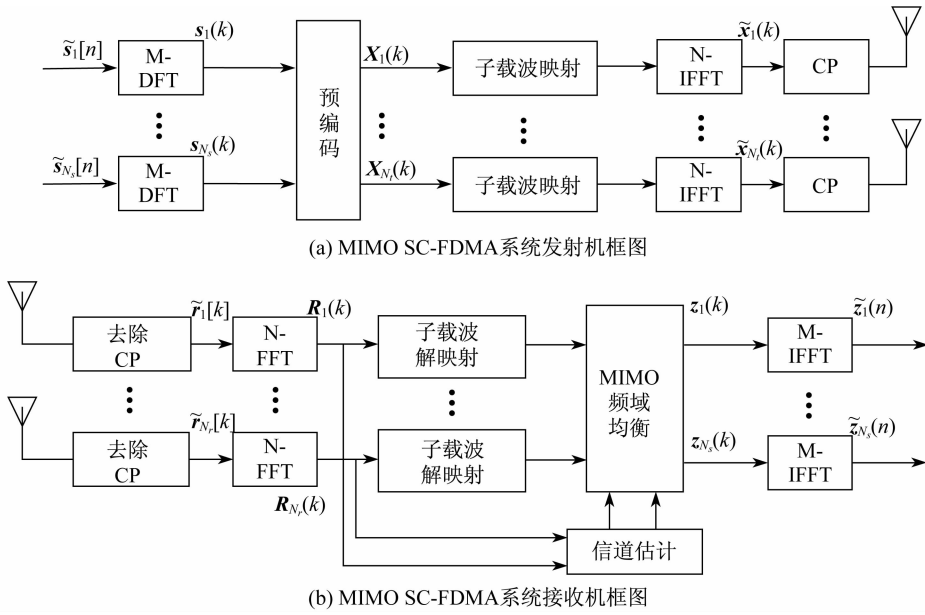


图2 MIMO SC-FDMA 系统发射机和接收机框图

Fig.2 Block diagram of transmitter and receiver of MIMO SC-FDMA system

子载波映射有两种方法:局域化映射和分布式映射.每根天线的数据都映射在系统分配的相同的带宽上,每根天线的数据共享相同的带宽,即为空间复用传输模式.对于局域化映射方式来说,每个用户的发送信号在频域上占有连续的频谱;而对于分布式映射方式来说,每个用户的数据一般都分布在整个系统带宽内,形成一组离散的“梳状”频谱.因此,分布式映射方式能在更宽的频谱上传输,可以获得更大的频域分集增益,但是对频偏比较敏感.在现行的LTE标准中,一般采用局域化子载波映射方法^[1].

LTE-Advanced上行预编码方案中,包含秩为1,2,3,4的预编码码本共含53个预编码矩阵^[6].系统根据信道状况给终端反馈所使用的预编码矩阵,其中与下行预编码相同,预编码并不是在每一个子载波上进行操作,而是以物理资源块(PRB)为单位进行操作^[7].设预编码矩阵为 $\mathbf{V} = [\boldsymbol{\alpha}_1, \boldsymbol{\alpha}_2, \dots, \boldsymbol{\alpha}_{N_s}]$,其中 $\boldsymbol{\alpha}_i \in \mathbf{C}^{N_t \times 1}$, $\mathbf{V} \in \mathbf{C}^{N_t \times N_s}$.

在接下来的分析中,定义以下符号: $\mathbf{D}_{F_M} = \mathbf{I}_K \otimes \mathbf{F}_M$,其中 \mathbf{F}_M 为 $M \times M$ 阶的傅里叶变换矩阵,其元素为 $[\mathbf{F}_M^{-1}]_{m,k} = \exp\left(-j \frac{2\pi}{M}(m-1)(k-1)\right)$, $k, m \in \{1, 2, \dots, M\}$ 分别是抽样点序号和频点序号. \otimes 表示Kronecker内积, \mathbf{I}_K 为 K 维的单位矩阵,因此, \mathbf{D}_{F_M} 为 $K \cdot M \times K \cdot M$ 阶的傅里叶变换矩阵.同时,定义

$\mathbf{D}_{F_M}^{-1} = \mathbf{I}_K \otimes \mathbf{F}_M^{-1}$, \mathbf{F}_M^{-1} 为 $M \times M$ 阶傅里叶逆变换矩阵, $[\mathbf{F}_M^{-1}]_{m,k} = \frac{1}{M} \exp\left(j \frac{2\pi}{M}(m-1)(k-1)\right)$.除维度不同外, \mathbf{D}_{F_N} 和 $\mathbf{D}_{F_N}^{-1}$ 的定义与 \mathbf{D}_{F_M} 和 $\mathbf{D}_{F_M}^{-1}$ 类似.同时,定义子载波映射矩阵为 $\boldsymbol{\lambda}_M$,子载波解映射矩阵为 $\boldsymbol{\lambda}_M^{-1}$, $\boldsymbol{\lambda}_M$ 表示将 M 个数据映射到 N 个子载波上, $\boldsymbol{\lambda}_M^{-1}$ 表示从 N 个子载波上解映射出 M 个数据. $\text{diag}\{\cdot\}$ 表示对角矩阵, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^{-1}$ 分别表示矩阵的转置、共轭转置和求逆.

在基站接收端,经过RF模块,去循环前缀之后,得到的信号(见图2)为

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{D}_{F_N}^{-1} (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \boldsymbol{\lambda}_M) (\mathbf{V} \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{D}_{F_M} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}},$$

式中, $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{\mathbf{x}}_1^T, \tilde{\mathbf{x}}_2^T, \dots, \tilde{\mathbf{x}}_{N_s}^T]^T \in \mathbf{C}^{N_s M \times 1}$, $\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{x}}_{N_s}$ 为每个数据流的数据序列, $(\mathbf{V} \otimes \mathbf{I}_M) \in \mathbf{C}^{N_t M \times N_s M}$ 表示 M 个子载波均使用相同的预编码矩阵进行预编码操作, $\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbf{C}^{N_r N \times N_t N}$ 为时域信道矩阵, $\tilde{\mathbf{n}} \in \mathbf{C}^{N_r N \times 1}$ 为服从 $\tilde{\mathbf{n}} \sim \mathcal{C}(0, \delta^2 \mathbf{I})$ 的循环对称复高斯噪声.

经过子载波解映射、MIMO频域均衡(FDE)和IFFT等处理之后,得到的时域信号(见图2)为

$$\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{D}_{F_M}^{-1} \mathbf{W} (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \boldsymbol{\lambda}_M^{-1}) \mathbf{D}_{F_N} \tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{D}_{F_M}^{-1} \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{D}_{F_M} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}) = \mathbf{D}_{F_M}^{-1} \tilde{\mathbf{z}}, \quad (1)$$

式中,在IFFT处理之前的频域信号为

$$\begin{aligned} z &= W(Hx + n), x = PD_{F_M} \tilde{s}, \\ \tilde{s} &= [\tilde{s}_1^T, \tilde{s}_2^T, \dots, \tilde{s}_{N_s}^T]^T \in \mathbf{C}^{N_s M \times 1}, \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $H = (I_{N_t} \otimes \lambda_M^{-1}) D_{F_N} \tilde{H} D_{F_N}^{-1} (I_{N_t} \otimes \lambda_M) (V \otimes I_M) \in \mathbf{C}^{N_r M \times N_s M}$ 为频域信道矩阵, $W \in \mathbf{C}^{N_s M \times N_r M}$ 为信道均衡矩阵, $n \in \mathbf{C}^{N_r M \times 1}$ 为服从 $n \sim C(0, \delta^2 I)$ 的循环对称复高斯噪声.

$\tilde{s}_i \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 为第 i 个数据流的星座符号序列, 且满足 $E[\tilde{s}_i \tilde{s}_i^H] = I_M$. 功率分配矩阵 $P \in \mathbf{R}^{N_s M \times N_s M}$ 为块对角矩阵, 其中每一个子矩阵 $P_i = \text{diag}\{\sqrt{p_{i,1}}, \sqrt{p_{i,2}}, \dots, \sqrt{p_{i,M}}\} \in \mathbf{R}^{M \times M}$, $p_{i,n}$ 表示第 i 个数据流的第 n 个子载波的传输功率, $i \in \{1, 2, \dots, N_s\}$.

在频域上, 从发送端 DFT 操作的数据 \tilde{s} 到接收端频域均衡的数据 r 的处理过程可以简化地表示为

$$r = HPs + n = HPD_{F_M} \tilde{s} + n,$$

式中, $s = D_{F_M} \tilde{s}$ 为频域传输信号^[5].

2 MIMO SC-FDMA 系统的接收 SINR 分析

在本工作中, 在接收端采用最小均方误差 (MMSE) 频域均衡方法, 因此, $W = ((HP)^H HP + \delta^2 I)^{-1} (HP)^H$. 由式(1)和(2)可得, 在接收端检测获得的时域信号为

$$\tilde{z} = D_{F_M}^{-1} W(HD_{F_M} \tilde{x} + n) = D_{F_M}^{-1} W(HPs + n). \quad (3)$$

令 $U = WHP$, 其中 $W_{i,j}, U_{i,j} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ 均表示第 j 个传输流与第 i 根接收天线之间的均衡矩阵. 由于参考信号(导频)也参与了预编码操作, 因此, 根据频域信道矩阵获得的频域均衡矩阵也包含了预编码矩阵的影响. 相对于预编码过程来说, 解预编码的过程包含在 MIMO 接收机的处理过程中^[6, 8-9].

接收端检测的第 i 个数据流的时域信号序列的表达式为

$$\begin{aligned} \tilde{z}_i &= F_M^{-1} U_{ii} F_M \tilde{s}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_s} F_M^{-1} U_{ij} F_M \tilde{s}_j + \\ &\quad \sum_{j=1}^{N_s} F_M^{-1} W_{ij} n_j, \quad i \in \{1, 2, \dots, N_s\}, \end{aligned} \quad (4)$$

式中, 第一项表示第 i 个流的有用数据, 第二项表示其余数据流对第 i 个数据流的干扰, 第三项为噪声. 在 \tilde{z}_i 的基础上, 可进一步获得第 i 个流的第 k 个符号的表达式为

$$\begin{aligned} \tilde{z}_i(k) &= F_M^{-1}(k, :) U_{ii} F_M(:, k) \tilde{s}_i(k) + \\ &\quad \sum_{j=1, j \neq i}^M F_M^{-1}(k, :) U_{ij} F_M(:, j) \tilde{s}_i(j) + \\ &\quad \sum_{j=1, j \neq i}^{N_s} F_M^{-1}(k, :) U_{ij} F_M \tilde{s}_j + \\ &\quad \sum_{j=1}^{N_s} F_M^{-1}(k, :) W_{ij} n_j, \end{aligned} \quad (5)$$

式中, 第一项为第 i 个流的第 k 个符号的有用数据, 第二项为第 i 个流内的符号间干扰, 第三项为其余数据流对第 i 个流第 k 个符号的干扰, 第四项为噪声.

对于第 i 个流的第 k 个符号, 由式(5)可获得接收到的有用信号的功率为

$$P_d^i(k) = F_M^{-1}(k, :) U_{ii} F_M(:, k) \cdot F_M(:, k)^H U_{ii}^H F_M^{-1}(k, :)^H. \quad (6)$$

由式(3), 可求得接收到的信号总功率为

$$P_t^i(k) = \sum_{j=1}^{N_t} F_M^{-1}(k, :) U_{ij} U_{ij}^H F_M^{-1}(k, :)^H. \quad (7)$$

由式(5), 可获得接收到的噪声功率为

$$P_n^i(k) = \delta^2 \sum_{j=1}^{N_t} F_M^{-1}(k, :) W_{ij} W_{ij}^H F_M^{-1}(k, :)^H. \quad (8)$$

根据式(6)~(8)可得, MIMO DFT-SFDMA 系统中第 i 个流的第 k 个符号的 SINR 表达式为

$$r = \frac{P_d^i(k)}{P_t^i(k) - P_d^i(k) + P_n^i(k)},$$

式中, r 为 SINR.

DFT-SFDMA MIMO 系统中第 i 个流的 SINR 表达式为

$$\begin{aligned} r &= \frac{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M P_d^i(k)}{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M P_t^i(k) - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M P_d^i(k) + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M P_n^i(k)} = \\ &= \frac{\sum_{k=1}^M P_d^i(k)}{\sum_{k=1}^M P_t^i(k) - \sum_{k=1}^M P_d^i(k) + \sum_{k=1}^M P_n^i(k)}, \end{aligned}$$

式中, r 为 SINR.

3 仿真结果

仿真系统参数设置载波频率为 2 GHz, 系统带宽和采样频率分别为 10 MHz 和 15.36 MHz, FFT 大小为 1 024, 信道模型采用 ITU-PB 信道模型, 移动速度为 3 km/h. 信道编码采用 Turbo 码编码方式. 收发

机采用二发二收,使用双码字秩为 2 的空间复用传输方式^[10],两码字使用相同的调制编码方式.不失一般性,设预编码矩阵为单位矩阵 I_2 .接收端为理想信道估计和 MMSE 频域均衡,在占用 1 个 PRB 和 4 个 PRB 时,分别仿真在 QPSK-1/2 和 16QAM-1/2 两种调制编码方式下的误块率性能,如图 3 所示.图中给出了 SC-FDMA 系统在加性高斯白噪声(AWGN)信道下对信噪比的误块(编码块)率性能.同时,根据本工作提出的多天线复用方式下 SINR 性能分析方法,经过映射得到了 SC-FDMA MIMO 系统在 PB-3 km/h 信道下对有效信干噪比的误块率.因此,利用本方法估计的 SC-FDMA MIMO 系统有效信干噪比,其多径信道下的性能曲线可以很好地匹配其在高斯白噪声信道下的性能曲线,二者的信噪比误差小于 0.15 dB.

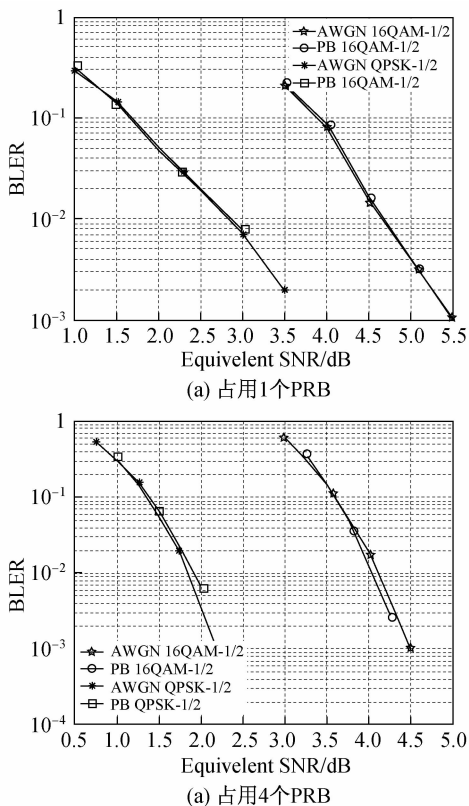


图3 QPSK-1/2 和 16QAM-1/2 两种调制编码方式下的仿真曲线

Fig.3 Simulation results under different resource allocation with QPSK-1/2 and 16QAM-1/2

4 结束语

本工作针对 LTE-Advanced 系统上行链路 DFT-

S-OFDMA MIMO 系统,提出一种信干噪比的性能分析方法.该方法基于 DFT-S-OFDMA 收发机实现结构,利用信道频域响应和噪声方差,接收端采用最小均方误差均衡,分析得到了 SINR 的闭合表达式.仿真结果表明,多径信道下基于该等效 SINR 的误块率性能曲线能很好地匹配系统在高斯白噪声信道下的性能曲线,能够有效应用于自适应调制编码.

参考文献:

- [1] 3rd Generation Partnership Project. TS 36. 201, LTE physical layer-general description (release 8) [S]. Nice: ETSI, 2009.
- [2] 3rd Generation Partnership Project. TR 25. 913, requirements for evolved UTRA (E-UTRA) and evolved UTRAN (E-UTRAN) [S]. Nice: ETSI, 2005.
- [3] Alcatel-Lucent. Further analysis of uplink transmission schemes performance [R]. 3GPP TDocs, R1-090393, 2009.
- [4] 3rd Generation Partnership Project. TR 36. 913, requirements for further advancements for E-UTRA (LTE-Advanced) [S]. Nice: ETSI, 2008.
- [5] LIN Z H, XIAO P, VUCETIC B. Analysis of receiver algorithms for LTE SC-FDMA based uplink MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(1):60-65.
- [6] Texas Instruments, CATT, Ericsson, et al. Finalizing 4Tx codebook for UL SU-MIMO [R]. 3GPP TDocs, R1-101641, 2010.
- [7] BERARDINELLI G, DE TEMINO L A M R, FRATTASI S, et al. On the feasibility of precoded single user MIMO for LTE-A uplink [J]. Journal of Communications, 2009, 4(3):155-163.
- [8] NOUNE M, NIX A. Frequency-domain transmit processing for MIMO SC-FDMA in wideband propagation channels [C] // IEEE Conference on Wireless Communications & Networking Conference. 2009:1-6.
- [9] NOH H, KIM M, HAM J, et al. A practical MMSE-ML detector for a MIMO SC-FDMA system [J]. Communications Letters, 2009, 13(12):902-904.
- [10] Texas Instruments. Further analysis on uplink SU-MIMO for E-UTRA [R]. 3GPP TDocs, R1-090287, 2009.