

# STC-OFDM 系统中基于扩展贝叶斯滤波的鲁棒共信道干扰抑制算法研究

李钰<sup>①②</sup> 顾宇杰<sup>②</sup> 陈抗生<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(华东理工大学电子工程系 上海 200237)

<sup>②</sup>(浙江大学电子工程系 杭州 310027)

**摘要:** 空时编码正交频分复用(STC-OFDM)系统易受共信道干扰(CCI)影响,利用波束成形可以抑制共信道干扰的影响。然而,目前存在的一些方法都是基于期望信号波达方向(DOA)的精确估计的。实际上,当期望信号的波达方向存在误差时,这些波束成形器的性能将明显下降。为此,该文提出了基于扩展贝叶斯滤波的鲁棒波束成形算法来提高当期望信号的波达方向存在误差时的系统性能。在这一算法中,每一个期望信号的波达方向被看成由若干离散样点组成的随机变量。利用贝叶斯公式对这些样点的后验概率进行估计,当有样点的后验概率低于一定的门限值时,对这些样点进行重采样,使有效样点的数目保持恒定。最后,波束成形器的最优权值由这些样点的后验概率加权获取。仿真结果表明,该文算法对抑制多径信道中 STC-OFDM 系统的共信道干扰具有很强的鲁棒性。

**关键词:** 空时编码正交频分复用; 共信道干扰; 波束成形

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1791-05

## Research of Suppressing the Co-channel Interference in STC-OFDM with Robust Algorithm Based on Extended Bayesian Filter

Li Yu<sup>①②</sup> Gu Yu-jie<sup>②</sup> Chen Kang-sheng<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Department of Electronic Engineering, East China University of Science and Technology, Shanghai 200237, China)

<sup>②</sup>(Department of Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** It is well known that Space-Time Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (STC-OFDM) is easy to be affected by the Co-Channel Interference (CCI) and it is effective to mitigate CCI by beamforming. However, the existing methods are based on the accurate estimation of source Direction-Of-Arrival (DOA). In fact, the performance of system will degrade significantly when there is error in the estimation of DOA. In this paper, a robust algorithm based on Extended Bayesian(E-Bayesian)filter is proposed to improve the performance of the beamformers with uncertainty or error in desired DOA. In this algorithm, each DOA of desired signal is regarded as a random variable composed by several discrete samples. The posterior probability of these samples will be estimated by Bayesian formula and the samples will be resampled when some posterior probability is under certain threshold. Then, the optimized weights are determined by the posterior probability of these samples. Simulation results show that the proposed algorithm can significantly improve the robustness of the beamformers to combat the co-channel interference over Rayleigh multipath fading channel.

**Key words:** Space-Time Coded OFDM (STC-OFDM); Co-Channel Interference (CCI); Beamforming

### 1 引言

正交频分复用(OFDM)是下一代移动通信的关键技术<sup>[1]</sup>,具有很强的抗多径信道衰落的能力。另一方面,空时编码是多天线系统利用编码技术的有效分集减轻信道衰落的影响以确保可靠的无线通信<sup>[2]</sup>。因此,空时编码和OFDM相结合的空时编码OFDM系统(STC-OFDM)是进一步提高无线通信系统性能的一种自然的选择。然而,对于空时编码OFDM系统,由于采用空时编码分集,每一个共信道干扰源会产生两个独立的共信道干扰信号<sup>[3]</sup>。因此,采用空时编码分集后,削弱了OFDM系统抗共信道干扰的能力。可以用波束成形的方法来提高OFDM系统抑制共信道干扰的能力<sup>[4-6]</sup>。特别

地,文献[6]针对STC-OFDM系统提出基于最小方差畸变响应(MVDR)的方法在上行链路的基站(BS)处进行波束成形取得了比较好的效果。但是,这些方法的有效性都是基于对期望信号的波达方向(DOA)精确估计的基础上的,而在实际系统中,期望信号波达方向的估计误差往往是难以避免的。

本文针对在期望信号波达方向存在误差的情况下的共信道干扰抑制问题,提出了一种鲁棒的波束成形算法。本文算法仅利用高概率样点的波束成形权值来逼近真实波达方向的波束成形权值,采用了少量样点,并对重采样过程进行改进,使计算复杂性大大下降,以利于工程实际应用。

### 2 信道模型

考虑由一个期望OFDM终端和一个共信道干扰OFDM

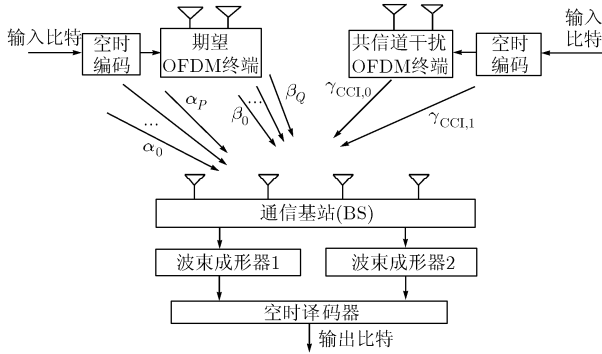


图1 基于扩展贝叶斯滤波波束成形的STC-OFDM系统的基本结构

终端组成的STC-OFDM系统，其基本结构如图1所示。

假定基站端天线数目为  $S$ ，每个移动OFDM终端的天线数目为  $M$ 。输入比特首先利用空时编码器编码，输出的  $M$  组数据分别作为  $M$  个发送天线的发送数据，每组发送数据包括  $GN$  个数据。其中， $N$  为一个OFDM符号的子载波数， $G$  为每个帧的OFDM符号数。在每个符号周期  $T$ ， $M$  组数据通过  $M$  个天线同时发送。经过多径衰落信道后，接收端每个天线的接收信号来自于期望信号的带噪声的发送信号和由其它移动用户产生的共信道干扰的叠加。在多径系统中，常常用不同的波达方向、路径延时和路径增益来表示不同的多径。为说明问题方便，假定每个期望信号经过两条多径后到达基站接收天线阵列，更多的多径情况可依次类推。另外，更重要的是，本文认为初始期望信号波达方向估计是存在误差的， $\alpha_1, \dots, \alpha_P$  是第1条多径误差范围内的  $P$  个波达方向角， $\beta_1, \dots, \beta_Q$  是第2条多径误差范围内的  $Q$  个波达方向角。在本文提出的基于扩展贝叶斯滤波的算法中，将这些波达方向角称之为样点。特别地，当  $P = Q = 1$  时，接收信号在时域可表示为

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{p=1}^P \mathbf{a}(\alpha_p) h_p \mathbf{s}(t - \tau_{\alpha_p}) + \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\beta_q) h_q \mathbf{s}(t - \tau_{\beta_q}) + \sum_{i=1}^I \mathbf{a}_{\text{CCI},i}(\gamma_{\text{CCI},i}) h_i \mathbf{s}_{\text{CCI}}(t - \tau_{\text{CCI},i}) + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中  $\tau_{\alpha_p}$  和  $\tau_{\beta_q}$  为对应于波达方向  $\alpha_p$  和  $\beta_q$  的时间延时， $\gamma_{\text{CCI},i}$  和  $\tau_{\text{CCI},i}$  表示来自于其它用户的共信道干扰的波达方向和路径延时； $\mathbf{s}(t)$  表示期望信号， $\mathbf{s}_{\text{CCI}}(t)$  表示共信道干扰信号， $\mathbf{n}$  为协方差为  $\sigma_n^2$  的加性高斯白噪声矢量。另外， $\mathbf{a}(\alpha)$ 、 $\mathbf{a}(\beta)$  和  $\mathbf{a}_{\text{CCI}}$  表示对应的波达方向角的阵列响应矢量， $h_p$  和  $h_q$  为信道脉冲响应矢量  $\mathbf{h} = [h_p \delta(t - \tau_{\alpha_p}), h_q \delta(t - \tau_{\beta_q})]$  对应的信道增益。

由样点  $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_P$  表示的路径称为  $\alpha$ ，将由样点  $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_Q$  表示的路径称为  $\beta$ 。式(1)可被简化为

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha \mathbf{s}(t - \tau_\alpha) + \mathbf{a}(\beta) h_\beta \mathbf{s}(t - \tau_\beta) + \sum_{i=1}^I \mathbf{a}_{\text{CCI},i}(\gamma_{\text{CCI},i}) \mathbf{s}_{\text{CCI}}(t - \tau_{\text{CCI},i}) + \mathbf{n} \quad (2)$$

式(2)中，阵列响应矢量  $\mathbf{a}(\alpha)$  定义为

$$\mathbf{a}(\alpha) = [1, \exp(-j\pi \sin(\alpha)), \dots, \exp(-j\pi(M-1)\sin(\alpha))] \quad (3a)$$

$$\mathbf{a}(\beta) = [1, \exp(-j\pi \sin(\beta)), \dots, \exp(-j\pi(M-1)\sin(\beta))] \quad (3b)$$

基站接收机第  $j$  个波束成形器的输出信号可以表示成

$$\begin{aligned} x_j(t) &= \mathbf{W}_j^T \mathbf{r}(t) \\ &= \mathbf{W}_j^T \times \left( \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^j \mathbf{s}(t - \tau_\alpha) + \mathbf{a}(\beta) h_\beta^j \mathbf{s}(t - \tau_\beta) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^I \mathbf{a}_{\text{CCI},i}(\gamma_{\text{CCI},i}) h_{\text{CCI},i} \mathbf{s}_{\text{CCI}}(t - \tau_{\text{CCI},i}) + \mathbf{n} \right) \quad (4) \end{aligned}$$

式中  $\mathbf{W}_j$  表示第  $j$  个波束成形器的权矢量， $(\cdot)^T$  表示转置运算。

另外，为表述方便，本文假定  $\tau = \tau_\alpha = \tau_\beta$ 。并且认为波束成形后残余的共信道干扰是可以忽略的。由此，在时域，由式(4)，波束成形器的输出可以表示为

$$\begin{aligned} x_0(t) &= \mathbf{W}_0 \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(0)} \mathbf{s}_0(t) + \mathbf{W}_0 \mathbf{a}(\beta) h_\beta^{(1)} \mathbf{s}_0(t - \tau) \\ &\quad + \mathbf{W}_0 \mathbf{a}(\beta) h_\beta^{(0)} \mathbf{s}_1(t) + \mathbf{W}_0 \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(1)} \mathbf{s}_1(t - \tau) + \mathbf{W}_0 \cdot \mathbf{n} \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \mathbf{W}_1 \mathbf{a}(\beta) h_\beta^{(1)} \mathbf{s}_0(t - \tau) + \mathbf{W}_1 \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(0)} \mathbf{s}_0(t) \\ &\quad + \mathbf{W}_1 \mathbf{a}(\beta) h_\beta^{(1)} \mathbf{s}_1(t - \tau) + \mathbf{W}_1 \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(0)} \mathbf{s}_1(t) + \mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{n} \quad (6) \end{aligned}$$

根据时移定理，在频域，波束成形器的输出可以表示成

$$\begin{aligned} X_0[k] &= \mathbf{W}_0 \left( \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(0)} + \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(1)} \exp(-j2\pi\tau k/N) \right) \cdot S_0[k] \\ &\quad + \mathbf{W}_0 \left( \mathbf{a}(\beta) h_\beta^{(0)} + \mathbf{a}(\alpha) h_\beta^{(1)} \exp(-j2\pi\tau k/N) \right) \\ &\quad \cdot S_1[k] + \mathbf{W}_0 \cdot \sigma_n \mathbf{I} \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_1[k] &= \mathbf{W}_1 \left( \mathbf{a}(\beta) h_\beta^{(1)} \exp(-j2\pi\tau k/N) + \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(0)} \right) \cdot S_0[k] \\ &\quad + \mathbf{W}_1 \left( \mathbf{a}(\beta) h_\beta^{(1)} \exp(-j2\pi\tau k/N) + \mathbf{a}(\alpha) h_\alpha^{(0)} \right) \\ &\quad \cdot S_1[k] + \mathbf{W}_1 \cdot \sigma_n \mathbf{I} \quad (8) \end{aligned}$$

式(7)和式(8)可以写成

$$\mathbf{X}[k] = \mathbf{H}[k] \cdot \mathbf{S}[k] + \mathbf{V}[k] \quad (9)$$

式中  $\mathbf{H}[k]$  表示等价的频域信道矩阵， $\mathbf{V}[k]$  表示加权的噪声矢量， $\mathbf{I}$  表示单位矩阵。因此，系统的输出数据可以通过矢量维特比译码来获取，只要用下式求

$$\arg \min_{\Omega} \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{X}[k] - \mathbf{H}[k] \cdot \mathbf{S}[k])^H \mathbf{R}_{\text{VV}}^{-1} \cdot (\mathbf{X}[k] - \mathbf{H}[k] \cdot \mathbf{S}[k]) \quad (10)$$

其中最小化是在所有可能的空时码字上进行的； $\mathbf{R}_{\text{VV}}$  表示噪声协方差矩阵，可以表示

$$\mathbf{R}_{\text{VV}} = E \{ \mathbf{V}[k] \cdot \mathbf{V}[k]^H \} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \cdot \mathbf{W} \mathbf{W}^H \quad (11)$$

### 3 基于扩展贝叶斯滤波的鲁棒波束成形算法

为了提高系统在波达方向存在误差时的共信道干扰抑制能力，本文提出基于扩展贝叶斯滤波的鲁棒波束成形算法。本节以期望信号  $\alpha$  对应的波束成形器为例来介绍这一算法，其他波束成形器权值可以用相同的方法来求取。

期望信号波达方向  $\alpha$  可被看成由  $P$  个随机样点  $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_P\}$  组成的离散随机变量，它们的先验概率为  $p(\alpha)$ 。由于当考虑接收数据  $\mathbf{X} = \{\mathbf{x}(t_0), \dots, \mathbf{x}(t_k), \dots\}$  时，期望信号

的最小均方误差估计是发送信号  $\mathbf{s}(t)$  的条件平均<sup>[7]</sup>。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}}(t) &= E\{\mathbf{s}(t) | \mathbf{X}\} = E\{E\{\mathbf{s}(t) | \mathbf{X}\}\} \\ &= \sum_{p=1}^P p(\alpha_p | \mathbf{X}) E\{\mathbf{s}(t) | \mathbf{X}, \alpha_p\}\end{aligned}\quad (12)$$

其中  $p(\alpha_p | \mathbf{X})$  表示根据观察数据矢量  $\mathbf{X}$  得出的样点  $\alpha_p$  的后验概率。对于高斯信号, 维纳滤波权值使均方误差最小化<sup>[7]</sup>, 因此有

$$E\{\mathbf{s}(t) | \mathbf{X}, \alpha_p\} = \mathbf{W}_{\text{MS}}^{\text{H}}(\alpha_p) \mathbf{x}(t) \quad (13)$$

式中  $\mathbf{W}_{\text{MS}}(\alpha_p)$  为对应于样点  $\alpha_p$  的最小均方误差权值。因此, 基于最小均方误差的波束成形器的最优权值为

$$\mathbf{W} = \sum_{p=1}^P p(\alpha_p | \mathbf{X}) \mathbf{W}_{\text{MS}}(\alpha_p) \quad (14)$$

根据贝叶斯原理, 对于任一 样点  $\alpha_p$ , 后验概率可表示为

$$p(\alpha_p | \mathbf{X}) = \frac{p(\alpha_p) p(\mathbf{X} | \alpha_p)}{\sum_{j=1}^P p(\alpha_j) p(\mathbf{X} | \alpha_j)} \quad (15)$$

其中先验条件概率  $p(\mathbf{X} | \alpha_p)$  为<sup>[8]</sup>

$$\begin{aligned}p(\mathbf{X} | \alpha_p) &= (2\pi)^{-KS/2} |\mathbf{R}_x(\alpha_p)|^{-K/2} \\ &\cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \sum_{k=0}^{K-1} (x_n - m_x)^{\text{T}} \mathbf{R}_x(\alpha_p)^{-1} (x_n - m_x)\right\}\end{aligned}\quad (16)$$

式中  $(\cdot)^{\text{T}}$  表示转置,  $m_x$  为接收信号  $\mathbf{x}(t_k)$  的平均值,  $K$  为采样数目,  $S$  表示接收天线的数目; 另外, 式(16)中,  $\mathbf{R}_x(\alpha_p)$  可以表示成

$$\mathbf{R}_x(\alpha_p) = \sigma_s^2 \mathbf{a}(\alpha_p) \mathbf{a}(\alpha_p)^{\text{H}} + \mathbf{R}_n \quad (17)$$

其中  $\mathbf{R}_n$  表示干扰加噪声矩阵,  $\sigma_s^2$  为期望信号的功率。

本文中, 为避免小特征值引起的奇异值误差, 采用了对角加载技术, 采样协方差矩阵  $\mathbf{R}_K$  可以用  $\mathbf{R}_{\text{dl}}$  代替

$$\mathbf{R}_{\text{dl}} = \mathbf{R}_K + \xi \mathbf{I} \quad (18)$$

式中  $\xi$  为对角加载因子。

期望信号的波达方向是由若干离散样点组成的随机矢量, 用  $\mathbf{Z}_k$  表示  $k$  时刻的期望信号波达方向的样点集合, 即  $\mathbf{Z}_k = \{\alpha_{1,k}, \alpha_{2,k}, \dots, \alpha_{P,k}\}$ 。另外, 系统的状态方程和线性测量方程可以表示为

$$\left. \begin{aligned}\mathbf{Z}_{k+1} &= \mathbf{Z}_k + \mathbf{v}_k \\ \mathbf{X}_{k+1} &= \mathbf{a}(\mathbf{Z}_k) \mathbf{s}_0(k) + \mathbf{g}_k\end{aligned}\right\} \quad (19)$$

式中  $\mathbf{v}_k$  表示系统外部激励噪声,  $\mathbf{g}_k$  是包含环境噪声和共信道干扰的测量噪声。

综合起来, 基于扩展贝叶斯滤波的鲁棒波束成形算法的具体步骤可以表述如下:

(1)初始化: 根据初始先验概率  $p(\mathbf{Z}_0) = p(\mathbf{Z}_0 | \mathbf{X}_0)$  抽取  $P$  个样点  $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_P\}$ ;

(2)时间更新: 在新的计算时刻, 根据状态方程进行样点更新

$$\mathbf{Z}_{k+1} = \mathbf{Z}_k + \mathbf{v}_k \quad (20)$$

在这一过程中, 样点将被加入系统外部激励  $\mathbf{v}_k$ ;

(3)权系数更新:

$$w_k^i = p(\alpha_{ki} | \mathbf{X}) = \frac{p(\alpha_{ki}) p(\mathbf{X} | \alpha_{ki})}{\sum_{j=1}^P p(\alpha_{kj}) p(\mathbf{X} | \alpha_{kj})}, \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (21)$$

通过  $w_k^i = w_k^i / \sum_i w_k^i$  进行权系数归一化;

(4)计算每个样点对应的波束成形权值

$$\mathbf{W}(\alpha_{ki}) = \frac{\widehat{\mathbf{R}}_{\text{dl}}^{-1} \mathbf{a}(\alpha_{ki})}{\mathbf{a}(\alpha_{ki})^{\text{H}} \widehat{\mathbf{R}}_{\text{dl}}^{-1} \mathbf{a}(\alpha_{ki})} \quad (22)$$

(5)得到优化的波束成形器权矢量

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \sum_{i=1}^P p(\alpha_{ki} | \mathbf{X}) \mathbf{W}(\alpha_{ki}) \quad (23)$$

(6)重采样:

为了减小计算复杂性, 本文仅用少量样点去逼近期望信号的真实波达方向附近的后验概率分布, 当有样点的后验概率小于一定的值时, 基于扩展贝叶斯滤波的方法利用重采样过程来丢弃后验概率低的无效样点, 生成有效样点。本文采用的重采样规则如下:

(a)设置一个样点后验概率的门槛  $p_{\text{th}}$ ;

(b)当所有样点的后验概率都大于门槛值  $p_{\text{th}}$  时, 不进行重采样, 返回步骤(2); 当有样点的后验概率小于门槛值  $p_{\text{th}}$  时, 将概率最低的两个样点视为无效样点并丢弃;

(c)在概率最大的样点两边产生两个新的样点; 当最大概率样点两边有其它有效样点时, 新样点位于相邻样点的中间, 否则, 新样点偏离新样点一固定距离  $\Delta$ ;

(d)完成一次重采样过程后回到步骤(2)。

## 4 仿真结果与分析

在STC-OFDM系统仿真中, 本文提出的基于扩展贝叶斯滤波的鲁棒波束成形算法将与典型的基于最小协方差畸变响应(MVDR)的波束成形算法进行比较, 所有实验数据通过10000次蒙特卡洛实验获得。

所有仿真实验均在16状态4PSK映射的STC-OFDM系统中进行<sup>[9]</sup>。假定移动用户端的天线数目  $M = 2$ , 基站的天线数目  $S = 4$ , 共信道干扰的数目  $I = 2$ 。仿真的信道环境是一个两径的Rayleigh衰落信道, 两条路径的时间延时分别为0和  $\tau$ 。信道的功率谱密度满足Jakes模型, 在本文所有仿真实验的  $f_d$  都设为50Hz。背景噪声是平均为0, 协方差为  $\sigma^2$  的复高斯随机噪声。系统的总带宽为20MHz, 每个帧包含的OFDM符号数  $G = 10$ , 使用的子载波数为  $N = 64$ , 对应于312.5kHz的子信道间隔以及4 $\mu$ s OFDM符号周期。对于每一个OFDM符号而言, 增加了0.8 $\mu$ s的保护间隔, 以抵抗符号间干扰(ISI)。在仿真中使用的路径延时时间分别为0.2 $\mu$ s, 0.4 $\mu$ s和0.6 $\mu$ s, 用以表征不同的信道条件。在扩展的贝叶斯滤波过程中, 每个期望信号的样点数都设为  $P = Q = 6$ ; 并且, 初始样点均匀分布并具有同样的先验概率(1/6), 相邻样点的间隔为1.8°, 并认为期望信号DOA的估计值位于初始样点的中间, 对角加载因子  $\xi$  为10dB。基于质点滤波波束成

形算法的门限概率  $p_{th} = 0.1$ , 偏移距离  $\Delta = 0.05$ 。 $\theta_o$  和  $\theta_i$  分别表示期望信号的波达方向和共信道干扰的波达方向。

图2表示当SNR为10dB, SIR为10dB, 期望信号的估计波达方向为 $-45^\circ$ 和 $5^\circ$ , 真实波达方向为 $-43.5^\circ$ 和 $6.5^\circ$ 时, 即当期望信号的波达方向存在 $1.5^\circ$ 的估计误差时基于MVDR算法的两个波束成形器的阵列响应图。图3表示同样条件下基于扩展贝叶斯滤波算法的两个波束成形器的阵列响应图。从这两个图可以看出, 当期望信号的波达方向存在误差时, 基于MVDR算法的波束成形器性能明显下降; 波束成形器1在波达方向1处增益下降近2dB, 波束成形器2在真实的波达方向处增益也降低近3dB。相反, 在图3中, 基于扩展贝叶斯滤波的波束成形器则保持了比较好的性能, 未受期望信号波达方向误差的影响, 体现了其鲁棒性。

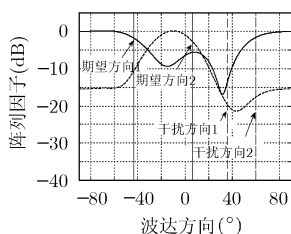


图2 期望信号波达方向存在 $1.5^\circ$ 误差时MVDR波束成形器的阵列响应图

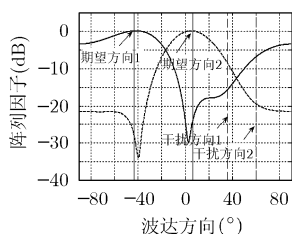


图3 期望信号波达方向存在 $1.5^\circ$ 误差时基于扩展贝叶斯滤波波束成形器的阵列响应图

图4, 图5分别表示在扩展贝叶斯滤波过程中, 两个期望信号波束成形器的各6个样点对应的后验概率分布图。从图中可以看到, 在期望信号真实波达方向附近的样点具有最高的后验概率; 另外, 这些样点均分布于期望信号附近的很小范围内。因此, 基于扩展贝叶斯滤波的波束成形算法利用样点的后验概率分布去逼近真实的期望信号波达方向是有效的, 重采样过程不但使有效样点的数目保持一定而且使样点具有跟踪特性, 这是本文提出的基于扩展贝叶斯滤波的波束成形算法具有鲁棒性的根本原因。

图6描述的是在两径Rayleigh衰落信道中, 两条多径的时间延时分别为 $\tau = 0\mu\text{s}$ 和 $\tau = 0.6\mu\text{s}$ 时, STC-OFDM系统在不同期望信号波达方向误差时WER随SNR的变化情况, 其中WER为误码率, SNR为信噪比。另外, 两个期望信号

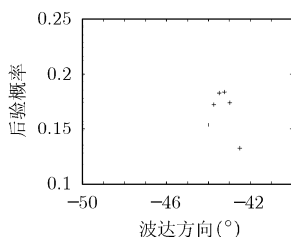


图4 期望信号波达方向存在 $1.5^\circ$ 误差时期望信号1对应样点的后验概率分布图

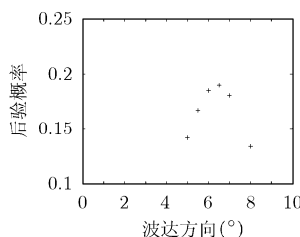


图5 期望信号波达方向存在 $1.5^\circ$ 误差时期望信号2对应样点的后验概率分布图

的波达方向误差是相同的。仿真结果显示, 采用基于MVDR算法波束成形器的系统性能随期望信号波达方向误差增加而下降。这是由于当误差增加时, 波束成形器性能恶化的结果, 这从图2也可以得到解释。另一方面, 图6也显示, 当波达方向误差变化时, 在采用基于扩展贝叶斯滤波的波束成形算法时, STC-OFDM系统的性能变化不大。这是由于重采样过程使扩展贝叶斯滤波具有跟踪能力, 误差变化后, 样点也随着变化, 并分布于真实波达方向附近, 因此对真实波达方向处的阵列响应几乎没有影响, 具有很强的鲁棒性。

图7描述了在期望信号的波达方向存在 $1.8^\circ$ 误差时, STC-OFDM系统性能在采用新算法后在不同延时时的WER随SNR的变化情况, delay表示与符号周期的相对值, 无量纲单位。在这一仿真中, 期望信号和共信道干扰的真实波达方向均保持不变。观察该图可以看到, 两种算法下, STC-OFDM系统的性能都不受路径延时的影响。这是由于波束成形技术利用角度分集的缘故。然而, 与前面的仿真一样, 由于期望信号的波达方向存在误差, 当采用基于MVDR算法的波束成形器时, 系统的性能恶化; 而采用本文提出的算法时, STC-OFDM系统的性能几乎不受影响。这进一步证明了本文算法的鲁棒性。

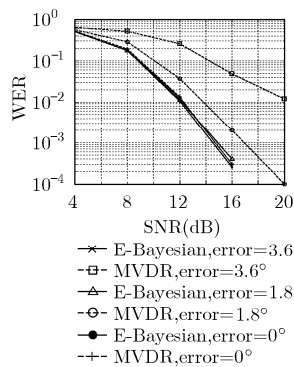


图6 不同的期望信号误差对STC-OFDM系统性能的影响

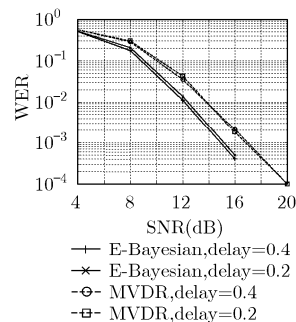


图7 不同的路径延时对STC-OFDM系统性能的影响

## 5 结束语

共信道干扰对STC-OFDM系统性能有很大的影响。本文针对STC-OFDM无线通信系统中的共信道干扰问题提出了基于扩展贝叶斯滤波的波束成形算法。新算法根据实际多径通信环境的路径估计与真实路径存在误差的特征, 将期望信号的波达方向看成是由若干离散样点组成的随机变量, 通过这些离散样点的后验概率对波束成形器的权值进行优化。当样点的后验概率低于一定值时, 采用重采样过程丢弃无效样点, 生成新样点, 使有效样点的数目保持恒定。仿真结果表明, 与典型的基于MVDR波束成形算法相比, 本文提出的算法不但能够有效抑制共信道干扰的影响而且当期望信号的波达方向存在误差时具有很好的鲁棒性; 与经典的质点滤波算法相比, 由于质点滤波算法需要使用大量质点而本文算

法只要使用少量样点, 计算复杂性大大降低, 有更好的实际应用价值。

### 参 考 文 献

- [1] Li Y (Geoffrey) and Sollenberger N R. Adaptive array antennas for OFDM systems with cochannel interference. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(2): 217-229.
  - [2] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication I: Performance criteria and code construction. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1998, 44(3): 744-765.
  - [3] Li Y, Chuang J C, and Sollenberger N R. Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1999, 17(7): 1233-1243.
  - [4] Choi J and Heath R W. Interpolation based transmit beamforming for MIMO-OFDM with limited feedback. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2005, 53(11): 4125-4135.
  - [5] Peng C H, Lin C C, Lin Y H, and Chi C Y. Blind beamforming for CCI reduction by Kurtosis maximization for OFDM systems in multipath. Proceedings of 2005 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Hong Kong, 2005: 105-108.
  - [6] Li Junqiang, Letaief K B, and Cao Zhigang. Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2003, 2(1): 41-49.
  - [7] Van Trees H L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I. New York: Wiley, 1968, Chapter 6.
  - [8] Bell K L, Ephraim Y, and Van Trees H L. A Bayesian approach to robust adaptive beamforming. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(2): 386-398.
  - [9] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication I: Performance criteria and code construction. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1998, 44(5): 744-765.
- 李 钰: 男, 1973年生, 博士, 研究方向为通信信号处理、功率谱估计。
- 陈抗生: 男, 1939年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信系统、电磁场理论等。