

高速移动环境下基于多天线角域分辨力接收算法

曾嵘* 姚英彪 方昕

(杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

摘要: 在高速移动环境下, OFDM 系统由于信道的时变性破坏了子载波间的正交性, 而使系统性能急剧下降。针对此问题, 该文分析了高速移动产生的信号多普勒扩展的数学模型, 提出了一种基于多天线角域分辨力接收算法。该算法采用正交角域子空间投影, 将多普勒扩展简化为各个正交角域空间上的多普勒频移, 并通过多普勒参数估计来抑制时变信道对系统性能的影响。仿真结果表明, 在高速移动环境下, 该文提出的算法有效地抑制了 OFDM 系统中子载波间干扰, 获得了较好的系统性能。

关键词: 无线通信; 高速移动; 角域分辨力; 正交角域子空间投影

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)09-2218-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00275

Multiple Antennas Angle Domain Resolution Based Transceiver Algorithm for High-speed Mobile Environment

Zeng Rong Yao Ying-biao Fang Xin

(College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: In high-speed mobile environment, the orthogonality between different subcarriers in OFDM is destroyed and the performance for system decreases rapidly. In this paper, the mathematical model of Doppler spread caused by high-speed mobility is analyzed and a novel multiple antennas angle resolution based transceiver algorithm is proposed. In this algorithm, orthogonal angle domain subspace projection is utilized. The Doppler spread is simplified as Doppler frequency offset on each orthogonal angle domain subspace and Doppler parameter estimation is utilized to suppress the effect caused by high-speed mobility. Simulation results show that the proposed algorithm suppress the inter-carrier-interference of OFDM in high-speed mobile environment effectively and can achieve performance improvement.

Key words: Wireless communication; High-speed mobility; Angle domain resolution; Orthogonal angle domain subspace projection

1 引言

目前, 在全球移动通信领域, 以 3G 增强技术(HSPA)、长期演进技术(LTE)以及 B3G/4G 技术(IMT-Advanced)为代表的新竞争态势已经形成。正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术可以消除由于多径信道所产生的码间干扰, 极大地降低了高速数据传输时接收端均衡器的复杂度。随着移动通信应用的不断发展和扩大, 在一些特殊的场合如高速铁路, 要求在快速移动条件下能够实现数据的高速传输, 这给 OFDM 系统的研究提出了一系列新的研究课题。其中, 如何在高速移动环境下(如高速铁路, 目前时速

可达 350 km/h), 实现 OFDM 系统的高速数据传输, 是 B3G/4G 移动通信系统一个艰巨而富有挑战性的研究课题。

众所周知, OFDM 技术由于将整个无线通信宽带带宽分割成许多小的窄带带宽, 使得每个窄带带宽小于无线信道的相干带宽, 从而将频率选择性信道等效为许多子载波上的频率非选择性信道, 因此可以极大地降低系统在频率选择性信道下接收机的复杂度。另一方面, 由于 OFDM 技术的引入, 带来的一个负面问题是降低了系统对无线信道的时域选择性的鲁棒性。在高速移动环境下, 由于收发信机之间的相对移动以及接收端多径信号的角度扩展, 每个物理多径的多普勒频移在接收端合成后的可分辨多径信号上表现为多普勒扩展, 在时域上表现为信道随时间较快变化。文献[1]分析并给出了 OFDM 系统在时变信道下误比特率特性。

2012-03-19 收到, 2012-05-28 改回

浙江省自然科学基金(Y12F010018)资助课题

*通信作者: 曾嵘 zengrong.rodney@gmail.com

对于这种高速移动环境带来的无线信道的快速时变特性，对接收机来说主要会带来如下问题：首先是如果接收机进行相干解调，信道的快速时变将造成信道估计和跟踪的困难。文献[2]提出一种基于Takagi-Sugeno模糊模型的卡尔曼滤波方法来跟踪时变信道参数。文献[3,4]采用迭代干扰消除的方式来抑制时变信道导致的子载波间干扰。文献[5,6]针对时变多径信道下OFDM系统的解调进行研究，通过采用干扰抵消以及加窗等方法来抑制时变信道的产生的子载波间干扰。但是这些方法都是基于多径时变信道参数已知的条件来进行研究。并没有考虑信道估计的复杂性。另外，在多径时变信道参数已知的情况下，解调和检测算法复杂度仍然较高。文献[7]在进行多径时变信道估计时假设信道的统计特性和多普勒频移已知，而实际应用中这些参数是未知的。文献[8,9]通过将快变信道展开为基函数叠加的近似表达形式，信道估计问题变成对展开系数的估计。这类算法假设多径时变信道在一段OFDM符号之内展开系数是不变的。使用了不同的基函数来进行信道估计，基函数的选择和估计精度受信道参数的影响较大。另外，这类算法的性能还与信道的统计特性有关。文献[10]将一个OFDM符号内的信道变化用线形模型来逼近，该方法只适用于慢时变信道模型，因此没有从本质上解决信道的快速时变造成的子载波间干扰(ICI)问题。

本文首先介绍了系统模型，然后通过分析高速移动环境无线信道特征，提出一种基于多天线角域分辨力的用于解决高速移动环境下信道快速时变造成OFDM系统性能急剧恶化问题的算法。最后通过仿真验证本文提出方案的有效性和正确性。

2 系统模型

本文研究的系统框图如图1所示。发送端的OFDM信号可以表示为

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq n < N \quad (1)$$

式中 N 为子载波个数， X_k 为第 k 个子载波上的调制符号。图1中 n_r 为接收天线个数。发送信号包括信息数据和导频符号。导频符号用于进行定时和频率同步，以及信道估计。

经过多径时变衰落信道后，接收信号可以表示为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n)x(n-l) + w(n) \quad (2)$$

式中 $h_l(n)$ 是时变信道第 l 个时域可分辨径第 n 时刻系数， L 是归一化信道时延扩展， $w(n)$ 是加性高斯

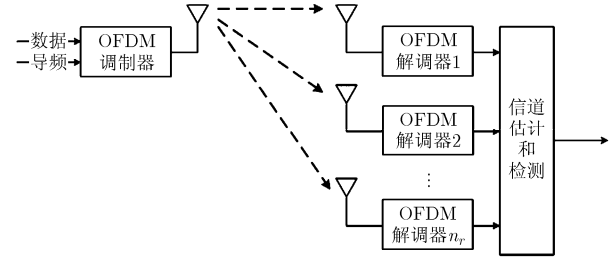


图1 系统框图

白噪声。

经过FFT，接收信号写成矩阵形式为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (3)$$

式中 \mathbf{X} 为发送的符号矢量， \mathbf{W} 为加性高斯白噪声矢量， \mathbf{H} 为等效信道矩阵，其元素 $H(d,k) = \alpha(d-k, k)$ ，其中

$$\alpha(d,k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) e^{-j2\pi(lk+dn)/N} \quad (4)$$

如果要估计发送符号 \mathbf{X} ，则需要估计等效信道矩阵，共 $L \times N$ 个参数需要估计。

由以上分析可知，接收端要对发送的信号进行估计则需要估计等效信道矩阵 \mathbf{H} ，即要估计时频双选信道上每个可分辨径的每个采样时刻的值，其复杂度较高且信道估计的精确度也难以保证。

3 算法原理

众所周知，无线信道中存在许多反射体。基站发送的信号经过无线信道达到接收端。接收端的信号是经过无线信道许多多径信号的叠加。在这些无数个多径信号中，当径与径之间的相对时延大于发送信号的符号间隔时，将其称为可分辨多径，也就是说当无线信道中，多径信道到达接收端的相对时延大于发送符号周期时，便产生了频率选择性。另一方面，系统中还存在相当多个多径信号，这些多径信号到达接收端的相对时延远远小于符号周期，此时在接收端将这些径的信号等效为一个径的信号，该等效径的信号是这些相当多条径的信号的叠加。由于这些径的信号是基站发送信号经过不同路径到达接收端，因此在接收端这些径的信号是同频异相的，其叠加将会产生干涉衰落。当通信收发端之间有相对位移时，由于每个径的传播路径发生了变化，因此在接收端，每个径的相位也发生了变化，此时合成等效径的这些径的相位会随着移动台位置的不同而不同，由此就产生了合成等效径的幅度和相位的变化，由于这种变化是随着移动台位置的变化而变化的，而移动台位置的变化又是由于移动台的运动造成的，因此等效径幅度和相位的变化就表

现为随着时间变化而变化,也即显示为信道的时变特性。另一方面,由于移动台的运动,每一个到达径产生多普勒频移,由于每个到达径的到达角的不一致,移动台的运动在每个到达径上产生的多普勒频移也不一致,因此在接收端,合成每一个时域可分辨多径的这些径的信号是异频异相的,由此便产生了多普勒扩展。在单入单出(SISO)系统中,即发送和接收天线都为1的情况,由于SISO系统只有时频2维分辨力,因此在进行SISO系统信道建模时,通常假设相对时延较小的多径信号的入射角在空间上均匀分布。本质上来说,单天线系统在高速移动环境下对于由于多径信号到达角度的扩展而引起的多普勒扩展没有有效的抑制途径。而在多天线系统中,由于接收端采用了多天线技术,本质上该系统具有空时频3维分辨力。多天线系统在引入了空间角域分辨力后,系统对于多普勒扩展的抑制能力有了本质的提升。

对于多天线系统来说,考虑3GPP推荐的半波长等间隔线状阵列天线。接收天线经过载波波长归一化后的归一化长度为 L_r ,天线之间的归一化间隔为 $\Delta_r = L_r/n_r$ 。假定在发射机与接收机之间存在任意数量的物理路径,定义方向矢量 $\mathbf{e}_r(\Omega)$ 为

$$\mathbf{e}_r(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{n_r}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi\Delta_r\Omega) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi(n_r-1)\Delta_r\Omega) \end{bmatrix} \quad (5)$$

定义 \mathbf{U}_r 为 $n_r \times n_r$ 酉矩阵:

$$\mathbf{U}_r = [\mathbf{e}_r(0) \quad \mathbf{e}_r(1/L_r) \quad \cdots \quad \mathbf{e}_r((n_r-1)/L_r)] \quad (6)$$

构成了接收信号空间的正交基。正交基中的每个矢量 $\mathbf{e}_r(\Omega_i)$ 的功率方向图谱中有一对或多对宽度为 $2/L_r$ 的主瓣以及小的旁瓣(当 $\Delta_r = 0.5$ 时仅有一对主瓣),不同的基矢量 $\mathbf{e}_r(k/L_r)$ 有不同的主瓣。这意味着沿任意物理方向的接收信号,其绝大多数能量与某个特定的 $\mathbf{e}_r(k/L_r)$ 矢量同向,而在其它矢量方向上几乎没有能量。因此,该正交基提供了总的接收信号在由分辨力 $1/L_r$ 决定的不同物理方向的多条路径上十分简单的分解方式。

下面将基于图1所示的系统模型,将信道的时域表示形式转换成角域表示形式。考虑一个OFDM符号,第 k 个接收天线在去除了循环前缀后的时域第 i 个OFDM接收信号可以表示为

$$\mathbf{Y}_k^i = \mathbf{H}_k^i \mathbf{F}_N^H \mathbf{X}^i + \mathbf{w}_k^i \quad (7)$$

式中

$$\mathbf{H}_k^i = \begin{bmatrix} h_{k,0}^i(0) & 0 & \cdots & 0 & h_{k,L-1}^i(0) & h_{k,L-2}^i(0) & \cdots & h_{k,1}^i(0) \\ h_{k,1}^i(1) & h_{k,0}^i(1) & 0 & \cdots & 0 & h_{k,L-1}^i(1) & h_{k,L-2}^i(1) & h_{k,2}^i(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{k,L-1}^i(N-1) & h_{k,L-2}^i(N-1) & h_{k,L-3}^i(N-1) & \cdots & h_{k,0}^i(N-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中 \mathbf{X}^i 为 $N \times 1$ 发送第 i 个OFDM信号矢量, \mathbf{w}_k^i 为加性高斯白噪声, $\mathbf{F}_N(x,y) = (\omega_N^{xy})$, $\omega_N = \exp(-2\pi j/N)$, $h_{k,l}^i(n)$ 表示第 k 个天线第 i 个OFDM符号周期第 l 径第 n 时刻信道系数。

将接收信号做如下变换:

$$\mathbf{H}^a(n) = \mathbf{U}_r \begin{bmatrix} h_{1,0}^i(n) & 0 & \cdots & 0 & h_{1,L-1}^i(n) & h_{1,L-2}^i(n) & \cdots & h_{1,1}^i(n) \\ h_{2,0}^i(n) & 0 & \cdots & 0 & h_{2,L-1}^i(n) & h_{2,L-2}^i(n) & \cdots & h_{2,1}^i(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r,0}^i(n) & 0 & \cdots & 0 & h_{n_r,L-1}^i(n) & h_{n_r,L-2}^i(n) & \cdots & h_{n_r,1}^i(n) \end{bmatrix} \mathbf{P}^n \quad (11)$$

式中 \mathbf{Y}_n^a 为 \mathbf{Y}^a 的第 n 列列矢量, \mathbf{P} 为循环置换矩阵,即

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式(11),可以定义角域表示的等效信道矩阵 $\widehat{\mathbf{H}}^a(n)$,即

$$\mathbf{Y}^a = \mathbf{U}_r \mathbf{Y}^i \quad (9)$$

式中 $\mathbf{Y}^i = [(\mathbf{Y}_0^i)^T \quad (\mathbf{Y}_1^i)^T \quad \cdots \quad (\mathbf{Y}_{n_r-1}^i)^T]^T_{n_r \times N}$ 为接收信号块矩阵。则有

$$\mathbf{Y}_n^a = \mathbf{H}^a(n) \mathbf{F}_N^H \mathbf{X}^i + \mathbf{w}_k^i \quad (10)$$

其中

$$\widehat{\mathbf{H}}^a(n) = \mathbf{U}_r \begin{bmatrix} h_{1,0}^i(n) & h_{1,1}^i(n) & \cdots & h_{1,L-2}^i(n) & h_{1,L-1}^i(n) \\ h_{2,0}^i(n) & h_{2,1}^i(n) & \cdots & h_{2,L-2}^i(n) & h_{2,L-1}^i(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{n_r,0}^i(n) & h_{n_r,1}^i(n) & \cdots & h_{n_r,L-2}^i(n) & h_{n_r,L-1}^i(n) \end{bmatrix} \quad (13)$$

其第 k 行第 l 列元素为

$$\begin{aligned}
\hat{h}_{k,l}^a(n) &= \mathbf{e}_r(k/L_r)^T \left[h_{1,l}^i(n) \quad h_{2,l}^i(n) \quad \cdots \quad h_{n_r,l}^i(n) \right]^T \\
&= \mathbf{e}_r(k/L_r)^T \sum_{i=0}^{N_l-1} \alpha_{i,l}(n) \mathbf{e}_r(-\Omega_{i,l}) \\
&= \sum_{i=0}^{N_l-1} \alpha_{i,l}(n) \left[\mathbf{e}_r(k/L_r)^T \mathbf{e}_r(-\Omega_{i,l}) \right] \quad (14)
\end{aligned}$$

式中 N_l 为第 l 条可分辨径的子径数, $\alpha_{i,l}(n)$ 为 n 时刻第 l 条可分辨径的第 i 条子径在参考接收天线 1 处的增益, $\Omega_{i,l}$ 为第 l 条径的第 i 条子径的到达角。

对于时变信道增益 $\alpha_{i,l}(n)$ 有

$$\alpha_{i,l}(n) = \alpha'_{i,l} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v n T_\Delta \cos(\Omega_{i,l} - \Omega_v)} \quad (15)$$

式中 T_Δ 为采样间隔, Ω_v 为移动台运动方向角, v 为移动台运动速度。 $\alpha'_{i,l}$ 在一个 OFDM 符号周期内变化很小, 即近似为一个常数。

接下来对角域表示的等效信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^a(n)$ 中的元素 $\hat{h}_{k,l}^a(n)$ 来进行分析。由于基矢量 $\mathbf{e}_r(k/L_r)$ 的波束成形方向图的主瓣位于 k/L_r 周围, 如果

$$|\Omega_{i,l} - k/L_r| < 1/L_r \quad (16)$$

则 $\mathbf{e}_r(k/L_r)^T \mathbf{e}_r(-\Omega_{i,l})$ 为第 l 条径的第 i 条子径的主要项。定义 \mathfrak{R}_k 为接收方向余弦位于 k/L_r 附近宽度为 $1/L_r$ 的窗口内的所有路径构成的集合, 区域 \mathfrak{R}_k 可以解释为在接收角域基矢量 $\mathbf{e}_r(k/L_r)$ 方向上具有绝大多数能量的物理路径组成的集合。于是, 元素 $\hat{h}_{k,l}^a(n)$ 主要是集合 \mathfrak{R}_k 内的物理路径增益 $\alpha_{i,l}(n)$ 的函数, 可以解释为第 k 个接收角域区域第 l 个时延径上的信道增益。由于天线孔径尺寸有限, 集合 \mathfrak{R}_k 内的路径在角域中是不可分辨的。多条时间和空间不可分辨的物理路径可以近似合并为一条增益为 $\hat{h}_{k,l}^a(n)$ 的时变空时可分辨等效路径。

由以上分析知, 信道矩阵的角域表示形式 $\hat{\mathbf{H}}^a(n)$ 中的每个元素 $\hat{h}_{k,l}^a(n)$ 表示第 k 个接收角域区域第 l 个时延径的信道增益, 因此根据此分析对 $\hat{h}_{k,l}^a(n)$ 进行如下数学建模, 即

$$\begin{aligned}
\hat{h}_{k,l}^a(n) &= \sum_{i=0}^{N_l-1} \alpha_{i,l}(n) \left[\mathbf{e}_r(k/L_r)^T \mathbf{e}_r(-\Omega_{i,l}) \right] \\
&\approx n_r \sum_{\Omega_{i,l} \in \mathfrak{R}_k} \alpha'_{i,l} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v n T_\Delta \cos(\Omega_{i,l} - \Omega_v)} \\
&\approx n_r e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v n T_\Delta \cos(\arccos(k/L_r) - \Omega_v)} \sum_{\Omega_{i,l} \in \mathfrak{R}_k} \alpha'_{i,l} \\
&= \bar{\alpha}_{k,l} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v n T_\Delta \cos(\arccos(k/L_r) - \Omega_v)} \quad (17)
\end{aligned}$$

式中 $\bar{\alpha}_{k,l} = n_r \sum_{\Omega_{i,l} \in \mathfrak{R}_k} \alpha'_{i,l}$ 。由式(17), 可以通过参考信号来估计出参数 $(v/\lambda) \cos(\arccos(k/L_r) - \Omega_v)$, 并在将接收信号投影到正交空间 \mathbf{U}_r 后, 消除

$e^{j\frac{2\pi}{\lambda} v n T_\Delta \cos(\arccos(k/L_r) - \Omega_v)}$ 项对投影后信号的影响, 则在正交空间 \mathbf{U}_r 上看, 角域信道在一个 OFDM 符号周期内是近似时不变的。

4 基于多天线角域分辨力接收机

图 2 为基于多天线角域分辨力接收机框图。如图所示, 从 n_r 个接收天线接收到的信号经过正交空间投影运算投影到不同的正交角域空间。在这些不同的正交角域空间上, 信道的时变性得以简化建模。将高速移动导致的多普勒扩展变换到正交角域空间, 进而简化为多普勒频移。在每个正交角域空间上, 由于不同延迟造成的可分辨多径的到达角的相似性, 因此在这些正交角域空间上, 这些时变多径上的多普勒频移是相似的。

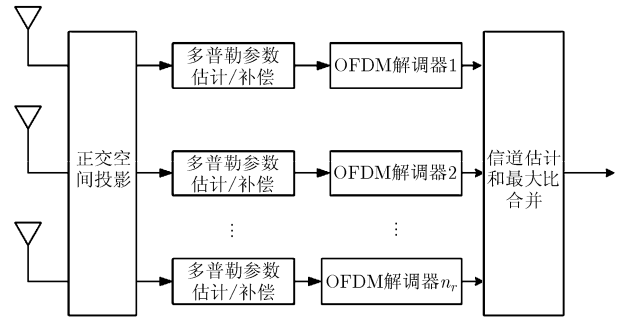


图 2 基于多天线角域分辨力接收机框图

对于 n_r 个天线上第 n 个时刻的接收信号 $\mathbf{Y}(n)$, 首先进行正交角域子空间投影, 即

$$\mathbf{Y}^a(n) = \mathbf{U}_r \mathbf{Y}(n) \quad (18)$$

接着利用投影后每个角域空间上的接收信号进行多普勒参数 f_d^k ($f_d^k = (v/\lambda) \cos(\arccos(k/L_r) - \Omega_v)$) 估计。在估计多普勒参数时, 采用周期为 D 的参考信号序列来进行估计。其估计算法如下:

$$\hat{f}_d^k = \frac{1}{2\pi D T_\Delta} \arg \left(\sum_{n=1}^{K-D} y_k^{a*}(D+n) y_k^a(n) \right) \quad (19)$$

式中 K 为周期参考信号的长度, $y_k^a(n)$ 为第 k 个角域空间上的接收信号。

估计出每个正交角域空间上的多普勒参数后, 对每个角域空间上的接收信号进行多普勒频移补偿, 即

$$d_k^a(n) = y_k^a(n) e^{-j2\pi \hat{f}_d^k n T_\Delta} \quad (20)$$

利用多普勒频移补偿后的信号 $d_k^a(n)$ 进行信道估计, 采用最小方差估计(LSE), 算法如下:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{a}}_k &= \left(\mathbf{F}_p \left(\text{diag}(\mathbf{X}_p) \right)^H \text{diag}(\mathbf{X}_p) \mathbf{F}_p^H \right)^{-1} \\
&\quad \cdot \left(\text{diag}(\mathbf{X}_p) \mathbf{F}_p^H \right)^H \mathbf{F}_p d_k^a \quad (21)
\end{aligned}$$

式中 $\text{diag}(\bullet)$ 表示对角阵, \mathbf{X}_p 表示发送的参考符号序列, \mathbf{F}_p 为 \mathbf{F}_N 中和参考符号位置相对应的列向量所构成的矩阵, $\hat{\mathbf{a}}_k$ 是 $\bar{\mathbf{a}}_k = [\bar{\alpha}_{k,0} \ \bar{\alpha}_{k,1} \ \cdots \ \bar{\alpha}_{k,L-1}]$ 的估计值, $\mathbf{d}_k^a = [d_k^a(0) \ d_k^a(1) \ \cdots \ d_k^a(N-1)]$ 。 $\mathbf{F}_p \mathbf{d}_k^a$ 为经过多普勒补偿后的接收频域参考信号, 也即式(21)利用接收频域参考信号来估计 $\hat{\mathbf{a}}_k$ 。由于发送的参考信号 \mathbf{X}_p 有特性: $(\text{diag}(\mathbf{X}_p))^H \text{diag}(\mathbf{X}_p) = \mathbf{I}_p$, 则式(21)简化为

$$\hat{\mathbf{a}}_k = (\mathbf{F}_p \mathbf{F}_p^H)^{-1} (\text{diag}(\mathbf{X}_p) \mathbf{F}_p^H)^H \mathbf{F}_p \mathbf{d}_k^a \quad (22)$$

接着对 $\hat{\mathbf{a}}_k$ 进行最大比合并, 得到最终大小为 $N \times 1$ 判决矢量 \mathbf{Z} , 即

$$\mathbf{Z} = \sum_{k=0}^{N_r-1} (\text{diag}(\hat{\mathbf{a}}_k))^H \mathbf{F}_N \mathbf{d}_k^a \quad (23)$$

5 实现复杂度分析

本文提出的基于多天线角域分辨力的接收算法实现复杂度主要集中在正交空间投影运算单元和信道估计单元。

对于正交子空间投影运算单元, 如式(18)所述。对于投影矩阵 \mathbf{U}_r , 其第 (k, l) 个元素为

$$\frac{1}{\sqrt{n_r}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{n_r}\right), \quad k, l = 0, \dots, n_r - 1 \quad (24)$$

由于采用的等距阵, 因此正交子空间投影运算可以采用快速傅里叶运算来实现。因此其运算量为 $O(n_r \log_2 n_r)$, 并且可以通过 FFT 实现并行计算。

对于信道估计单元, 如式(21)所示。经过式(22)的简化, 其计算量主要集中在矩阵 $(\mathbf{F}_p \mathbf{F}_p^H)^{-1} (\text{diag}(\mathbf{X}_p) \mathbf{F}_p^H)^H \mathbf{F}_p$ 的计算。可以看出, 该矩阵和当前实时接收的信号无关, 因此可以通过离线计算的方式计算并存储在信道估计单元中。对每个接收的 OFDM 符号, 只需取出相应的存储量对 \mathbf{d}_k^a 进行处理即可。

6 仿真结果

本文仿真模型如图1所示。仿真中采用的多天线信道模型采用 SCM 信道模型 (3GPP Spatial

Channel Model)^[11]。在 SCM 信道模型中, 每个可分辨多径中的子径数 N_l 设置为 20。每个可分辨多径中的子径的到达角服从 Laplacian 分布, 其均方根角度扩展为 35° 。接收天线归一化间距 Δ_r 为 0.5。仿真时数据速率为 1 Mbps, 载波频率为 5 GHz, 采用 BPSK 调制方式, 循环前缀归一化长度为 16。在进行系统仿真时, 未采用比特交织和纠错编码。仿真中采用参考信号来进行多普勒参数估计和信道估计。

分别仿真了系统在不同子载波数, 不同移动速度和不同接收天线环境下系统的性能。分别比较了传统的多天线 OFDM 接收算法 (采用如文献 [12] 所述的 LSE 信道估计并对各个天线接收的信号进行最大比合并的算法), 传统算法加入多普勒频偏校正 (AFC) 和本文提出的基于多天线角域分辨力接收算法的性能。

图3和图4的仿真结果比较了移动台运动速度 v 为 300 m/s, 接收天线数 n_r 为 32, 可分辨多径数 L 为 2 时, 各个算法在不同 OFDM 符号长度时的误码率性能。图4和图5的仿真结果比较了移动台运动速度 v 为 300 m/s, OFDM 符号长度 N 为 1024, 可分辨多径数 L 为 2 时, 各个算法在不同接收天线数时的误码率性能。图5和图6的仿真结果比较了 OFDM 符号长度 N 为 1024, 接收天线数 n_r 为 16, 可分辨多径数 L 为 2 时, 各个算法在不同移动台运动速度时的误码率性能。由仿真结果可以看出, 本文提出的算法在不同 OFDM 符号长度, 不同接收天线数以及不同移动台运动速度情况下, 其性能均优于传统算法和传统算法加入多普勒频偏校正 (AFC) 的性能。另一方面, 由仿真结果可以看出, 随着 OFDM 符号长度的增大, 系统受到的由于信道时变产生的子载波间干扰越严重, 系统性能越差。随着接收天线数的增加, 本文提出算法的角域分辨力越高, 抑制信道时变的能力越强, 系统性能越好。随着移动台运动速度的增加, 信道变化越快, OFDM 系统受到的由于信道时变产生的子载波间干扰越严重, 系统性能越差。

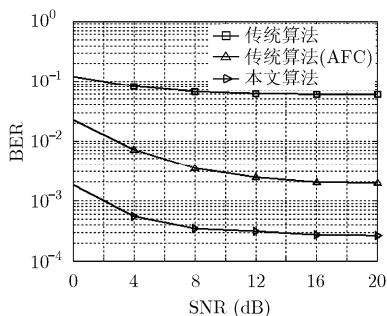


图3 误码率性能比较 ($N = 2048$;
 $v = 300 \text{ m/s}$; $n_r = 32$; $L = 2$)

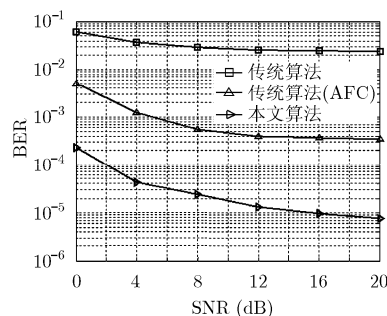


图4 误码率性能比较 ($N = 1024$;
 $v = 300 \text{ m/s}$; $n_r = 32$; $L = 2$)

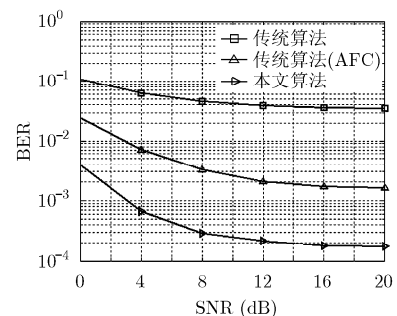


图5 误码率性能比较 ($N = 1024$;
 $v = 300 \text{ m/s}$; $n_r = 16$; $L = 2$)

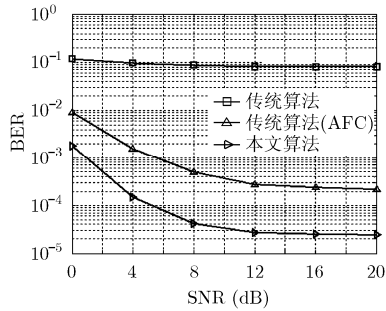


图6 误码率性能比较($N = 1024$; $v = 200$ m/s; $n_r = 16$; $L = 2$)

7 结论

针对高速移动环境下, OFDM 系统由于严重的子载波间干扰而性能急剧下降。本文提出了一种基于多天线角域分辨力接收算法。该算法利用正交角域子空间投影, 将多普勒扩展简化为多普勒频移, 并通过多普勒参数估计和补偿恢复了快速时变信道下 OFDM 系统子载波间的正交性。仿真结果表明本文提出的算法有效地抑制了高速移动环境下产生的子载波间干扰, 得到了较好的误符号率性能。

参考文献

- [1] Hamdi K A. Unified Error-rate analysis of OFDM over time-varying channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(8): 2692-2702.
- [2] Chen Bor-sen, Yang Chang-yi, and Liao Wei-ji. Robust fast time-varying multipath fading channel estimation and equalization for MIMO-OFDM systems via a fuzzy method[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(4): 1599-1609.
- [3] Hong Zhi-hong, Zhang Liang, and Thibault L. Iterative ICI cancellation for OFDM receiver with residual carrier frequency offset[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, San Francisco, California, USA, Sept. 5-8, 2011: 1-5.
- [4] Tomasin S, Gorokhov A, Yang H, et al. Iterative interference cancellation and channel estimation for mobile OFDM[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(1): 238-245.
- [5] Schniter P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(4): 1002-1011.
- [6] Jeon W G, Chang K H, and Cho Y S. An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(1): 27-32.
- [7] Choi Y, Voltz P J, and Cassara F A. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(8): 1375-1387.
- [8] Chen Shao-ping, Dai Guang-fa, and Rao Wen-gui. A BEM for estimation of time-varying channels in OFDM[C]. *IEEE International Conference on Communications and Mobile Computing*, Yunnan, China, Jan. 6-8, 2009: 257-259.
- [9] Cui T, Tellambura C, and Wu Y. Low-complexity pilot-aided channel estimation for OFDM systems over doubly-selective channels[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Seoul, Korea, May 16-20, 2005: 1980-1984.
- [10] Dai Xian-hua, Zhang Han, and Li Dong. Linearly time-varying channel estimation for MIMO/OFDM systems using superimposed training[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(2): 681-693.
- [11] 3GPP. TR 25.996 v.10.0.0. Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations[S]. 2011.
- [12] Cai Xiao-dong and Giannakis G B. Error probability minimizing pilots for OFDM with M-PSK modulation over rayleigh-fading channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004, 53(1): 146-155.

曾 嵘: 男, 1976 年生, 副教授, 研究方向为宽带移动通信关键传输技术。

姚英彪: 男, 1976 年生, 副教授, 研究方向为移动通信及其芯片设计。

方 昕: 女, 1975 年生, 副教授, 研究方向为无线通信中的自适应传输技术。