

利用均匀线阵实现高移动性通信系统中的多普勒补偿

张莹, 殷勤业, 穆鹏程

(西安交通大学智能网络与网络安全教育部重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 为了消除高移动性正交频分复用系统中多普勒扩展引发的子载波间干扰, 提出一种利用均匀线阵同时补偿多个多普勒频率的方法. 该方法首先从空域的角度区分开具有不同多普勒频率的入射径, 形成多个子信道, 再分别对各个子信道进行多普勒补偿, 最后对补偿后的子信道最大比合并, 实现多普勒分集增益. 子信道的时变性在多普勒补偿后变低, 因此可以避免较为复杂的信道估计和均衡算法. 仿真结果表明, 在阵列孔径足够的情况下, 该方法能有效对抗正交频分复用系统在高移动性环境下的误码率平台效应, 较单天线接收方法有 6~8 dB 的信干比增益.

关键词: 多普勒扩展; 载波间干扰; 正交频分复用; 均匀线阵

中图分类号: TN919.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2011)08-0073-05

Doppler Compensation for High-Mobility Communication Systems Using Uniform Linear Array

ZHANG Ying, YIN Qinye, MU Pengcheng

(MOE Key Laboratory for Intelligent Networks and Network Security, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A scheme which employs uniform linear array and can compensate multiple Doppler shifts simultaneously is proposed to eliminate intercarrier interference caused by Doppler spreading in high-mobility orthogonal frequency division multiplexing systems. The scheme separates different paths with unique Doppler frequency in space-domain, and generates multiple sub-channels. The Doppler shift on each sub-channel is then corrected independently and finally, the compensated multiple sub-channels are combined together for maximal-ratio so that Doppler diversity gains are realized. The time-variance of each sub-channel is reduced after compensation, and the estimation and equalization processes on receivers are simplified. Simulation results show that when sufficient elements are used, the error floors in high-mobility scenario are effectively combated, and a 6-8 dB signal-to-interference gain over one-antenna reception is obtained by the proposed scheme.

Keywords: Doppler spreading; intercarrier interference; orthogonal frequency division multiplexing; uniform linear array

正交频分复用(OFDM)技术通过将宽带信道划分为多个正交的窄带子信道, 有效地对抗了频率选择性衰落, 消除了符号间的干扰^[1]. 在移动速度较高的情况下, 无线信道的快变特性已成为影响数据传输的主要因素. 高移动性造成的多普勒效应会破

坏子载波间的正交性, 产生子载波间干扰(ICI), 从而影响基于导频的信道估计及传统频域均衡方法的性能.

为了消除多普勒扩展带来的 ICI, 文献[2]利用 ICI 主要来源于相邻子载波的特点, 将传统的频域

信道矩阵看作沿对角线带状分布,从而消除大部分的ICI. 这类方法在移动速度较高时,检测复杂度会随着带状宽度的增大而大大提升. 同时,在信道估计方面,越来越多的研究利用多项式模型^[3]或其他基展开模型^[4]来逼近快时变信道,将传统的频域信道估计问题转化为高阶参数估计问题. 这类方法的问题在于移动速度增高则意味着模型阶数增大,不仅需要频繁插入更多的导频符号,降低了频谱利用率,而且增加了估计的复杂度. 为了不降低频谱利用率并弥补估计精度的不足,一些基于迭代的检测算法应运而生. 这类方法利用判决反馈的方式以检测符号代替部分导频信息或训练序列^[5],但是依然存在收敛速度与处理复杂度的折中问题.

综上所述,从频域或时域出发,虽然一定程度上缓解了高移动环境下多普勒谱带来的影响,但代价是牺牲了频谱利用率,或者极大地提升了接收机的计算复杂度,而OFDM系统传统频域均衡方法简单易实现的优势得不到充分发挥. 近几年,已有部分研究者尝试从空域的角度来缓解高速移动下信道的快时变性^[6-9]. 文献[6]利用扇区天线将空间划分为多个不均匀的扇区,从而降低了接收信号多普勒扩展的宽度,并可以利用平均多普勒频移来补偿整个扇区内的多普勒频率. 这种扇区天线的方法被应用于不同的OFDM系统中^[7-8]. 文献[9]考虑了2根天线在强散射环境下形成波束,将空间按照ICI的强弱划分为3个区域,得出了天线间距约为半波长时的信干比增益最高. 然而,目前已有的空域处理方法仍然存在着方向图假设理想化及区域划分仅能部分消除ICI等问题.

若接收机能够针对信号到达方向(AoAs)形成特定的波束,利用不同到达方向具有单一多普勒频率的特点,则可以逐一进行频偏消除并最终合并,更为有效地解决多普勒扩展问题. 本文所提方法就是利用均匀线阵和基于干扰抑制的波束形成方法,形成多组具有单一多普勒频率的信号并分别进行补偿,从而在不增加接收机处理复杂度的基础上大大地提升了误码率性能,有效对抗了多普勒效应带来的载波间干扰.

1 系统模型

考虑一个具有 N 个子载波的OFDM系统,信息比特 $s(\xi)$ 经过调制后通过复用器,插入导频符号 $\mathbf{I}=[I_0, \dots, I_{J-1}]^T$ 以用于接收端的信道估计. 定义向量 $\mathbf{X}=[X_0, \dots, X_{N-1}]^T$ 为频域发射符号,则

经过IFFT操作并加入 N_g 长的循环前缀后,时域发射信号可以表示为

$$x_n = N^{-1/2} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), -N_g \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

该系统的发射机基带框图如图1所示.

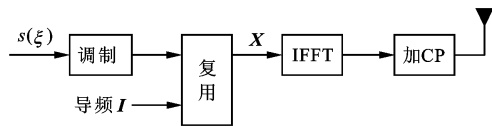


图1 OFDM系统发射机基带框图

本文主要考虑高移动性终端的通信问题,如高速火车或者磁悬浮列车. 事实上,这类移动速度非常快的终端往往行驶在空旷地区. 假设基站天线足够高,且移动端的天线也至于顶部,则接收端的信号由空间可分辨的几条路径构成. 假设空间多径信道由 P 条到达角度可分的路径组成

$$h(n, l) = \sum_{p=1}^P h_{p,n} \delta(l - l_p) \quad (2)$$

式中: l_p 为第 p 条路径的延迟; $h_{p,n}$ 为空间和时间上均不可分的多条路径的叠加,服从瑞利分布. 由于每条路径具有特定的方向性,故而每个方向具有单一的多普勒频率,则该路径上的等效基带信道可以表示为

$$h_{p,n} = \alpha_p \exp(j2\pi n T_s f_D \cos \theta_p + j\phi_p) \quad (3)$$

式中: α_p 、 θ_p 和 ϕ_p 分别表示第 p 条路径的幅度衰减、入射角度和随机相位; f_D 为最大多普勒频率; T_s 为采样间隔. 若 P 足够大,且 θ_p 在 $[0, 2\pi)$ 上服从均匀分布,则式(2)等价于传统的Jakes模型.

假设接收端配置 M 元均匀线阵,阵元间距为 d ,以第1根天线为参考,则第 m 根接收天线上的时域接收信号为

$$\begin{aligned} y_{m,n} &= \sum_{p=1}^P h_{p,n} x_q \exp\left[j2\pi(m-1) \frac{d}{\lambda} \cos \theta_p\right] + \\ z_{m,n} &= \sum_{p=1}^P \beta_p x_q \exp\left\{j2\pi \cos \theta_p \left[n T_s f_D + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. (m-1) \frac{d}{\lambda}\right]\right\} + z_{m,n} \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $q=n-l_p$; $\beta_p=\alpha_p \exp(j\phi_p)$; λ 为载波波长; $\mathbf{z}_m=[z_{m,0}, \dots, z_{m,N-1}]^T$ 为第 m 根天线上的加性复高斯白噪声.

由式(4)可以看出,在高移动性通信系统中,多普勒扩展会对每一个来波方向造成不同的多普勒频率偏移. 若仅有一个来波方向,可以直接通过时域频偏补偿来消除多普勒效应;若来波方向大于1,则很难简单地从时域或者频域的角度同时抵消多个多

普勒频率的影响,从而会残留较大的频域干扰。

2 多天线接收机

本节利用均匀线阵和波束形成来实现多个多普勒频率的补偿。

2.1 波束形成网络

波束形成网络的作用是分离出不同方向路径的接收信号,以分别进行多普勒补偿。假设已知接收信号由 P 个强入射方向径构成,则波束形成网络由 P 组波束形成矢量 $\mathbf{w} = [\mathbf{w}^{(1)}, \dots, \mathbf{w}^{(P)}]$ 组成。第 p 组权值 $\mathbf{w}^{(p)}$ 的作用是使 $\mathbf{y}^{(p)}$ 中仅含单一的 θ_p 分量。波束形成后的接收信号组为

$$\mathbf{y}^{(p)} = \mathbf{w}^{(p)\text{H}} \mathbf{y}, 1 \leq p \leq P \quad (5)$$

式中:矩阵 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_m^T, \dots, \mathbf{y}_M^T]^T$ 为多天线接收信号的排列,其中 $\mathbf{y}_m = [y_{m,0}, \dots, y_{m,N-1}]^T$ 。

假设接收信号满足远场条件,对于来自 θ 方向、载波频率为 f_c 的窄带信号,其导向矢量为

$$\mathbf{A}(\theta) = \left[1, \exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \cos\theta), \dots, \exp(j2\pi(m-1) \frac{d}{\lambda} \cos\theta), \dots, \exp(j2\pi(M-1) \frac{d}{\lambda} \cos\theta) \right]^T, \\ 1 \leq m \leq M$$

本节对 P 个信号到达方向分别使用线性约束的最小二乘法来设计波束形成矢量,最终形成 P 路输出信号,每组权值 $\mathbf{w}^{(p)}$ 针对 θ_p 进行波束形成,而对其他 $P-1$ 个方向形成零陷,从而抑制由于不同多普勒频率引发的载波间干扰,这是波束形成的严格约束。此外,为了尽可能地抑制噪声,需要限制其他方向上产生的旁瓣,这是最小二乘约束。

根据波束形成网络每组权值的方向图在 $\theta_1, \dots, \theta_P$ 共 P 个方向上有严格约束要求,定义严格约束矢量组

$$\mathbf{C} = [\mathbf{A}(\theta_1), \mathbf{A}(\theta_2), \dots, \mathbf{A}(\theta_P)] \quad (6)$$

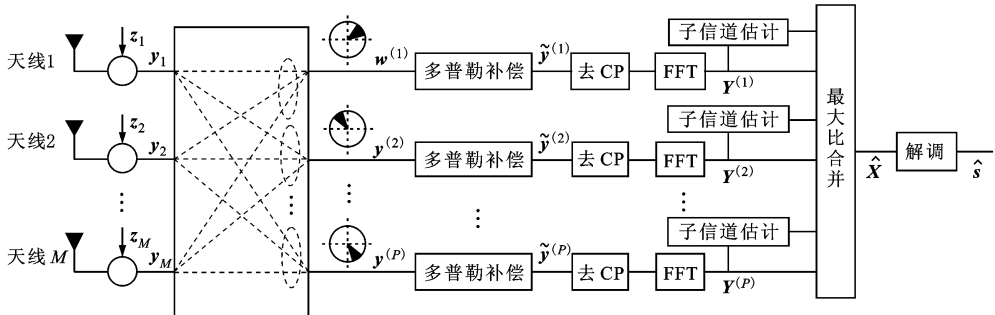


图 2 本文多天线系统接收端框图

该约束下的输出为 $\mathbf{G}_c = \mathbf{C}^H \mathbf{w}$ 。在随机设置空间, $\phi_1, \dots, \phi_Q$ 共 Q 个方向上有最小二乘约束,定义最小二乘约束矢量组

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{A}(\phi_1), \mathbf{A}(\phi_2), \dots, \mathbf{A}(\phi_Q)] \quad (7)$$

则该约束的输出为 $\mathbf{G}_z = \mathbf{Z}^H \mathbf{w}$ 。

根据设计要求,构造误差向量 $\mathbf{E} = \mathbf{G}_z - \mathbf{Z}^H \mathbf{w}$,并构造代价函数

$$F(\mathbf{w}) = \mathbf{E}^H \mathbf{E} = (\mathbf{G}_z - \mathbf{Z}^H \mathbf{w})^H (\mathbf{G}_z - \mathbf{Z}^H \mathbf{w}) \quad (8)$$

则目标函数为求解矢量 $\mathbf{w}$,使得

$$\begin{cases} \min F(\mathbf{w}) \\ \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{G}_c \end{cases} \quad (9)$$

令 $\mathbf{G}_z = \mathbf{0}$, $\mathbf{G}_c^{(p)}$ 中仅第 p 个元素为 1,其余为 0,求解式(9)可得波束形成权值为

$$\mathbf{w}^{(p)} = (\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H)^{-1} \mathbf{C} [\mathbf{C}^H (\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H)^{-1} \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{G}_c^{(p)} \quad (10)$$

2.2 多普勒补偿

经过波束形成网络后的 P 组接收信号已从空域上被分离开,具有不同的多普勒频率,则可以分别进行多普勒补偿,经过补偿后的第 p 路频域接收信号为

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(p)} = \mathbf{D}_p \mathbf{y}^{(p)} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{D}_p$ 为对角线元素为 $\{\exp(-j2\pi f_D n T_s \cos\theta_p), 0 \leq n \leq N-1\}$ 的对角矩阵。再经过傅里叶变换后,得到频域接收信号组为

$$\mathbf{Y}^{(p)} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{y}}^{(p)} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{F}$ 为离散傅里叶变换矩阵。

图 2 给出了本文多天线系统接收端框图。

2.3 信道估计和最大比合并

经过了波束形成和多普勒补偿后,每一路子信道已经等同于频率平衰落信道,此时采用传统的频域信道估计算法即可达到较好的性能。本节采用梳状导频还原每条子信道上的信道状态信息。在频域等间隔地插入 J 个导频符号 I_j ,位置为 $r_j = (jN)/$

$J, 0 \leq j \leq J-1$, 则第 p 路接收符号导频上的信道估计值为

$$\hat{\mathbf{H}}^{(p)}(r_j) = \frac{\mathbf{Y}^{(p)}(r_j)}{I_j}, 0 \leq j \leq J-1 \quad (13)$$

导频处信道信息通过内插后, 可以获得所有子载波上的信道估计值 $\hat{\mathbf{H}}^{(p)}$.

最终, 为了实现多波束增益, 需要根据各条路径的信道响应, 进行最大比合并

$$\hat{\mathbf{X}} = \frac{\sum_{p=1}^P \hat{\mathbf{H}}^{(p)} * \mathbf{Y}^{(p)}}{\sum_{p=1}^P |\hat{\mathbf{H}}^{(p)}|^2} \quad (14)$$

假定波束形成的 P 组权值可以完全提取出期望方向的信号, 并抑制干扰方向, 则检测信号可以获得的功率增益为

$$\begin{aligned} R_P = E\left\{\frac{|\hat{\mathbf{X}}|^2}{|\mathbf{X}|^2}\right\} &= \frac{\sum_{p=1}^P E\{|\hat{\mathbf{H}}^{(p)} * \mathbf{Y}^{(p)}|^2\}}{\sum_{p=1}^P E\{|\hat{\mathbf{H}}^{(p)}|^4\} |\mathbf{X}|^2} = \\ &= \frac{\sum_{p=1}^P E\{|\hat{\mathbf{H}}^{(p)} * \hat{\mathbf{H}}^{(p)} \mathbf{F} \mathbf{w}^{(p)H} \mathbf{C} \mathbf{F}^H \mathbf{X}|^2\}}{\sum_{p=1}^P E\{|\hat{\mathbf{H}}^{(p)}|^4\} |\mathbf{X}|^2} \approx \\ &= \frac{\sum_{p=1}^P E\{|\mathbf{w}^{(p)H} \mathbf{A}(\theta_p)|^2\}}{\sum_{p=1}^P E\{|\mathbf{w}^{(p)}|^2\}} \end{aligned} \quad (15)$$

式中: 上标 $*$ 表示共轭. 对波束形成权值 $\mathbf{w}^{(p)}$ 归一化, 则式(15)中可获得的功率增益为 $G=MP$. 由式(14)、式(15)可以看出, 随着天线数 M 及入射信号方向数 P 的增加, 只要阵列孔径足够, 则可以同时产生阵列增益及多波束增益. 由于不同方向的波束受移动速度影响, 具有不同的多普勒频率, 因此也可称为多普勒分集增益. 实际中, 由于多天线与多个波达方向的估计具有相关性, 因此本文方法的性能增益是多天线与多方向路径联合作用的结果.

3 信干比分析

本节从频域角度来分析频偏补偿后的信干比, 为了便于分析, 仅考虑存在一条主方向径的情况. 以可视(LoS)信道为例, 假定 LoS 径的信号到达方向为 θ , 其他各方向径的信号到达方向在 $[0, 2\pi)$ 上均匀分布. 定义 LoS 因子 K 为 LoS 径的功率与非 LoS 径的功率总和之比.

式(11)中的多普勒补偿, 在频域等效于接收端的预处理. 定义 $\mathbf{U} = \mathbf{F} \mathbf{D} \mathbf{F}^H$ 为频域多普勒补偿矩

阵, 则经过多普勒补偿后的等效频域信道矩阵为

$$\mathbf{H}_{\text{eq}} = \mathbf{U} \mathbf{H} \quad (16)$$

定义 $P(i, j) = |\mathbf{H}_{\text{eq}}(i, j)|^2$, 则多普勒补偿后第 i 个子载波上的信干比为

$$R_{\text{SI}}^{(i)} = \frac{P(i, i)}{\sum_{j=0, j \neq i}^{N-1} P(i, j)} \quad (17)$$

由式(17), 可进一步得到平均信干比为

$$R_{\text{SI}} = N^{-1} \sum_{i=0}^{N-1} R_{\text{SI}}^{(i)} \quad (18)$$

随着可分路径的增多以及天线数的增多, 可获得的信干比会更高.

4 性能仿真

本节主要验证波束形成在高速 OFDM 环境下的性能, 该方法需要已知最大多普勒频率 f_D 并通过 DOA 估计获取信号来波方向, 或者针对每一路径进行频偏估计. 仿真取 $N=128, N_g=J=32$, 符号持续期 $T=NT_s=0.1$ ms, 信道的最大抽头个数 $L=16$, 载波频率 $f_c=3.5$ GHz, 天线阵元间距 $d=0.5 \lambda$, 调制方式为 QPSK.

图 3 给出了恒定速率为 500 km/h 时 3 种情况下的误码率性能曲线, 该速度对应归一化多普勒频率 $f_{D, \text{norm}} = f_D T = 0.162$. 第 1 种情况使用单天线接收; 第 2 种情况使用 8 根独立的天线分集接收; 第 3 种情况为 8 元均匀线阵采用本文方法接收. 为了防止边射效应, 入射角度在 $[30^\circ, 150^\circ]$ 上均匀分布. 各径平均功率一致, 时延在 $[0, L-1]$ 上均匀分布. 从图 3 中可以看出, 多天线分集接收由于提供了空间分集增益, 所以比单天线接收时的性能要好. 然而, 由于多天线分集不具有多角度的分离能力, 因此

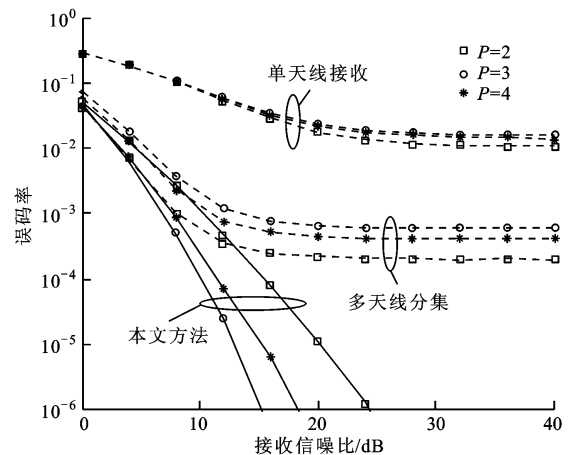


图3 不同波束数下的误码率性能比较

不能解决由不同方向上的多个多普勒频偏所带来的信道时变问题,仍然存在误码率平台效应,而本文方法由于有效地分离了多个空间方向,并分别进行多普勒频率补偿,使系统性能得到进一步提升,最重要的是消除了误码率平台。此外,随着入射径的增多,多普勒扩展变得复杂,本文方法能够利用这种特性,获得多普勒分集增益,而单天线接收和多天线分集则会存在更大的 ICI,使误码率平台升高。

图 4 给出了不同归一化多普勒频率下的误码率性能比较,波束数固定为 3,信噪比为 15 dB。由图 4 可以看出,多天线分集接收的误码率性能虽然较传统单天线频域均衡有了很大提升,但是随着归一化多普勒频率增大,ICI 随之变得明显时,系统依然会产生较高的误码率平台,而本文算法随着多普勒频率的升高,误码率性能维持一致,有效地消除了 ICI 对系统性能的影响。此外,随着天线数的增加,所形成波束的增益会提高,因此误码率性能也会变好。

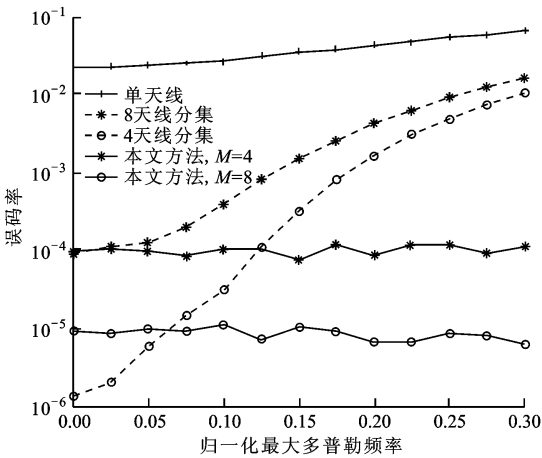


图 4 不同归一化多普勒频率下的误码率性能比较

图 5 为 LoS 信道下,本文算法同文献[6]的信干比性能比较。为了便于比较,仿真仅考虑对单入射径的多普勒频率补偿,阵列增益及扇区增益均设为 1,LoS 因子 $K=10$ dB。由图 5 可以看出,相比较未补偿的情况,文献[6]与本文算法均有信干比增益。由于文献[6]采用各个波束内的等效多普勒频率来进行补偿,所以信干比改善效果要劣于本文方法,并且随着所分扇区的降低,等效多普勒频率的假设误差更大,导致性能下降。由于本文算法可以动态地对准入射方向,获得该方向上的实际多普勒频率偏移,并同时抑制其他方向上的干扰及噪声,因而在补偿后具有较高的信干比。从图 5 中可以得出,经过多普勒频率补偿后,本文方法可以获得 6~8 dB 的信干比增益。

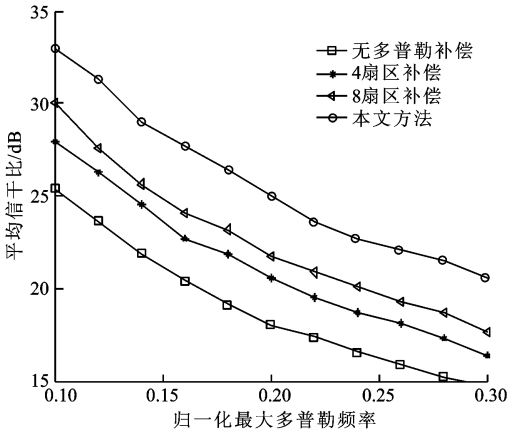


图 5 3 种接收方案的信干比性能比较

5 结 论

在高移动性 OFDM 系统中,由于较大的多普勒频率会带来严重的 ICI,使得系统产生较高的误码率平台。为了解决这一问题,本文从空域角度出发,提出一种利用阵列天线及波束形成技术补偿多普勒频率的方法。该方法能避免高移动性 OFDM 系统中复杂的信道估计及均衡,并不增加接收机的计算复杂度,从根本上解决了多普勒扩展问题。仿真结果表明,本文方法在误码率及信干比性能方面均优于传统的单天线频域均衡,并且在不同多普勒频率下具有一致的误码率性能,同时适用于低速和高速移动的系统。

参考文献:

[1] HWANG T, YANG Chenyang, WU Gang, et al. OFDM and its wireless applications: a survey [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4): 1673-1694.

[2] 席晓平, 张灿. 移动 OFDM 系统中的 ICI 消除算法研究[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(3): 653-656.

XI Xiaoping, ZHANG Can. Study on ICI cancellation algorithms for mobile OFDM systems [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2009, 31(3): 653-656.

[3] HIJAZI H, ROS L. Polynomial estimation of time-varying multipath gains with intercarrier interference mitigation in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(1): 140-151.

[4] TANG Zijian, CANNIZZARO R C, LEUS G, et al. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 2226-2238.

[5] 韩华, 吴乐南. 一种时频双选信道下 OFDM 系统的低

- 复杂度迭代干扰抵消算法[J]. 电路与系统学报, 2010, 15(4): 125-128.
- HAN Hua, WU Lenan. A low complexity iterative interference cancellation for OFDM systems over doubly-selective channels [J]. Journal of Circuits and Systems, 2010, 15(4): 125-128.
- [6] KLENNER P, VOGELER S, KAMMEYER K D. Doppler-compensation for OFDM transmission by sectorized antenna reception [C]// Proceedings of 6th International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum. Piscataway, NJ, USA : IEEE, 2007: 237-246.
- [7] SERBETLI S. A simple antenna combining framework for Doppler compensation in mobile OFDM systems [C]// Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 3037-3040.
- [8] LIU Kewen, HE Ting, LI Ping, et al. POSTBC-OFDM with sectorized antenna reception over rapidly time-varying channels [C]// Proceedings of 2009 International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 17-20.
- [9] SERBETLI S, BAGGEN S. Doppler compensation by using dual antenna for mobile OFDM systems [C]// Proceedings of 2008 IEEE 67th Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 1499-1503.
- (编辑 刘杨)