

# MIMO系统中利用空间相关性的同信道干扰消除算法

赵 慧, 龙 航, 王文博

(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 海淀区 100876)

**【摘要】**针对不适合进行波束赋型的MIMO系统中接收端如何消除同信道干扰的问题,提出了一种利用系统中干扰源的空间相关性进行同信道干扰消除的算法,并给出了估计空间相关性的最大似然算法。仿真结果表明,在 $2 \times 2$ 的Alamouti分集方案中,该算法相比于将干扰当作高斯白噪声的方法在BER为 $10^{-2}$ 时可以获得3 dB的增益;在 $2 \times 4$ 的分层空时复用方案中,该算法在存在一个强干扰源的情况下优势明显。

**关键词** 同信道干扰; 多输入多输出; 最小均方误差; 空间相关性  
**中图分类号** TN929.5 **文献标识码** A

## CCI Cancellation Algorithm Using on Spatial Correlation in MIMO Systems

ZHAO Hui, LONG Hang, and WANG Wen-bo

(Key Lab. of Universal Wireless Communications of Ministry of Education, Beijing University of Posts Telecommunications Haidiang Beijing 100876)

**Abstract** For the multiple-input multiple output(MIMO) system without beamforming, this paper proposes an algorithm using the spacial correlation of the interference signal to cancel the co-channel interference, and presents the ML algorithm for estimating this correlation. The simulation results demonstrates that this algorithm has a 3dB gain at BER= $10^{-2}$  than the method of treating the interference as Gaussian noise in  $2 \times 2$  Alamouti scheme, and  $2 \times 4$  has a distinct advantage in  $2 \times 4$  multiplexing scheme with a strong interference.

**Key words** co-channel interference; MIMO; MMSE; spatial correlation

在多输入多输出(MIMO)理论中,多根发射和多根接收天线可大幅度地提高系统容量和有效增加链路的可靠性。如贝尔实验室提出的分层编码复用方案<sup>[1]</sup>可以提供与发射天线数成正比的系统容量;Alamouti的空时分组编码结构方案<sup>[2]</sup>可以获得满分集增益。类似的天线方案在B3G/4G无线通信系统中的应用已成为研究的热点。然而,目前大多数的研究都是基于不考虑同信道干扰的单链路结构,与实际的应用环境有很大差别。

在蜂窝系统中,无论采用何种多用户接入方式,由于信道复用,会造成来自小区内或小区外的同频干扰(称为同信道干扰)。文献[3-4]表明同信道干扰会使MIMO系统的容量明显下降。文献[5-7]讨论用多根发射天线实现波束赋型抑制同信道干扰。针对天线间距较大,不适合进行波束赋型的MIMO系统中的接收端如何消除同信道干扰,本文提出了基于MMSE准则,利用干扰信号的空间相关性消除同信道干扰的方法,并介绍了利用训练序列获得信道估计和干扰信号空间相关性估计的方法。仿真结果表

明该方法在Alamouti系统和BLAST系统中都可以明显地提高检测性能。

## 1 系统模型

考虑一个由 $N_t$ 根发射天线和 $N_r$ 根接收天线组成的链路,用户以帧为单位发送数据。每帧由 $N$ 个训练序列向量和 $M$ 个数据向量组成。在平坦慢衰落信道条件下,接收信号向量可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1)$$

式中  $\mathbf{x}$ 是发射向量; $\mathbf{H}$ 是 $N_r \times N_t$ 的信道矩阵; $\mathbf{w}$ 是同信道干扰向量。假设同信道干扰的功率远大于加性高斯白噪声的功率,因为MIMO系统承载的高数据速率业务一般是提供给低移动速度的用户的,因而可以假设信道矩阵 $\mathbf{H}$ 在一帧内不变。基于同样的原因,干扰的统计特性也可认为在一帧内不变。

## 2 利用空间相关性的干扰消除算法

### 2.1 基于MMSE准则的干扰消除算法

在多天系统,同信道干扰 $\mathbf{w}$ 是其他用户发射

收稿日期: 2006-02-15; 修回日期: 2006-06-20

基金项目: 国家863计划(2006AA01Z257)

作者简介: 赵 慧(1980-),女,博士,讲师,主要从事MIMO及自适应传输等方面的研究。

的信号, 因而具有时间相关性。此外, 由于多个发射天线受物理尺寸限制, 同信道干扰 $\mathbf{w}$ 还具有空间相关性。由于 $\mathbf{w}$ 的时间相关性可由滤波器进行白化, 为了简化系统模型, 本文只考虑 $\mathbf{w}$ 的空间相关性。定义干扰向量的自相关矩阵为 $\mathbf{R}$ , 干扰向量 $\mathbf{w}$ 的第 $i$ 个分量和第 $j$ 个分量的相关系数对应于相关矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 $(i, j)$ 个元素。

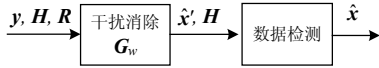


图1 存在干扰时多天线系统的接收端处理

如图1所示, 接收端已知接收矢量 $\mathbf{y}$ , 通过训练序列还可估计出信道矩阵 $\mathbf{H}$ 和干扰信号的空间相关矩阵 $\mathbf{R}$ 。

在接收端, 第一步是进行干扰消除。因为不需要把发射矢量 $\mathbf{x}$ 检测出来, 所以设 $\mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{x}'$ 是需要得到的信号, 则对于 $\mathbf{x}'$ 而言, 信道是单位矩阵。式(1)可以写为 $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} = \mathbf{x}' + \mathbf{w}$ , 而 $\mathbf{x}'$ 的相关矩阵为 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 。

根据MMSE准则, 消除 $\mathbf{w}$ 的滤波器矩阵为:

$$\mathbf{G}_w = \arg \min E \|\mathbf{G}_w \mathbf{y} - \mathbf{x}'\|^2 = \mathbf{I}^H (\mathbf{I} \cdot \mathbf{I}^H + \frac{\mathbf{R}}{\mathbf{H}\mathbf{H}^H})^{-1} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{R})^{-1} \quad (2)$$

则通过干扰消除后的信号矢量为:

$$\hat{\mathbf{x}}' = \mathbf{G}_w \cdot \mathbf{y} \quad (3)$$

第二步是进行数据检测。如果发射端采用的是 Alamouti 方案, 则采用其特有的、简单的最大似然检测算法; 如果发射端采用的是分层空时编码方案, 则可以使用迫零检测或MMSE检测。本文算法的关键是要利用干扰信号的空间相关特性, 下面介绍如何通过训练序列获得干扰信号的空间相关矩阵。

### 2.2 信道和空间相关性的最大似然估计

在长度为 $N$ 的训练序列向量时间内,  $\bar{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}_0^T, \mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_{N-1}^T]^T$ 、 $\bar{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_0^T, \mathbf{x}_0^T, \dots, \mathbf{x}_{N-1}^T]^T$  和  $\bar{\mathbf{w}} = [\mathbf{w}_0^T, \mathbf{w}_1^T, \dots, \mathbf{w}_{N-1}^T]^T$  分别表示接收向量、发送向量和干扰向量, 可得与式(1)等价的系统表达式:

$$\bar{\mathbf{y}} = (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H}) \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{w}} \quad (4)$$

式中  $\mathbf{I}_N$  是 $N \times N$ 的单位矩阵;  $\otimes$  表示Kronecker乘积;  $\bar{\mathbf{w}}$  是循环对称复高斯干扰向量, 均值为0;  $\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{R}$  为协方差矩阵。一般 $\mathbf{R}$ 非奇异, 则可以得到条件概率密度函数:

$$\Pr(\bar{\mathbf{y}} | \mathbf{H}, \mathbf{R}) = \frac{1}{\pi^{N \times N} \det(\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{R})} \times \exp\{-[\bar{\mathbf{y}} - (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H})\bar{\mathbf{x}}]^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{R})^{-1} [\bar{\mathbf{y}} - (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H})\bar{\mathbf{x}}]\} \quad (5)$$

矩阵对 $(\mathbf{H}, \mathbf{R})$ 的最大似然估计<sup>[8]</sup>是使式(5)中条件概率密度函数最大的 $(\mathbf{H}, \mathbf{R})$ 值, 与最大化 $\ln \Pr(\bar{\mathbf{y}} | \mathbf{H}, \mathbf{R})$ 是等效的。使用两个Kronecker积的性质有<sup>[9]</sup>:

$$\begin{aligned} (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^{-1} &= \mathbf{A}^{-1} \otimes \mathbf{B}^{-1} \quad \det(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) = \det(\mathbf{A})^n \det(\mathbf{B})^m \\ \text{最大化式(5)等效为最小化:} \\ f(\mathbf{H}, \mathbf{R}) &= \ln \det(\mathbf{R}) + \\ &\frac{1}{N} [\bar{\mathbf{y}} - (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H})\bar{\mathbf{x}}]^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{R})^{-1} [\bar{\mathbf{y}} - (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{H})\bar{\mathbf{x}}] = \\ &\ln \det(\mathbf{R}) + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [\mathbf{y}_i - \mathbf{H}\mathbf{x}_i]^H \mathbf{R}^{-1} [\mathbf{y}_i - \mathbf{H}\mathbf{x}_i] = \\ &\ln \det(\mathbf{R}) + \text{tr}\{\mathbf{R}^{-1} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [\mathbf{y}_i - \mathbf{H}\mathbf{x}_i][\mathbf{y}_i - \mathbf{H}\mathbf{x}_i]^H\} \end{aligned} \quad (6)$$

定义相关矩阵  $\tilde{\mathbf{R}}_{yy} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^H$ 、 $\tilde{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H$  和  $\tilde{\mathbf{R}}_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{x}_i \mathbf{y}_i^H$ , 由于  $\frac{\partial \text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{X}\mathbf{B})}{\partial \mathbf{X}} = \mathbf{A}^H \mathbf{B}^H$ , 令:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f(\mathbf{H}, \mathbf{R})}{\partial \mathbf{H}} &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{H}} \{-\text{tr}(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \tilde{\mathbf{R}}_{yy}) - \\ &\text{tr}(\mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_{xy}^H \mathbf{H}^H) + \text{tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} \tilde{\mathbf{R}}_{xx}^H)\} = \\ &-(\mathbf{R}^{-1})^H \tilde{\mathbf{R}}_{yy}^H - 0 + (\mathbf{R}^{-1})^H \mathbf{H} \tilde{\mathbf{R}}_{xx} = \\ &(\mathbf{R}^{-1})^H [\mathbf{H} \tilde{\mathbf{R}}_{xx} - \tilde{\mathbf{R}}_{yy}^H] = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

则可以得到 $\mathbf{H}$ 的最大似然估计值:

$$\hat{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{R}}_{yy} \tilde{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \quad (8)$$

类似地, 令  $\partial f(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{R}) / \partial \mathbf{R} = 0$ , 利用矩阵求导特性<sup>[10]</sup>  $\partial \ln \det(\mathbf{X}) / \partial \mathbf{X} = (\mathbf{X}^H)^{-1}$  和  $\partial \text{tr}(\mathbf{X}^{-1} \mathbf{B}) / \partial \mathbf{X} = (\mathbf{X}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{X}^{-1})^H$ , 可以获得干扰信号空间相关矩阵的估计为:

$$\hat{\mathbf{R}} = \tilde{\mathbf{R}}_{yy} - \hat{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{R}}_{xy} \quad (9)$$

在下面的仿真中, 接收端都使用类似方法对信道矩阵和干扰空间相关矩阵进行估计。

## 3 仿真实验

### 3.1 Alamouti方案

Alamouti 方案中, 发射端编码矩阵为  $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$ 。设平坦信道冲激响应为 $h_1$ 和 $h_2$ , 接收信号为  $y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + w_1$  和  $y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + w_2$ 。令  $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T$ ,  $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ ,  $\mathbf{w} = [w_1, w_2]^T$ , 则其系统模型可以表示如式(1), 其中  $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$ 。如前所述, 在接收端, 接收信号矢

量先左乘  $G_w$  消除同信道干扰, 得到:

$$\hat{x}' = Hx + n \quad (10)$$

式中  $n$  是未被完全消除的干扰噪声。Alamouti 的检测算法为:

$$H^H \hat{x}' = H^H Hx + H^H n = \begin{bmatrix} |h_1^2| + |h_2^2| & 0 \\ 0 & |h_1^2| + |h_2^2| \end{bmatrix} x + H^H n \quad (11)$$

式中  $x$  的系数矩阵  $\begin{bmatrix} |h_1^2| + |h_2^2| & 0 \\ 0 & |h_1^2| + |h_2^2| \end{bmatrix}$  为对角矩阵, 此时天线间干扰被完全消除, 因而可以进行最大似然检测得到  $\hat{x}$ 。

图2中给出了存在一个干扰源时两种调制方式下的仿真结果, SIR表示信号功率和干扰功率之比。未考虑空间相关性的算法是指把干扰当作了高斯白噪声来处理。使用QPSK调制时, 相比于将干扰当作高斯白噪声的方法, 利用干扰空间相关性的算法在BER为  $10^{-2}$  处可以获得3 dB的增益。也就是说在相同的干扰环境中要达到相同的误码率, 利用空间相关性的干扰消除算法可以节约一半的信号能量。随着调制方式的提高, 这一优势会有所下降。

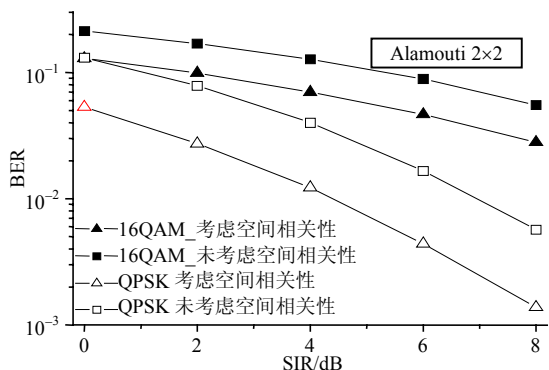


图2 Alamouti中利用干扰空间相关性算法的优势

### 3.2 分层空时编码方案

对于分层空时编码方案(接收机如图1所示), 第一步也是先消除同信道干扰:

$$\hat{x}' = G_w \cdot y = G_w H \cdot x + G_w w \quad (12)$$

式中  $G_w$  由式(2)生成。此时可以认为广义的信道矩阵是  $G_w H$ ; 干扰信号的相关矩阵变为  $G_w R G_w^H$ 。第二步也是进行数据检测, 本文采用性能较好的MMSE检测, 检测矩阵为:

$$G_D = (G_w H)^H (G_w H (G_w H)^H + G_w R G_w^H)^{-1} \quad (13)$$

所以检测后的信号为:

$$\hat{x}' = G_D \cdot \hat{x}' \quad (14)$$

综合式(12)和(14), 可以认为接收端如图3所示,

只使用了一个联合滤波矩阵  $G = G_D \cdot G_w$ 。

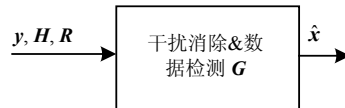


图3 一步MMSE接收机结构

将式(2)和(13)代入式(14)则得:

$$G = H^H G_w^H (G_w H H^H G_w^H + G_w R G_w^H)^{-1} G_w = H^H (H H^H + R)^{-1} \quad (15)$$

若把干扰当作高斯白噪声处理, 则接收端直接进行检测, MMSE检测矩阵为:

$$G = H^H \cdot (H H^H + \sigma_w^2 I)^{-1} \quad (16)$$

观察式(15)和(16), 可以发现它们具有相同的形式, 只是式(16)中表示高斯噪声的相关单位矩阵变换成了干扰的空间相关矩阵。因而, 只要利用估计出的干扰空间相关矩阵, 使用新的检测矩阵式(15), 就可以在不增加复杂度的情况下既消除同信道干扰, 也完成多天线的的数据检测。

仿真中信号源和干扰源都使用2根发射天线, 基站使用4根接收天线; QPSK调制, 帧长为每根天线上100个符号, 其中训练序列长度为16个符号。每根天线上使用不同的FFT序列为训练序列, 以保证各发射天线上的训练序列正交。图4和图5分别给出了存在一个干扰源和两个等功率干扰源时, 利用干扰的空间相关性的算法与把干扰当作高斯白噪声处理的性能比较。本文加入了噪声的影响, SNR表示目标信号的功率和噪声功率的比值。

从图4中可以看出, 当SIR小于SNR时, 即干扰大于噪声时, 利用空间相关性的方法相比将干扰和噪声都当作噪声处理的方法有明显的优势, 且这种优势随SIR的减小和SNR的上升而增大。在SNR=20 dB和BER=  $5 \times 10^{-3}$  时, 利用空间相关性的方法在SIR上有12 dB左右的增益。而当噪声功率大于干扰功率后, 把干扰当作噪声处理的方法更好, 这是因为训练序列的长度有限, 仅可表征干扰信号的空间相关性, 不能明确表征噪声的空间不相关特性, 利用训练序列对干扰和噪声部分的空间相关性进行估计已经不准确。在噪声大于干扰功率时, 直接把干扰当作噪声处理的方法更为合适。

图5中, 上述两种方法的优劣比较仍与图4的结论一致, 但两者的差别已变小。这是因为图5是两个等功率干扰源的情况, 由于不同干扰源的发射信号是不相关的, 随着干扰源数目的增多, 根据大数定理, 总干扰的特性会越来越接近高斯噪声, 这时, 两种方法的差别就会减少。所以利用空间相关性消

除同信道干扰的方法适用于存在一个强干扰时的情况,如下行移动台处于小区边缘且与一个邻小区基站距离较近时。

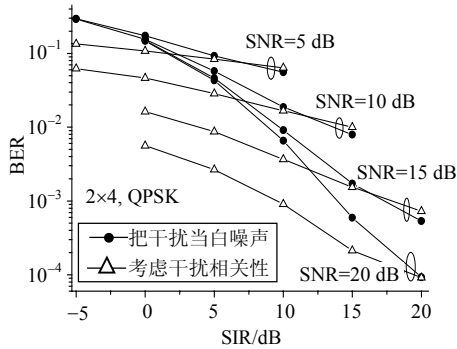


图4 一个干扰源

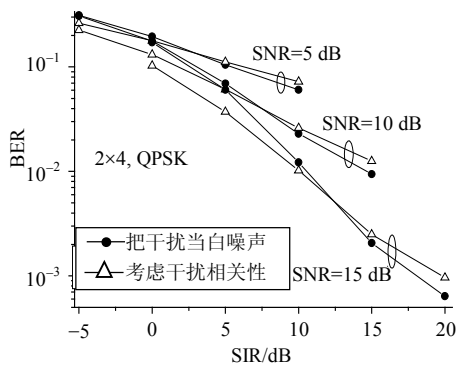


图5 两个等功率干扰源

### 4 结 束 语

针对多天线系统,本文提出了一种利用干扰源的空间相关性进行同信道干扰消除的算法。在 Alamouti 方案中,消除干扰和天线检测是分两步完成的,利用空间相关性算法相比把干扰当作噪声处理的方法在 BER=10<sup>-2</sup> 时有 3 dB 的增益;在分层空时复用方案中,理论推导证明了消除干扰和天线检测

可以一步完成。考虑了噪声的仿真结果表明,当存在一个强干扰源时,该算法的优势非常明显。

### 参 考 文 献

- [1] FOSCHINI G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996, 1(2): 41-59.
- [2] ALAMOUTI S. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [3] ZHANG L X, BURR A, HIRST S. Capacity of MIMO system with finite scattering in the presence of interference[C]//IEEE Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications Conference. Barcelona, Spain: [s. n.], 2004.
- [4] BLUM R S. Analysis of MIMO capacity with interference[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 2003, 21(5): 793-801.
- [5] LI Jun-qiang, LETAIEF K B, CAO Z G. Adaptive cochannel interference cancellation in space-time coded communication systems[J]. IEEE Trans on Communications, 2002, 5(10): 1580-1583.
- [6] LI Jun-qiang, LETAIEF K B, CAO Z G. Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 2(1): 41-49.
- [7] KOCA M, LEVY B C. Broadband beamforming for joint interference cancellation and turbo equalization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 2(5): 2244-2255.
- [8] SONG Y, BLOSTEIN S D. Data detection in MIMO systems with co-channel interference[C]//IEEE 56th Vehicular Technology Conference. [S.l.]: IEEE, 2002.
- [9] 杨 明, 刘先忠. 矩阵论[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2005.
- [10] MANOLAKIS D G, INGLE V K, KOGON S M. Statistical and adaptive signal processing[M]. [S.l.]: McGraw Hill, 2000.

编 辑 熊思亮