

# 高移动环境下利用无线信号空域特征实现 OFDM 系统的 ICI 消除

王薇, 殷勤业, 穆鹏程

(西安交通大学 电子与信息工程学院, 陕西 西安 710049)

**摘要:** 高移动性正交频分复用(OFDM)系统受多普勒扩展影响产生严重的子载波间干扰(ICI)。根据实际场景中无线信号的空域传播特征, 采用 WINNER II 信道模型建模无线信道, 提出利用阵列天线作为接收天线从空域角度消除 ICI。该方法利用波达方向估计和波束形成网络对接收信号进行分离, 并对分离后的各路信号分别做多普勒频偏补偿, 最后将各路处理后的信号进行最大比合并获得多波束分集增益。仿真结果表明, 所提方法可有效减小 ICI 和误码率平台, 较处理前可获得 5~7 dB 的信干比增益。

**关键词:** 载波间干扰消除; 正交频分复用系统; 高移动性; 阵列信号处理

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

## Inter-carrier interference cancellation using spatial characteristics for high-mobility OFDM communication systems

WANG Wei, YIN Qin-ye, MU Peng-cheng

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** High-mobility orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) systems suffered severe inter-carrier interference(ICI) from Doppler spreading. On the basis of the characteristics of wireless propagation in practical scenarios, a method which employed the WINNER II channel model to represent the practical wireless channel and an antenna array as the receiver to eliminate ICI in space-domain was proposed. The direction of arrival estimation algorithm and the beamforming network were used to separate the received signals in space-domain. Multi-beam diversity gain was obtained finally by means of combining the signals which have been compensated for Doppler frequency shifts(DFS) respectively. Simulation results demonstrate that the proposed method not only effectively reduces ICI and the error floors, but also obtains a 5~7 dB signal-to-interference gain over systems without use of the proposed method.

**Key words:** ICI cancellation; OFDM system; high mobility; array signal processing

### 1 引言

正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)调制技术在高数据率无线通信系统中被广泛应用。OFDM 信号对无线传输中多径传播引起的频率选择性衰落有很强的抵抗力。但当列车高速运行时, 无线信道受多普勒扩展的影响在一个 OFDM 符号周期内发生较大变化, 造成严重的子载波间干扰(ICI, inter-carrier interference), 导致系统的误码率平台抬高<sup>[1]</sup>。

针对高移动性环境下 OFDM 系统的 ICI 消除问

题, 文献[1]在已知时变信道统计特性的基础上, 利用维纳滤波的方法将 ICI 当成加性噪声予以滤除。文献[2,3]假设时变信道在一个 OFDM 符号内线性或分段线性变化, 利用导频信息估计出信道每个抽头的均值和线性变换的斜率, 根据估计到的信道信息运用不同的迭代方法消除 ICI。文献[4,5]在移动接收端采用有旋转速度的均匀圆阵, 从物理角度降低接收端相对于地面的移动速度。

本文重点研究高速列车运行于乡村附近场景下列车顶端中继接收到的下行 OFDM 信号的 ICI 消除问题。由于高速铁路沿线在乡村附近通常较为开

收稿日期: 2014-12-13; 修回日期: 2015-03-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61172093)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61172093)

阔，基站的发射天线架设较高，反射体少且距移动台相对较远，因此，无线信号的空间传播环境相对较为简单。此时基站与列车中继之间的无线信号可认为集中于若干个不同方向到达中继接收端。来自不同路径的信号由于入射角度不同从而在移动接收端产生程度不同的多普勒频偏，导致 OFDM 信号发生严重的 ICI。因此，本文利用无线信号在该场景下的空域传播特征，对列车顶端的中继配置阵列天线，并结合阵列信号处理方法从空域角度消除 ICI。理论仿真结果表明，所提方法能有效地减小 ICI 并降低由其带来的误码率平台，较处理前可获得 5~7 dB 的信干比增益。

## 2 系统模型

OFDM 系统的子载波个数为  $N$ ，频域发射序列  $X(k)(0 \leq k \leq N-1)$  经过  $N$  点的离散傅里叶逆变换 (IDFT, inverse discrete fourier transform) 操作得到时域 OFDM 符号  $x(n)(0 \leq n \leq N-1)$ 。加入  $N_g$  长的循环前缀 (CP, cyclic prefix) 可得到发射时域信号

$$x_g(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, -N_g \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

其中，循环前缀长度  $N_g$  不小于信道的最大延迟扩展  $L$ 。

为了真实地反映所提方法的特性，本文采用 2007 年发布的 WINNER II D2a 信道模型<sup>[6]</sup>来描述基站与列车中继天线阵间的无线信道。该模型采用了基于几何的随机统计建模方法，通过大量的信道测量和统计分析得到信道特性参数的统计分布，在天线高度、铁路沿线环境和列车运行速度等方面基本符合高铁在乡村附近行驶的无线通信应用场景<sup>[7]</sup>。WINNER II D2a 模型包括路径损耗模型和小尺度衰落模型。由于系统性能主要受小尺度衰落模型影响，本文仅采用小尺度衰落模型<sup>[7]</sup>。收发端间的信道模型如图 1 所示，圆圈中的点代表反射体，每个圆圈代表造成各簇信号的反射区域。空间中的每束传播路径被等效为一个簇。各簇有一定的角度扩展，即  $\sigma_{AoA}$ 。每簇包含 20 条射线（又称子径）。第 1 簇中含有视距 (LoS, line-of-sight) 路径。各簇中每条子径的延时相同。

假设基站配置单发射天线，列车移动端采用阵元数为  $L_r$ ，阵元间距为  $d$  的均匀线阵作为中继接收天线。以图 1 中最左侧的第 1 根天线为参考阵元，在采用全向天线和不考虑天线极化的情况下，第

$u(1 \leq u \leq L_r)$  个阵元上的时域接收信号如式 (2) 和式 (3) 所示。其中， $N_c$  是空间信道的簇数， $M$  为每簇中的子径数， $l_p$  和  $P_p$  分别为第  $p$  簇信号的延时和功率， $\Phi_{LoS}$ 、 $\varphi_{LoS}$  和  $\theta_{LoS}$  分别为 LoS 路径的初始相位、波达角和该路径相对于列车移动方向的夹角， $\Phi_{p,m}$ 、 $\varphi_{p,m}$  和  $\theta_{p,m}$  分别为第  $p$  簇信号中第  $m$  条子径的初始相位、波达角和该路径相对于列车移动方向的夹角， $v$  为列车的运行速度， $\lambda_0$  为射频载波的波长，最大多普勒频偏  $f_d = v/\lambda_0$ ， $T_s$  为采样周期，莱斯因子  $\kappa_R = \frac{\xi_0}{1 - \xi_0}$ ， $\xi_0$  为 LoS 路径信号的功率， $z_u(n)$  是第  $u$  根天线上的加性高斯白噪声。

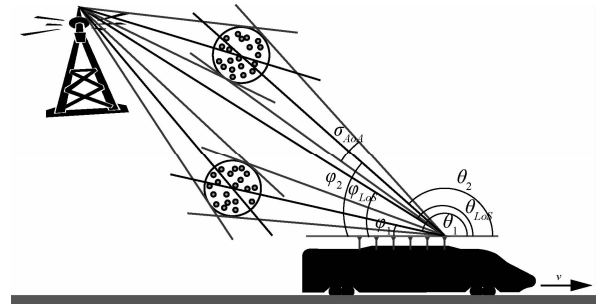


图 1 WINNER II D2a 信道模型

$$h_{u,p}(n) = \sqrt{\frac{P_p}{\kappa_R + 1}} \sum_{m=1}^M e^{j \left( \Phi_{p,m} + 2\pi \left( \frac{(u-1)d \cos \varphi_{p,m} + f_d n T_s \cos \theta_{p,m}}{\lambda_0} \right) \right)} + \delta(p-1) \sqrt{\frac{\kappa_R}{\kappa_R + 1}} e^{j \left( \Phi_{LoS} + 2\pi \left( \frac{(u-1)d \cos \varphi_{LoS} + f_d n T_s \cos \theta_{LoS}}{\lambda_0} \right) \right)} \quad (2)$$

$$y_u(n) = \sum_{p=1}^{N_c} x_g(n-l_p) h_{u,p}(n) + z_u(n)$$

$$= \sum_{p=1}^{N_c} \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{P_p}{\kappa_R + 1}} x_g(n-l_p) \cdot e^{j \left( \Phi_{p,m} + 2\pi \left( \frac{(u-1)d \cos \varphi_{p,m} + f_d n T_s \cos \theta_{p,m}}{\lambda_0} \right) \right)} + \sum_{p=1}^{N_c} \delta(p-1) \sqrt{\frac{\kappa_R}{\kappa_R + 1}} x_g(n-l_p) \cdot e^{j \left( \Phi_{LoS} + 2\pi \left( \frac{(u-1)d \cos \varphi_{LoS} + f_d n T_s \cos \theta_{LoS}}{\lambda_0} \right) \right)} + z_u(n) \quad (3)$$

在高速列车运行于乡村附近的无线通信应用场景下，由于空间信道的簇数较少且各簇的角度扩展较小，导致每簇信号中子径的多普勒频偏基本相同<sup>[8]</sup>（在 WINNER II D2a 信道模型中信道簇数  $N_c=8$ ，角度扩展  $\sigma_{AoA}=3^\circ$ ）。故考虑在中继接收端配置阵列天线，根据空间各簇信号的该空域特征，尽可能地

将各簇信号相互分离并对分离后的各路信号单独处理来消除 ICI。

### 3 所提方法

虽然 OFDM 信号是宽带信号,但由于射频载波频率通常较高,因此本文将射频载波调制后的发射信号看做窄带信号<sup>[9]</sup>。为了尽可能地分离开空间各簇信号,本文采用阵元数目大于空间信道簇数的均匀线阵作为中继接收端,首先利用窄带波达方向(DOA, direction of arrival)估计得到空间各簇信号的来波方向;再根据 DOA 的估计结果,利用波束形成网络分离各簇接收信号;最后,对分离后的各路信号分别进行多普勒频偏补偿,并对处理后的各路接收信号做最大比合并,获得多波束分集增益。

#### 3.1 DOA 估计

从式(3)可看出,虽然信道各簇传输的基带信号相同,但各簇接收信号不完全相同的时延和不同的多普勒频偏降低了各簇接收信号间的相干性。因此,本文采用 Capon 最小方差算法<sup>[10]</sup>估计各簇信号的来波方向。接收端均匀线阵接收到的时域信号如式(4)所示。

$$y(n) = \sum_{p=1}^{N_c} \sum_{m=1}^M a(\varphi_{p,m}) \sqrt{\frac{P_p}{\kappa_R + 1}} e^{j(\varphi_{p,m} + 2\pi f_d n T_s \cos \theta_{p,m})} x_g(n - l_p) + \sum_{p=1}^{N_c} \delta(p-1) a(\varphi_{LoS}) \sqrt{\frac{\kappa_R}{\kappa_R + 1}} e^{j(\varphi_{LoS} + 2\pi f_d n T_s \cos \theta_{LoS})} x_g(n - l_p) + z(n) \quad (4)$$

其中,导向矢量  $a(\varphi_{p,m}) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi d \cos \varphi_{p,m}}{\lambda_0}}, \dots, e^{j\frac{2\pi(L_r-1)d \cos \varphi_{p,m}}{\lambda_0}} \right]^T$ ,

$a(\varphi_{LoS}) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi d \cos \varphi_{LoS}}{\lambda_0}}, \dots, e^{j\frac{2\pi(L_r-1)d \cos \varphi_{LoS}}{\lambda_0}} \right]^T$ , 噪声矢

量  $z(n) = [z_1(n), z_2(n), \dots, z_{L_r}(n)]^T$ 。均匀线阵接收

信号的自相关矩阵  $R_{yy} = E\{y(n)y^H(n)\}$ , 得到的空间谱为

$$P_{\text{capon}}(\varphi) = \frac{1}{a^H(\varphi) R_{yy}^{-1} a(\varphi)} \quad (5)$$

其中,  $a(\varphi) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi d \cos \varphi}{\lambda_0}}, \dots, e^{j\frac{2\pi(L_r-1)d \cos \varphi}{\lambda_0}} \right]^T$ 。由于空

间谱  $P_{\text{capon}}(\varphi)$  的谱峰大小能够反映各个来波方向上信号的真实能量,为了避免谱峰搜索时对真实信号来波方向的漏估,本文采用式(6)来判定谱峰,即满足式(6)的  $\hat{\varphi}$  为谱峰

$$\{\hat{\varphi} | P_{\text{capon}}(\hat{\varphi}) > P_{\text{capon}}(\hat{\varphi}_{\text{left}}) \cap P_{\text{capon}}(\hat{\varphi}) > P_{\text{capon}}(\hat{\varphi}_{\text{right}})\} \quad (6)$$

其中,  $\hat{\varphi}_{\text{left}}$  和  $\hat{\varphi}_{\text{right}}$  分别为谱峰搜索时来波方向  $\hat{\varphi}$  左、右相邻的 2 个方向。根据式(6)得到  $Q_e$  个谱峰,再采用式(7)最终估计得到  $Q$  个来波方向,即

$$Q = \min\{Q_e, N_c\} \quad (7)$$

当  $Q_e < N_c$  时,  $Q_e$  个谱峰所对应的方向即为空间中各簇信号 DOA 的估计。当  $Q_e \geq N_c$  时,  $N_c$  个最大谱峰对应的方向为空间中各簇信号 DOA 的估计。

#### 3.2 波束形成网络

图 2 所示为波束形成网络处理流程。波束形成网络主要用来分离空间各簇接收信号,以便对分离后的各路信号分别做时域处理。本文的波束形成方法采用最小二乘算法<sup>[10]</sup>。在波束形成网络中,针对 DOA 估计得到的  $Q$  个方向  $\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2, \dots, \hat{\varphi}_Q$  共有  $Q$  个权矢量,即  $w_1, w_2, \dots, w_Q$ 。使用这  $Q$  个权矢量对阵元接收信号  $y(n)$  分别做加权处理可得到  $Q$  路输出信号。权矢量  $w_q (1 \leq q \leq Q)$  的作用是针对来波方向  $\hat{\varphi}_q (1 \leq q \leq Q)$  波束形成并抑制其他  $Q-1$  个来波方向上的信号,同时对剩余所有  $R$  个方向  $\varphi_r (1 \leq r \leq R)$  上

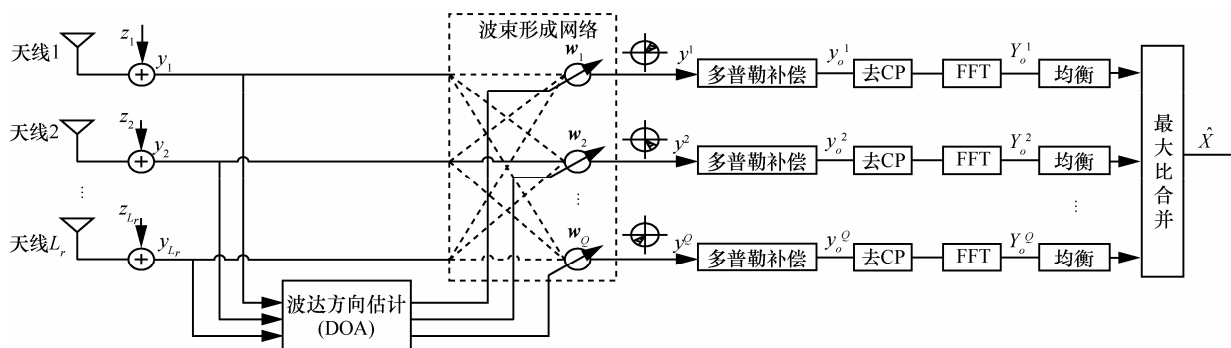


图 2 波束形成网络处理流程

的信号做最小二乘约束, 该过程可以表示为

$$\min_{\mathbf{w}_q} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{H}}_D^{(q)} - \mathbf{D}^H \mathbf{w}_q \right\|^2 \right\}, \text{ s.t. } \mathbf{C}^H \mathbf{w}_q = \tilde{\mathbf{H}}_C^{(q)} \quad (8)$$

其中, 导向矢量矩阵  $\mathbf{C} = [\mathbf{a}(\hat{\phi}_1), \mathbf{a}(\hat{\phi}_2), \dots, \mathbf{a}(\hat{\phi}_Q)]$  和  $\mathbf{D} = [\mathbf{a}(\varphi_1), \mathbf{a}(\varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\varphi_R)]$ , 列矢量  $\tilde{\mathbf{H}}_C^{(q)}$  和  $\tilde{\mathbf{H}}_D^{(q)}$  分别为此时  $Q$  个来波方向上的严格约束的输出和剩余  $R$  个方向上的最小二乘约束的输出。本文取  $\tilde{\mathbf{H}}_D^{(q)}$  为元素全部是 0 的  $R \times 1$  维的列矢量,  $\tilde{\mathbf{H}}_C^{(q)}$  的第  $q$  个元素为 1, 其余  $Q-1$  个元素为 0。得到的波束形成权矢量  $\mathbf{w}_q^{[10]}$  为

$$\mathbf{w}_q = (\mathbf{D}\mathbf{D}^H)^{-1} (\mathbf{D}\tilde{\mathbf{H}}_D^{(q)} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^H(\mathbf{D}\mathbf{D}^H)^{-1}\mathbf{C})^{-1} (\mathbf{C}^H(\mathbf{D}\mathbf{D}^H)^{-1}\mathbf{D}\tilde{\mathbf{H}}_D^{(q)} - \tilde{\mathbf{H}}_C^{(q)}))$$

经过波束形成网络处理的输出信号为

$$y^q(n) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{y}(n), \quad 1 \leq q \leq Q \quad (9)$$

在这里要注意: 当 DOA 估计得到的若干簇信号的来波方向的间隔小于最小二乘法的波束宽度  $\theta_{BW}$  时, 要将这若干簇信号当做一簇信号进行波束形成。

### 3.3 多普勒频偏补偿

由于 3.2 节中权矢量  $\mathbf{w}_q$  对来波方向  $\hat{\phi}_q$  波束形成并对其他  $Q-1$  个来波方向零陷, 且空间各簇信号的角度扩展较小, 因此, 本文对波束形成网络处理后的输出信号  $y^q(n) (1 \leq q \leq Q)$  进行单多普勒频偏补偿, 即

$$y_o^q(n) = y^q(n) e^{-j2\pi f_d n T_s \cos \hat{\theta}_q}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (10)$$

其中,  $\hat{\theta}_q = 180^\circ - \hat{\phi}_q$ 。经过离散傅里叶变换(DFT, discrete Fourier transform)后得到的频域信号  $Y_o^q(k) (1 \leq q \leq Q)$  为

$$Y_o^q(k) = \sqrt{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_o^q(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (11)$$

### 3.4 最大比合并

经过多普勒频偏补偿后, 各路信道可近似为频率平衰落信道, 本文采用传统的最小二乘(LS, least square)算法<sup>[11]</sup>估计频域导频子信道值。在频域均匀等间隔插入  $N_p$  个导频  $X_{\text{pilot}}(k)$  (位置为  $r_b = \frac{Nb}{N_p}$ ,  $1 \leq b \leq N_p$ ), 运用 LS 算法使导频处的频域信道响应估计值与实际值之间的误差平方和最小。再根据导频子信道的估计值采用基于时域补零 DFT 的信

道插值算法<sup>[12]</sup>内插出频域数据子信道的值。

经多普勒频偏补偿后的各路频域信号含有的基带频域信号基本相同, 各路路径相互独立且在同一时刻经历深衰落的概率很小, 因此经过适当的合并可以减小频域接收信号的衰落程度。本文采用最大比合并将  $Q$  路频域接收信号根据各路子信道频域响应的估计值加权合并, 即

$$\hat{X}(k) = \frac{\sum_{q=1}^Q \hat{H}^q(k)^* Y_o^q(k)}{\sum_{q=1}^Q |\hat{H}^q(k)|^2}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (12)$$

其中,  $\hat{H}^q(k)$  为第  $q$  路信道的频域响应估计值。由于最大比合并的支路个数与波束形成网络中波束形成的方向个数有关, 本文将各路频域信号做最大比合并得到的增益称为多波束分集增益。

## 4 信干比分析

在单发单收的 OFDM 系统中, 频域发射符号矢量  $\mathbf{X}$  与频域接收符号矢量  $\mathbf{Y}$  间的关系为  $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z}_f$  ( $\mathbf{H}$  为信道频域响应矩阵,  $\mathbf{Z}_f$  为频域加性白噪声矢量)。OFDM 符号在接收端可以通过一个线性预处理矩阵  $\mathbf{V}$  来消除 ICI, 接收符号经过预处理后为

$$\mathbf{Y}_{\text{post}} = \mathbf{V}\mathbf{Y} + \mathbf{V}\mathbf{Z}_f = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{V}\mathbf{Z}_f \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{G} = \mathbf{V}\mathbf{H}$  是接收预处理后等价的信道频域响应矩阵。假定不同频域子载波上的  $X(k)$  独立同分布, 则接收预处理后的第  $k$  个子载波上的信干比为

$$SIR_{\text{post},k} = \frac{|G(k,k)|^2}{\sum_{s=0, s \neq k}^{N-1} |G(k,s)|^2} \quad (14)$$

针对本文所提方法, 经过接收预处理后的第  $q$  路频域信号  $Y_o^q(k) (1 \leq q \leq Q)$  为

$$Y_o^q(k) = G_q(k,k)X_k + \sum_{s=0, s \neq k}^{N-1} G_q(k,s)X_s + Z^q(k) \quad (15)$$

其中,  $G_q(k,s)$  和  $Z^q(k)$  分别如式(16)和式(17)所示。

$$G_q(k,s) = \frac{1}{N} \sum_{p=1}^{N_c} e^{-j\frac{2\pi}{N} l_p s} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_q^H \mathbf{a}(\varphi_{p,m}) \cdot \sqrt{\frac{P_p}{\kappa_R + 1}} e^{j\varphi_{p,m}} e^{j2\pi f_d T_s (\cos \theta_{p,m} - \cos \hat{\theta}_q) n} e^{-j\frac{2\pi}{N} (k-s) n} + \frac{1}{N} \sum_{p=1}^{N_c} \delta(p-1) e^{-j\frac{2\pi}{N} l_p s} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\frac{\kappa_R}{\kappa_R + 1}} \mathbf{w}_q^H \mathbf{a}(\varphi_{L0s}) \cdot e^{j\varphi_{L0s}} e^{j2\pi f_d T_s (\cos \theta_{L0s} - \cos \hat{\theta}_q) n} e^{-j\frac{2\pi}{N} (k-s) n} \quad (16)$$

$$Z^q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{w}_q^H \mathbf{z}(n) e^{-j2\pi f_d n T_s \cos \hat{\theta}_q} e^{-j\frac{2\pi}{N} nk} \quad (17)$$

该路频域信号的平均信干比为

$$SIR_{post}^q = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|G_q(k,k)|^2}{\sum_{s=0, s \neq k}^{N-1} |G_q(k,s)|^2} \quad (18)$$

将预处理后的  $Q$  路频域信号的平均信干比再平均, 得到所提方法的总平均信干比为

$$SIR_{post} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q SIR_{post}^q \quad (19)$$

由于实际无线信道环境的复杂性, 不免会出现 DOA 估计算法将某些不存在接收信号的方向错误估计为信号的真实来波方向。对误估的来波方向做波束形成时, 由式(16)可知, 权矢量  $\mathbf{w}_q$  对误估方向波束形成并对真实的信号来波方向零陷, 致使接收预处理后的该路频域信号  $Y_o^q(k)$  中  $|G_q(k,s)|^2$  的值很小, 即该路信号的功率很小。由式(12)可知, 最大比合并中各支路加权系数与该支路信噪比成正比, 信噪比较小的支路对合并后的信号贡献很小, 所以在出现误估 DOA 的情况下, 接收预处理后的该路频域信号的均衡结果对所提方法性能影响很小。由于噪声的影响, DOA 估计算法会对空间中某簇信噪比较低的信号的真实来波方向发生漏估。在对某个方向波束形成时, 虽然权矢量  $\mathbf{w}_q$  没有对漏估的真实来波方向进行零陷, 但由于该漏估方向上的簇信号功率  $P_p$  较小, 因此其对频域信号  $Y_o^q(k)$  中  $|G_q(k,s)|^2$  的影响较小, 从而对所提方法性能影响也较小。后面的计算机仿真结果也印证了这一点。

从式(16)和式(18)可以看出, 随着接收阵元数增加, 阵列空间角度分辨力的增大会导致接收预处理后各路信号的平均信干比  $SIR_{post}^q$  增大, 从而使所提方法的总平均信干比  $SIR_{post}$  增大。当权矢量  $\mathbf{w}_q$  的能量归一化时, 该方法不会改变各子载波上的噪声功率, 最大化  $SIR_{post}$  就等于最大化预处理后的信干噪比。

### 5 仿真结果与分析

下面通过计算机仿真对提出的方法进行性能评估。仿真参数设置如下: OFDM 的子载波数  $N=128$ , 信道最大延迟  $L=16$ , 所以取循环前缀的长度  $N_g=16$ , 符号持续期  $T=NT_s=0.1$  ms, 导频数  $N_p=32$ , 载波频率  $f_c=5$  GHz, 天线阵元间距  $d=0.5\lambda_0$ , 调制方式采用 QPSK。高速列车的恒定速率取 500 km/hr, 该速

度对应归一化最大多普勒频偏  $f_D=f_d T=0.231$ 。空间各簇信号的入射角度在  $[30^\circ, 150^\circ]$  之间分布。在这里定义参数  $\kappa=10 \lg \kappa_R$ 。

图 3 中的误码率曲线是接收天线数  $L_r=10$  时, 相同来波方向下空间信道各簇含有的子径数  $M$  分别取 1 和 20 时所提方法的误码率性能对比。图中, 信道簇数  $N_c$  分别取 1、2 和 3, 空间各簇信号的来波方向相应取  $60^\circ$ 、 $[60^\circ 90^\circ]$  和  $[60^\circ 90^\circ 145^\circ]$ , 各簇的角度扩展  $\sigma_{AoA}=3^\circ$ 。可以看出, 由于各簇的角度扩展较小, 每簇中的子径数对所提方法的误码率性能影响很小。图 4 给出了  $\kappa=-3$  dB、6 dB 和 15 dB, 接收天线数  $L_r=10$  时不同 DOA 信息下所提方法误码率性能的比较。图中, 实线为仅利用式(6)估计得到的 DOA 信息 (inaccurate DOA) 作为波束形成方向的误码率仿真结果。与其相比, 由于本文采用式(6)和式(7)共同估计空间信号的 DOA 信息 (proposed DOA), 尽可能地降低了误估空间信号来波方向带来的影响, 使系统误码率更小。同时, 如图 4 所示,

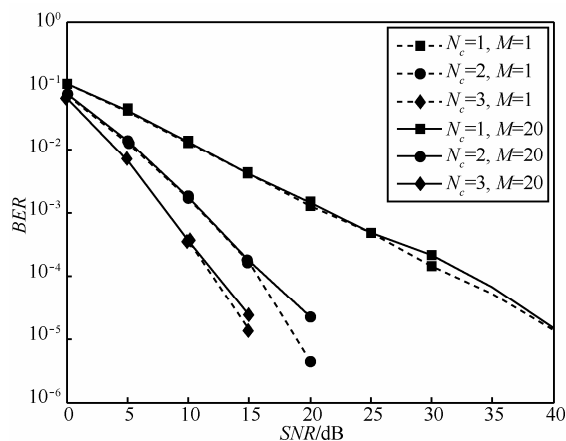


图 3 不同子径数目下所提方法误码率随信噪比的变化

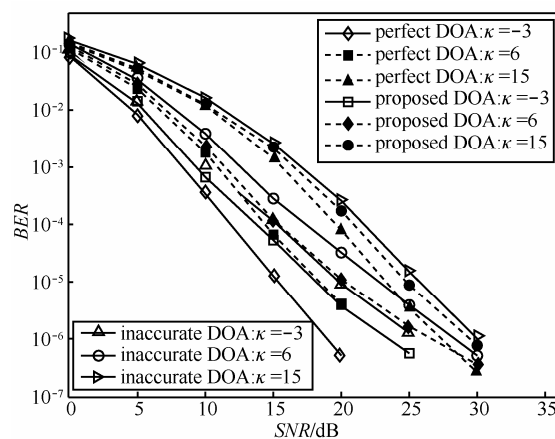


图 4  $L_r=10$  时不同 DOA 信息下所提方法误码率性能比较

虽然本文所提的 DOA 估计算法无法完全避免对信号真实来波方向漏估的情况，但在该算法提供的 DOA 信息下，系统的误码率性能与已知各簇信号真实 DOA 信息(perfect DOA)时系统的误码率性能相差不多。

图 5 对比了接收端分别采用单天线和阵列天线时系统的误码率性能，以及接收天线数  $L_r$  分别取 10 和 16 时所提方法误码率性能。与单接收天线的情况相比，所提方法的误码率明显大幅下降，且误码率平台减小。这是由于所提方法利用了该应用场景下无线信号集中于若干个方向到达接收端的事实，从空域角度将各簇信号尽可能地分离开，并对分离后的各路信号做了合理的多普勒频偏补偿，根据分集合并的原理获得了多波束分集增益，因此大大提高了系统的性能。同时，天线数目的增加提高了阵列的空间角度分辨力，使所提方法能够更有效地分离空间中来自不同方向的信号并消除 ICI，使系统误码率更低。与单天线接收时误码率随  $\kappa$  的变化趋势相反，所提方法的误码率随  $\kappa$  的增大逐渐变大，导致这种现象的原因是  $\kappa$  越大意味着空间各簇信号的功率越集中于 LoS 路径，而其他各簇信号的功率相对减小。这导致阵列接收天线估计到的信号簇数减少，因此，受波束形成网络中待波束形成的方向个数减少的影响，系统的多波束分集增益减小。图 6 给出了接收天线数  $L_r=10$  和莱斯因子  $\kappa=6$  dB 时，文献[13]与所提方法在不同归一化最大多普勒频偏  $f_D$  下的误码率性能比较。随着  $f_D$  的增加，文献[13]中的方法依然会产生较高的误码率平台。而所提方法的误码率性能基本保持一致，有效地消除了 ICI 对系统性能的影响。

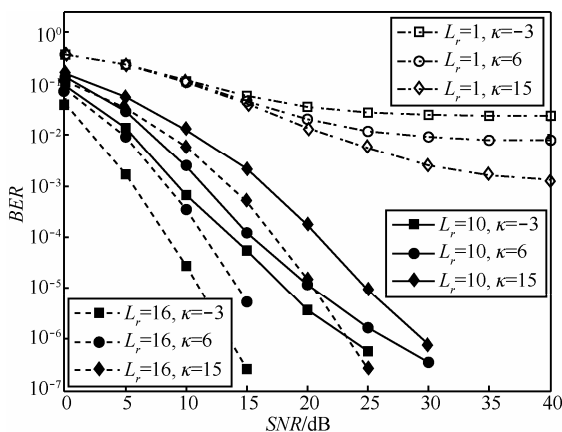


图 5 不同接收阵元数目下系统误码率性能比较

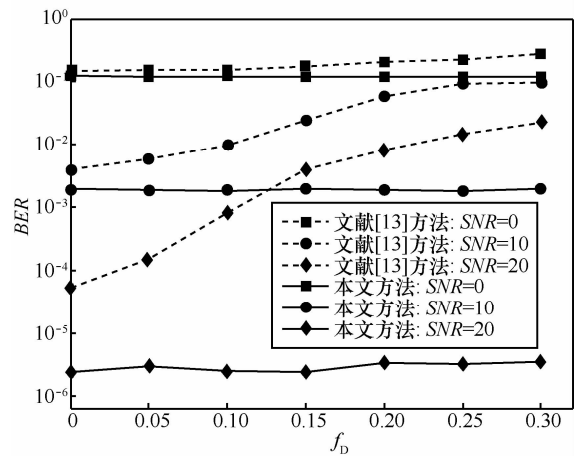


图 6  $\kappa=6$  dB 时不同归一化最大多普勒频偏  $f_D$  下的误码率性能比较

图 7 给出了  $\kappa=6$  dB 时，系统采用所提方法做预处理前、后的信干比性能比较。可以看出，接收天线数  $L_r=10$  时，经过预处理后，所提方法可以获得约 5~7 dB 的信干比增益。这是因为本文方法可以动态地对准入射方向，并同时抑制其他方向上的干扰和噪声，因而具有较高的信干比。同时，图中的实线给出了接收中继阵列采用 16 根天线时所提方法的信干比性能。可以看出随着阵元数增加，阵列的空间角度分辨力增大，接收预处理后的总平均信干比也增大。

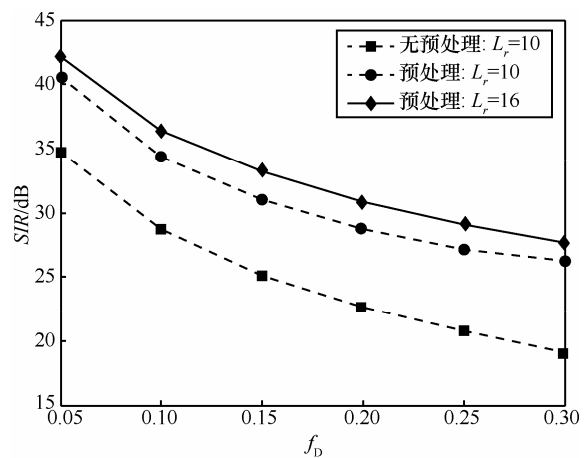


图 7  $\kappa=6$  dB 时所提方法信干比随  $f_D$  的变化

## 6 结束语

针对高铁在乡村附近行驶的应用场景，本文所提方法对列车顶端阵列天线接收到的下行信号做处理。所提方法利用该场景下无线信号的空域传播特点，从空域角度消除了由高移动性带来的 ICI，并获得了多波束分集增益。仿真结果表明，所提方

法能有效地减小 ICI 和误码率平台, 较处理前可获得 5~7 dB 的信干比增益。

### 参考文献:

- [1] MA J, ORLIK P, ZHANG J Y, LI Y. Statistics-based ICI mitigation in OFDM over high-mobility channels with line-of-sight components[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2011,10(11):3577-3582.
- [2] CHEN S P, YAO T R. Inter-carrier interference suppression and channel estimation for OFDM systems in time-varying frequency-selective fading channels[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 2004, 50(2):429-435.
- [3] RUAN L, ZHANG J H, ZHANG Y Y, *et al.* Channel estimation and ICI cancellation for OFDM in doubly-selective channels[A]. The IEEE 68th Vehicular Technology Conference VTC 2008- Fall[C]. 2008.1-5.
- [4] HIRONORI O, HIROSHI Y. Rotating a circular array antenna to improve performance of OFDM receivers[A]. Proceeding of IEEE ICSPCS[C]. 2011. 1-4.
- [5] DAISUKE M, KENJI K, HIROSHI Y. Frequency offset compensation for OFDM receiver using rotating concyclic antenna[A]. Proceeding of IEEE ISCAS[C]. 2008. 2478-2481.
- [6] WINNER WP1. IST-4-027756 WINNER II Channel Models[S]. Helsinki: Wireless World Initiative, 2007.
- [7] 熊磊, 钟章队, 艾渤. 高速铁路移动通信系统 WINNER 信道性能分析[J]. 铁道学报, 2012,34(3):44-49.
- XIONG L, ZHONG Z D, AI B. Analysis on performance of WINNER channels of mobile communication system of high-speed railway[J]. Journal of the China Railway Society, 2012,34(3):44-49.
- [8] GOLDSMITH A. Wireless Communication[M]. Cambridge University Press, 2004.
- [9] WANG H M. On Time-Frequency Synchronization for Next Generation Wireless Communication Systems[D]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University, 2010.
- [10] 鄢社峰, 马远良. 传感器阵列波束优化设计及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- YAN S F, MA Y L. Sensor Array Beampattern Optimization: Theory with Application[M]. Beijing: Science Press, 2009.
- [11] EDFORDS O, SANDEL M, *et al.* Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM[J]. Wireless Personal Communications, 2000, 12(1):55-70.
- [12] JIA L, CAO D, HOU C. Two novel transform domain estimation methods for OFDM system and their application environment[A]. IEEE CCECE[C]. 2004.337-380.
- [13] ABOUTORAB N, HARDUAWANA W, VUCEITIC B. Channel estimation and ICI cancellation for high mobility pilot-aided MIMO-OFDM systems[A]. IEEE WCNC[C]. 2013.3110-3115.

### 作者简介:



王薇 (1986-), 女, 陕西西安人, 西安交通大学博士生, 主要研究方向为无线通信、阵列信号处理。



殷勤业 (1950-), 男, 陕西西安人, 西安交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为阵列信号处理、移动通信系统、空时谱估计、时频分析。



穆鹏程 (1980-), 男, 陕西西安人, 西安交通大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向为阵列信号处理、无线通信、协作通信技术。