

实现 MIMO 系统定向干扰抑制的 迭代 MLD 方案

王 阶¹, 陈晓旭², 龚耀寰¹

(1. 电子科技大学电子工程学院, 四川成都 611731; 2. 中国西南电子设备研究所, 四川成都 610036)

摘 要: 收发多天线(Multiple Input Multiple Output, MIMO)空时分组编码(Space-Time Block Codes, STBC)系统中存在定向干扰,特别是军用通信环境下存在强定向干扰时,需进行有效的干扰抑制以避免性能恶化.本文提出了一种迭代最大似然解码(Maximum-Likelihood Decoding, MLD)方案.该方案通过噪声子空间投影实现了强干扰下的有效信道估计,利用等效信道矩阵的估计值代替真实信道矩阵的估计值实现干扰抑制和解码;并在似然函数中引入了信道估计误差以减小其对解码性能的不良影响,通过迭代累积代价函数的增量,实现了按分组进行解码,大大减少了搜索计算量.仿真结果表明该方案可有效抑制干扰,且其性能对导频长度的变化不敏感,更具适用性.

关键词: 收发多天线系统; 空时分组编码; 最大似然解码; 干扰抑制; 噪声子空间投影

中图分类号: TN91 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 09-2108-06

An Iterative MLD Scheme for Directional Interference Suppression in MIMO System

WANG Jie¹, CHEN Xiao-xu², GONG Yao-huan¹

(1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China;

2. Southwest China Institute of Electronic Equipment, Chengdu, Sichuan 610036, China)

Abstract: For multiple input multiple output (MIMO) system using space-time block codes (STBC) with directional interferences, especially with strong directional interferences in military communication scenario, effective interference suppression is necessary to avoid system performance degradation. An iterative maximum-likelihood decoding (MLD) scheme is presented. The proposed scheme estimates equivalent channel matrix instead of real channel matrix to perform interference suppression and decoding through noise subspace projection; reduces bad effect of channel estimation error on decoding performance, and realizes MLD of STBC block by block instead of frame by frame with less searching calculations by accumulating the increment of cost function iteratively. Simulation results show that the proposed scheme is valid to suppress interference and less sensitive to the length of pilot symbols, which is more flexible in practical applications.

Key words: multiple input multiple output (MIMO); space-time block codes (STBC); maximum-likelihood decoding (MLD); interference suppression; noise subspace projection

1 引言

采用空时分组编码(Space-Time Block Codes, STBC)的收发多天线(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术能大大提高系统容量和链路可靠性,因此受到广泛关注^[1~3],已被 3GPP, IEEE 802.11n 等标准所采用,也是军用通信系统最有可能首先采用的方案.然而实际环境中常存在各种干扰,如多用户干扰,定向干扰,这些干扰会严重恶化 MIMO 系统的性能.关于多用户干扰的抑制,

讨论的较多^[4,5].定向干扰在许多环境下,特别是军用通信环境下,是极为严重的问题,但针对 MIMO 系统中定向干扰抑制的讨论则很有限.最近文献[6,7]分别提出了基于简化最大似然解码(Maximum-Likelihood Decoding, MLD)和基于最小均方误差准则(Minimum Mean Square Error, MMSE)的数字波束形成(Digital Beam Forming, DBF)的定向干扰抑制方案.但上述方案仅针对 Alamouti 编码^[1],且方案[6]未考虑强干扰下如何实现信道估计的问题,而方案[7]则性能稍差.

本文提出了一种迭代 MLD 方案.通过噪声子空间投影将直接估计真实信道矩阵转为估计其在噪声子空间上的投影,该方案实现了强干扰下的有效信道估计.同时该方案支持各种 STBC,减小了信道估计误差对解码性能的不良影响,通过迭代累积代价函数的增量,以较少的搜索计算量实现了按分组进行 MLD.仿真结果表明该方案可有效抑制干扰,且其对导频长度的变化不敏感,性能较稳定,更具适用性.

2 信号模型

考虑 $J(J < M)$ 个定向干扰下 N 发 M 收的 MIMO-STBC 系统.在发射端,从星座符号集合 S 中挑选 K 个分组的有用信息符号组成一帧 $\mathbf{s} = [\mathbf{s}^1, \mathbf{s}^2, \dots, \mathbf{s}^K]$,其中分组 \mathbf{s}_k 包含 L 个信息符号,即 $\mathbf{s}^k = [s^{k,1}, s^{k,2}, \dots, s^{k,L}]$, $k = 1, 2, \dots, K$,经空时编码生成 $N \times T$ 维的码字 $\mathbf{C}^k = [\mathbf{c}^{k,1}, \mathbf{c}^{k,2}, \dots, \mathbf{c}^{k,T}]$,其中 T 为码字长度.这样经过编码, \mathbf{s} 被编成一个“码帧” $\mathbf{C} = [\mathbf{C}^1, \mathbf{C}^2, \dots, \mathbf{C}^K]$.

接收端的周围通常散射体丰富,干扰可能会经历散射,第 j 个干扰源的传输向量可建模为

$$\mathbf{g}_j = \sqrt{K_{LOS,j}/(K_{LOS,j} + 1)} \cdot \mathbf{a}(\theta_j) + \sqrt{1/(K_{LOS,j} + 1)} \cdot \mathbf{g}'_j \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (1)$$

其中 $K_{LOS,j}$ 是第 j 个干扰源的直达分量与散射分量的比值; $\mathbf{a}(\theta_j)$ 是第 j 个干扰源的方向向量;而 \mathbf{g}'_j 的元素则代表了第 j 个干扰源散射分量的传输系数,通常假设它们为独立同分布 (identically distributed, i.i.d) 的零均值圆对称复高斯 (Zero Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian, ZMCSCG) 随机变量,具有归一化方差.

假设脉冲成形,匹配滤波及采样均为理想情况,则基带接收信号矩阵可表示为

$$\mathbf{Y} = \beta \mathbf{H} \mathbf{C} + \mathbf{G} \Phi \mathbf{J} + \mathbf{N} \quad (2)$$

其中 \mathbf{H} 是 $M \times N$ 维的真实信道矩阵,这里假设其准静态且频率平坦. $\beta = (\rho/N)1/2$, ρ 是信噪比, \mathbf{N} 是 $M \times T$ 维的噪声矩阵,而 \mathbf{J} 中的元素,即 $[\mathbf{J}]_{j,q}$, $j = 1, 2, \dots, J$, $q = 1, 2, \dots, KT$, 为第 j 个干扰源在时刻 q 时的干扰信号, Φ 是 $J \times J$ 维的对角阵,其对角元为 $[\Phi]_{j,j} = (\eta_j)1/2$, η_j 是第 j 个干扰源的干噪比. $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_J]$ 为 $M \times J$ 维的干扰传输系数矩阵.这里假设矩阵 \mathbf{H} , \mathbf{N} 和 \mathbf{J} 中的元素均为方差归一化的 i.i.d ZMCSCG 变量,且相互独立.

3 理想 MLD 方案

定义干扰加噪声和的相关矩阵 \mathbf{R}_{JN} 为

$$\mathbf{R}_{JN} = \mathbf{E} \{ (\mathbf{G} \Phi \mathbf{J} + \mathbf{N}) (\mathbf{G} \Phi \mathbf{J} + \mathbf{N})^H / KT \} \quad (3)$$

由于干扰和噪声均为高斯的,接收端准确已知 \mathbf{H} 和 \mathbf{R}_{JN} 时, \mathbf{s} 的 MLD 估计 $\hat{\mathbf{s}}_{MLD}$ 为

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD} = \arg \min_{\mathbf{s}} \text{Tr} [(\mathbf{Y} - \beta \mathbf{H} \mathbf{C})^H (\mathbf{R}_{JN})^{-1} (\mathbf{Y} - \beta \mathbf{H} \mathbf{C})] \quad (4)$$

方案(4)提供的是接收端准确已知 \mathbf{H} 和 \mathbf{R}_{JN} 时系统可达到的误码性能,我们将其称之为理想 MLD 方案.实际应用中,接收端通常没有上述矩阵的先验信息,需对其进行估计,由于估计误差的影响,将无法达到理想 MLD 方案(4)的性能.而且大多数的信道估计方法直接工作于强干扰下时,想要获得较为准确的 \mathbf{H} 的估计比较困难.因此实际应用中,需考虑如何实现强干扰下的有效信道估计及如何减小信道估计误差对解码性能的不良影响.

4 迭代 MLD 方案

本节提出了一种迭代 MLD 方案,解决了上述问题.

4.1 强干扰下的有效信道估计

4.1.1 噪声子空间投影

注意到 \mathbf{R}_{JN} 可分解成:

$$\mathbf{R}_{JN} = \mathbf{U}_J \text{diag}(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_J) \mathbf{U}_J^H + \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \quad (5)$$

其中 $\delta_1 \geq \delta_2 \geq \dots \geq \delta_J$ 是干扰子空间的特征值, \mathbf{U}_J 和 \mathbf{U}_N 分别为干扰子空间和噪声子空间的基向量矩阵.因此 $(\mathbf{R}_{JN})^{-1}$ 可表示为

$$(\mathbf{R}_{JN})^{-1} = \mathbf{U}_J \text{diag}(\delta_1^{-1}, \delta_2^{-1}, \dots, \delta_J^{-1}) \mathbf{U}_J^H + \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \quad (6)$$

通常强干扰的功率远远大于噪声的功率,即 $\delta_j \gg 1$, $j = 1, 2, \dots, J$, 则 $(\mathbf{R}_{JN})^{-1}$ 可近似为

$$(\mathbf{R}_{JN})^{-1} \approx \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \quad (7)$$

令 $\mathbf{Y}_{pro} = \mathbf{U}_N^H \mathbf{Y}$, $\mathbf{H}_{pro} = \mathbf{U}_N^H \mathbf{H}$, 由于 \mathbf{U}_N 是噪声子空间的基向量矩阵, \mathbf{Y}_{pro} 和 \mathbf{H}_{pro} 可分别看成是 \mathbf{Y} 和 \mathbf{H} 在噪声子空间上的投影,因此可将 \mathbf{Y}_{pro} 和 \mathbf{H}_{pro} 分别称为噪声子空间投影下的接收信号矩阵和等效信道矩阵.由式(2), \mathbf{Y}_{pro} 可写为

$$\mathbf{Y}_{pro} = \beta \mathbf{H}_{pro} \mathbf{C} + \mathbf{N}_{pro} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{N}_{pro} = \mathbf{U}_N^H (\mathbf{G} \Phi \mathbf{J} + \mathbf{N})$ 是噪声子空间投影下的噪声矩阵,易知 \mathbf{H}_{pro} 和 \mathbf{N}_{pro} 中的元素均为方差归一化的 i.i.d ZMCSCG 变量.显然式(2)和式(8)等价.

类似的,理想 MLD 方案(4)等价于

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{Y}_{pro} - \beta \mathbf{H}_{pro} \mathbf{C}\|_F^2 \quad (9)$$

这样通过噪声子空间投影,利用式(2)和式(8)的等价关系,我们就可避免直接估计 \mathbf{H} , 转为估计 \mathbf{H}_{pro} , 从而实现强干扰下的有效信道估计.

4.1.2 信道估计

假设导频矩阵 \mathbf{P} 包含 \mathbf{P}_0 和 \mathbf{P}_p 两部分,其中 $\mathbf{P}_0 = 0$ 用于估计 \mathbf{R}_{JN} , 长度为 T_B , \mathbf{P}_p 用于估计 \mathbf{H}_{pro} , 长度为 P , 且发射 \mathbf{P} 及其后码帧 \mathbf{C} 的过程中, \mathbf{H} 和 \mathbf{G} 保持不变,则相应的接收导频矩阵分别为

$$\mathbf{Y}_0 = \mathbf{G} \Phi \mathbf{J}_0 + \mathbf{N}_0 \quad (10)$$

$$\mathbf{Y}_p = \beta \mathbf{H}_p \mathbf{P}_p + \mathbf{G} \Phi \mathbf{J}_p + \mathbf{N}_p$$

其中 $\mathbf{J}_0, \mathbf{J}_P, \mathbf{N}_0$ 和 \mathbf{N}_P 分别为对应的干扰和噪声矩阵. \mathbf{R}_{JN} 的估计可由下式得到

$$\mathbf{R}_{JN} = E(\mathbf{Y}_0 \mathbf{Y}_0^H / T_B) \quad (11)$$

对其进行特征分解即可得 \mathbf{U}_N 的估计值. 利用该估计值, 对 \mathbf{Y}_P 进行投影, 可得噪声子空间投影下的接收导频矩阵 $\mathbf{Y}_{P,pro} = \mathbf{U}_N^H \mathbf{Y}_P$. 利用 $\mathbf{Y}_{P,pro}$ 及 \mathbf{P}_P 即可估计 \mathbf{H}_{pro} . 由式(8), $\mathbf{Y}_{P,pro}$ 可写为

$$\mathbf{Y}_{P,pro} = \beta \mathbf{H}_{pro} \mathbf{P}_P + \mathbf{N}_{P,pro} \quad (12)$$

则 \mathbf{H}_{pro} 的 ML 估计 \mathbf{H}_{ML} 为

$$\mathbf{H}_{ML} = \beta^{-1} \mathbf{Y}_{P,pro} \mathbf{P}_P^H (\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H)^{-1} = \mathbf{H}_{pro} + \mathbf{E} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{E} = \beta^{-1} \cdot \mathbf{N}_{P,pro} \mathbf{P}_P^H (\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H)^{-1}$ 是估计误差矩阵, 与 \mathbf{H}_{pro} 相互独立. \mathbf{H}_{ML} 是 \mathbf{H}_{pro} 的无偏估计, 因此无论采用何种估计准则, \mathbf{H}_{pro} 的估计的通用形式为

$$\mathbf{H}'_{pro} = \mathbf{H}_{ML} \mathbf{B} \quad (14)$$

其中 \mathbf{B} 为可逆的偏置矩阵.

误差矩阵 \mathbf{E} 的第 i 行可写为

$$\mathbf{E}_i = \beta^{-1} \cdot (\mathbf{N}_{P,pro})_i \mathbf{P}_P^H (\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H)^{-1} \quad (15)$$

其中 $(\cdot)_i$ 表示取矩阵 (\cdot) 的第 i 行. 显然, \mathbf{E} 的各行是由 ZMCSCG 随机变量组成的, 且相互独立, 具有如下的相关矩阵

$$\boldsymbol{\Sigma}_e = E\{\mathbf{E}^H \mathbf{E}_i\} = \beta^{-2} \cdot (\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H)^{-1} \quad (16)$$

4.2 存在信道估计误差下的 MLD

将式(9)中的 \mathbf{H}_{pro} 替换为 \mathbf{H}'_{pro} , 可得

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD} = \arg \min_s \|\mathbf{Y}_{pro} - \beta \mathbf{H}'_{pro} \mathbf{C}\|_F^2 \quad (17)$$

与理想 MLD 方案(9)相比, 由于 \mathbf{E} 的存在, 按式(17)进行解码, 性能会下降, 因此可将式(17)称为失配 MLD 方案, 实际应用中常常采用该方案.

受文献[8]的启发, 我们尝试减小 \mathbf{E} 的不良影响. 利用 \mathbf{H}'_{pro} 进行解码时, 相应的似然函数应为

$$p((\mathbf{Y}_{pro})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro})^H) = \prod_{i=1}^M p((\mathbf{Y}_{pro,i})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro,i})^H) \quad (18)$$

其中 $p(\cdot)$ 代表 (\cdot) 的概率密度函数, $(\mathbf{Y}_{pro,i})^H$ 和 $(\mathbf{H}'_{pro,i})^H$ 是 ZMCSCG 随机向量, 分别为

$$\begin{aligned} (\mathbf{Y}_{pro,i})^H &= \beta \mathbf{C}^H (\mathbf{H}_{pro,i})^H + (\mathbf{N}_{pro,i})^H \\ (\mathbf{H}'_{pro,i})^H &= \mathbf{B}^H (\mathbf{H}_{ML,i})^H = \mathbf{B}^H (\mathbf{H}_{pro,i})^H + \mathbf{B}^H \mathbf{E}_i^H \end{aligned} \quad (19)$$

其协方差矩阵分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_{11} &= E\{(\mathbf{Y}_{pro,i})^H (\mathbf{Y}_{pro,i})\} = \beta^2 \mathbf{C}^H \mathbf{C} + \mathbf{I}_{KT} \\ \mathbf{D}_{12} &= E\{(\mathbf{Y}_{pro,i})^H \mathbf{H}'_{pro,i}\} = \beta \mathbf{C}^H \mathbf{B} \\ \mathbf{D}_{22} &= E\{(\mathbf{H}'_{pro,i})^H (\mathbf{H}'_{pro,i})\} = \mathbf{B}^H [\mathbf{I}_N + \beta^{-2} (\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H)^{-1}] \mathbf{B} \end{aligned} \quad (20)$$

根据文献[9], 当 ZMCSCG 随机向量 $(\mathbf{Y}_{pro,i})^H$ 和 $(\mathbf{H}'_{pro,i})^H$ 的协方差矩阵 $\mathbf{D}_{11}, \mathbf{D}_{12}$ 和 \mathbf{D}_{22} 均满秩时, 条件随机向量 $\{(\mathbf{Y}_{pro,i})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro,i})^H\}$ 也是圆对称复高斯随

机向量, 其均值和协方差矩阵分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{112} &= E\{((\mathbf{Y}_{pro,i})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro,i})^H)\} \\ &= \mathbf{D}_{12} \mathbf{D}_{22}^{-1} (\mathbf{H}'_{pro,i})^H \\ &= \beta \mathbf{C}^H [\mathbf{I}_N + \beta^{-2} (\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H)^{-1}]^{-1} (\mathbf{H}_{ML,i})^H \\ \mathbf{D}_{112} &= E\{((\mathbf{Y}_{pro,i})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro,i})^H) ((\mathbf{Y}_{pro,i})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro,i})^H)^H\} \\ &= \mathbf{D}_{11} - \mathbf{D}_{12} \mathbf{D}_{22}^{-1} \mathbf{D}_{12}^H \\ &= \beta^2 \mathbf{C}^H \mathbf{C} + \mathbf{I}_{KT} - \beta^2 \mathbf{C}^H [\mathbf{I}_N + \beta^{-2} (\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H)^{-1}]^{-1} \mathbf{C} \end{aligned} \quad (21)$$

注意 \mathbf{m}_{112} 和 \mathbf{D}_{112} 均与 \mathbf{B} 无关, 即无论采用何种信道估计准则, \mathbf{m}_{112} 和 \mathbf{D}_{112} 的值均不受 \mathbf{B} 的影响.

不失一般性, 可将 \mathbf{P}_P 限制为正交导频矩阵, 即 \mathbf{P}_P 满足 $\mathbf{P}_P \mathbf{P}_P^H = \mathbf{P}_P \mathbf{E}_P \cdot \mathbf{I}_N$, 其中 $\mathbf{E}_P = (1/NP) \cdot \|\mathbf{P}_P\|_F^2$ 表示导频符号的平均能量, 通常假设 $\mathbf{E}_P = 1$, 则 \mathbf{m}_{112} 和 \mathbf{D}_{112} 可简化为

$$\mathbf{m}_{112} = \beta \gamma \mathbf{C}^H (\mathbf{H}_{ML,i})^H, \mathbf{D}_{112} = \mathbf{I}_{KT} + \beta^2 (1 - \gamma) \mathbf{C}^H \mathbf{C} \quad (22)$$

其中 $\gamma = \beta^2 \mathbf{P}_P \mathbf{E}_P / (\beta^2 \mathbf{P}_P \mathbf{E}_P + 1) = \beta^2 P / (\beta^2 P + 1)$.

这样 $\{(\mathbf{Y}_{pro,i})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro,i})^H\}$ 的概率密度函数为

$$\begin{aligned} p((\mathbf{Y}_{pro,i})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro,i})^H) &= \frac{\exp\{-[\mathbf{Y}_{pro,i} - \beta \gamma \mathbf{H}_{ML,i} \mathbf{C}]\}}{\pi \det[\mathbf{I}_{KT} + \beta^2 (1 - \gamma) \mathbf{C}^H \mathbf{C}]} \\ &= \times [\mathbf{I}_{KT} + \beta^2 (1 - \gamma) \mathbf{C}^H \mathbf{C}]^{-1} [\mathbf{Y}_{pro,i} - \beta \gamma \mathbf{H}_{ML,i} \mathbf{C}]^H \} \end{aligned} \quad (23)$$

则式(18)中的似然函数可写为

$$\begin{aligned} p((\mathbf{Y}_{pro})^H | \mathbf{C}, (\mathbf{H}'_{pro})^H) &= \frac{\exp\{-\text{tr}([\mathbf{Y}_{pro} - \beta \gamma \mathbf{H}_{ML} \mathbf{C}])\}}{(\pi \det[\mathbf{I}_{KT} + \beta^2 (1 - \gamma) \mathbf{C}^H \mathbf{C}])^M} \\ &\times [\mathbf{I}_{KT} + \beta^2 (1 - \gamma) \mathbf{C}^H \mathbf{C}]^{-1} [\mathbf{Y}_{pro} - \beta \gamma \mathbf{H}_{ML} \mathbf{C}]^H \} \end{aligned} \quad (24)$$

对式(24)取对数并去除常量项后, 可得存在信道估计误差下的 MLD 方案为

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD} = \arg \min_s f_{ML}(\mathbf{C}) \quad (25)$$

其中代价函数 $f_{ML}(\mathbf{C})$ 和函数 $Q(\mathbf{C})$ 分别定义为

$$\begin{aligned} f_{ML}(\mathbf{C}) &= M \ln \det[\mathbf{I}_{KT} + \beta^2 (1 - \gamma) \mathbf{C}^H \mathbf{C}] + Q(\mathbf{C}) \\ Q(\mathbf{C}) &= \text{tr}([\mathbf{Y}_{pro} - \beta \gamma \mathbf{H}_{ML} \mathbf{C}][\mathbf{I}_{KT} + \beta^2 (1 - \gamma) \mathbf{C}^H \mathbf{C}]^{-1} \\ &\times [\mathbf{Y}_{pro} - \beta \gamma \mathbf{H}_{ML} \mathbf{C}]^H) \end{aligned} \quad (26)$$

根据式(25)解码是按帧进行的, 复杂度很高. 当 \mathbf{C} 为每个分组可能的码字数时, 完成一帧解码所需的搜索计算量为 C^K . 下面我们考虑按分组进行迭代解码, 以减少搜索计算量.

4.3 迭代 MLD

利用 Sherman-Morrison-Woodbury 公式^[10], $Q(\mathbf{C})$ 可改写为

$$Q(\mathbf{C}) = u(\mathbf{C}) - \beta^2 (1 - \gamma) \text{tr}(\mathbf{W}^H(\mathbf{C}) \mathbf{V}(\mathbf{C}) \mathbf{W}(\mathbf{C})) \quad (27)$$

其中 $u(\mathbf{C})$, $\mathbf{W}(\mathbf{C})$ 和 $\mathbf{V}(\mathbf{C})$ 分别定义为

$$\begin{aligned} u(\mathbf{C}) &= \|\mathbf{Y}_{pro} - \beta\gamma\mathbf{H}_{ML}\mathbf{C}\|_F^2 \\ \mathbf{W}(\mathbf{C}) &= \mathbf{C}[\mathbf{Y}_{pro} - \beta\gamma\mathbf{H}_{ML}\mathbf{C}]^H \\ \mathbf{V}(\mathbf{C}) &= [\mathbf{I}_N + \beta^2(1 - \gamma)\mathbf{C}\mathbf{C}^H]^{-1} \end{aligned} \quad (28)$$

利用对任意 $m \times n$ 维矩阵 \mathbf{A} 和 $n \times m$ 维矩阵 \mathbf{B} 都成立的恒等式 $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B}\mathbf{A})$, 并将式(28)代入式(26), 可得

$$f_{ML}(\mathbf{C}) = u(\mathbf{C}) - \beta^2(1 - \gamma)\text{tr}(\mathbf{W}^H(\mathbf{C})\mathbf{V}(\mathbf{C})\mathbf{W}(\mathbf{C})) + M\text{Indet}\mathbf{V}^{-1}(\mathbf{C}) \quad (29)$$

记截止到时刻 q 时为止所发射的信号矩阵和噪声子空间投影下的接收信号矩阵为 \mathbf{C}^q 和 \mathbf{Y}_{pro}^q , 并记时刻 q 时的发射信号向量和噪声子空间投影下的接收信号向量为 \mathbf{c}^q 和 \mathbf{y}_{pro}^q , $q = 1, 2, \dots, KT$, 则 \mathbf{C}^q 和 \mathbf{Y}_{pro}^q 可分别表示为

$$\mathbf{C}^q = [\mathbf{C}^{q-1}, \mathbf{c}^q], \mathbf{Y}_{pro}^q = [\mathbf{Y}_{pro}^{q-1}, \mathbf{y}_{pro}^q] \quad (30)$$

当码帧 \mathbf{C} 接收完毕时, $f_{ML}(\mathbf{C})$ 可表示为

$$f_{ML}(\mathbf{C}) = f_{ML}(\mathbf{C}^{KT}) = f_{ML}(\mathbf{C}^0) + \sum_{q=1}^{KT} \Delta f_{ML}(\mathbf{C}^q) \quad (31)$$

其中 $\Delta f_{ML}(\mathbf{C}^q)$ 是时刻 q 时 $f_{ML}(\mathbf{C})$ 的增量, 定义为

$$\Delta f_{ML}(\mathbf{C}^q) = f_{ML}(\mathbf{C}^q) - f_{ML}(\mathbf{C}^{q-1}) \quad (32)$$

再次利用 Sherman-Morrison-Woodbury 公式^[10], 式(28)中各函数的增量分别为

$$\begin{aligned} u(\mathbf{C}^q) - u(\mathbf{C}^{q-1}) &= \|\mathbf{y}_{pro}^q - \beta\gamma\mathbf{H}_{ML}\mathbf{c}^q\|_F^2 \\ \mathbf{W}(\mathbf{C}^q) - \mathbf{W}(\mathbf{C}^{q-1}) &= \mathbf{c}^q[\mathbf{y}_{pro}^q - \beta\gamma\mathbf{H}_{ML}\mathbf{c}^q]^H \\ \mathbf{V}(\mathbf{C}^q) - \mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1}) &= -\beta^2(1 - \gamma) \cdot \frac{\mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{c}^q(\mathbf{c}^q)^H\mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1})}{1 + \beta^2(1 - \gamma)(\mathbf{c}^q)^H\mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{c}^q} \end{aligned} \quad (33)$$

由此式(32)可改写为

$$\begin{aligned} \Delta f_{ML}(\mathbf{C}^q) &= \|\mathbf{y}_{pro}^q - \beta\gamma\mathbf{H}_{ML}\mathbf{c}^q\|_F^2 \\ &\quad - \beta^2(1 - \gamma) \cdot \text{tr}(\mathbf{W}^H(\mathbf{C}^q)\mathbf{V}(\mathbf{C}^q)\mathbf{W}(\mathbf{C}^q) \\ &\quad - \mathbf{W}^H(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{W}(\mathbf{C}^{q-1})) \\ &\quad + M(\text{Indet}\mathbf{V}^{-1}(\mathbf{C}^q) - \text{Indet}\mathbf{V}^{-1}(\mathbf{C}^{q-1})) \end{aligned} \quad (34)$$

由式(33)和前述的行列式恒等式, 有

$$\begin{aligned} \text{Indet}\mathbf{V}^{-1}(\mathbf{C}^q) - \text{Indet}\mathbf{V}^{-1}(\mathbf{C}^{q-1}) &= \text{Indet}[1 + \beta^2(1 - \gamma)(\mathbf{c}^q)^H\mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{c}^q] \end{aligned} \quad (35)$$

将式(35)代入式(34), 增量 $\Delta f_{ML}(\mathbf{C}^q)$ 可改写为

$$\begin{aligned} \Delta f_{ML}(\mathbf{C}^q) &= \|\mathbf{y}_{pro}^q - \beta\gamma\mathbf{H}_{ML}\mathbf{c}^q\|_F^2 \\ &\quad - \beta^2(1 - \gamma) \cdot \text{tr}(\mathbf{W}^H(\mathbf{C}^q)\mathbf{V}(\mathbf{C}^q)\mathbf{W}(\mathbf{C}^q) \\ &\quad - \mathbf{W}^H(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{W}(\mathbf{C}^{q-1})) \\ &\quad + M\text{Indet}(1 + \beta^2(1 - \gamma)(\mathbf{c}^q)^H\mathbf{V}(\mathbf{C}^{q-1})\mathbf{c}^q) \end{aligned} \quad (36)$$

因此设置 $\mathbf{C}^0 = \mathbf{0}$, 根据式(28)初始化 $u(\mathbf{C}^0) = 0$, $\mathbf{W}(\mathbf{C}^0) = \mathbf{0}$ 及 $\mathbf{V}(\mathbf{C}^0) = \mathbf{I}_N$ 后, 按式(36)在时刻 q , $q = 1, 2$,

\dots, KT , 计算增量 $\Delta f_{ML}(\mathbf{C}^q)$, 并按式(31)进行迭代累积, 即可在时刻 $q = kT$ ($k = 1, 2, \dots, K$) 时实现第 k 个分组的 MLD, 这样就将完成一帧的解码所需的搜索计算量降低为 $C \times K$.

4.4 迭代 MLD 方案的步骤

迭代 MLD 方案的步骤可概括为:

(1) 发射零导频矩阵 $\mathbf{P}_0 = \mathbf{0}$, 利用仅包含干扰和噪声的接收信号 \mathbf{Y}_0 , 按照式(11)估计相关矩阵 \mathbf{R}_{JN} , 对其进行特征分解可得噪声子空间基向量矩阵 \mathbf{U}_N 的估计;

(2) 发射正交导频矩阵 \mathbf{P}_p , 利用 \mathbf{U}_N 的估计对接收导频矩阵 \mathbf{Y}_p 进行投影, 得到噪声子空间投影下的接收导频矩阵 $\mathbf{Y}_{p,pro}$, 再按某准则进行估计, 如 ML 准则, 即可得等效信道矩阵的估计值 \mathbf{H}'_{pro} ;

(3) 设置 $\mathbf{C}^0 = \mathbf{0}$, 根据式(28)初始化 $u(\mathbf{C}^0) = 0$, $\mathbf{W}(\mathbf{C}^0) = \mathbf{0}$ 及 $\mathbf{V}(\mathbf{C}^0) = \mathbf{I}_N$, 再利用估计值 \mathbf{H}'_{pro} , 按式(36)和式(31)在后续时刻 q ($q = 1, 2, \dots, KT$) 时进行代价函数增量的计算和迭代累积, 即可按分组实现迭代 MLD.

需要特别指出的是, 该方案对系统所采用的 STBC 方案没有特殊要求, 可支持各种 STBC.

5 仿真结果

仿真中采用 2 发 4 收的 MIMO 系统、QPSK 调制及 Alamouti 编码^[1]; 收发两端均配置均匀线阵, 天线间距为半波长; 信道为 i.i.d 的瑞利信道, 一帧变化一次; 导频和数据的发射功率相同. 对于迭代 MLD 方案, 导频含 \mathbf{P}_0 和 \mathbf{P}_p 两部分, 不做特别说明时长度分别为 20 个分组和 4 个分组. 关于干扰源, 有两种情况, 一种是仅有一个干扰源, 方向为 $\theta_1 = 10^\circ$, $\eta_1 = 30\text{dB}$, $K_{LOS,1} = 6$; 另一种是有两个干扰源, 方向分别为 $\theta_1 = 10^\circ$ 和 $\theta_2 = -30^\circ$, $\eta_1 = \eta_2 = 30\text{dB}$, $K_{LOS,1} = K_{LOS,2} = 6$.

图 3 不同导频长度下的迭代 MLD 方案和 MMSE-DBF 方案性能比较

为了验证本文提出的迭代 MLD 方案的有效性, 图 1 分别给出了一个干扰源和两个干扰源条件下, 未进行干扰抑制以及采用本文的迭代 MLD 方案进行干扰抑制后得到的误符号率(symbol error rate, SER)曲线. 显然, 未进行干扰抑制时, 系统的 SER 很高, 已无法正常工作. 而采用本文的迭代 MLD 方案进行干扰抑制后, 系统的 SER 性能有了非常明显的改善, 说明该方案可有效地抑制干扰.

图 2 比较了两个干扰源下分别采用理想 MLD 方案, 失配 MLD 方案以及本文提出的迭代 MLD 方案进行干扰抑制后的 SER 性能. 可以看出, 相同 SNR 时, 迭代 MLD 方案与失配 MLD 方案相比, 干扰抑制能力更优, 与理想 MLD 方案的性能差距更小. 这是由于采用迭代

MLD 方案进行解码时,似然函数中引入了信道估计误差,并且通过迭代解码,该估计误差对解码性能的不良影响得到了减弱,而失配 MLD 方案中则没有采取措施以减小该估计误差的不良影响。

图 3 比较了两个干扰源时,不同导频长度下分别采用本文提出的迭代 MLD 方案和 MMSE-DBF 方案^[7]进行干扰抑制后的 SER 性能.仿真迭代 MLD 方案时, P_p 的长度为 10 个分组或 20 个分组.为保持两个方案所用导频总长一致,仿真 MMSE-DBF 方案^[7]时,导频总长为 30

或 40 个分组.图中给出了采用理想 MLD 方案进行干扰抑制后的 SER 曲线作为参考.显然,与 MMSE-DBF 方案^[7]相比,导频总长相同时,迭代 MLD 方案的干扰抑制能力更接近理想 MLD 方案的性能;而当导频总长变化时,迭代 MLD 方案性能较稳定,对导频长度的变化不敏感,在实际应用中,适用性更好.这也是由于迭代 MLD 方案已经考虑了信道估计误差的不良影响,因此受导频长度变化的影响较小,而 MMSE-DBF 方案^[7]则未考虑,其性能受导频长度变化的影响较大。

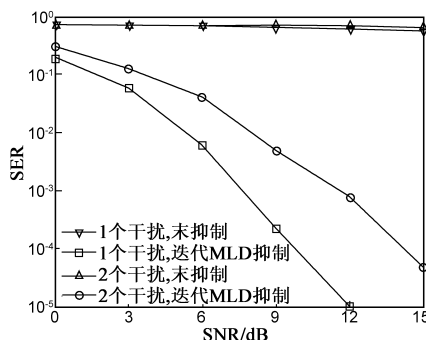


图1 干扰抑制前后的SER性能比较

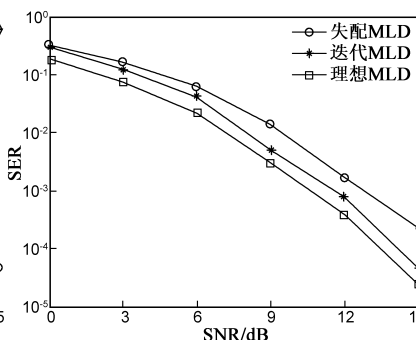


图2 不同MLD方案的SER性能比较

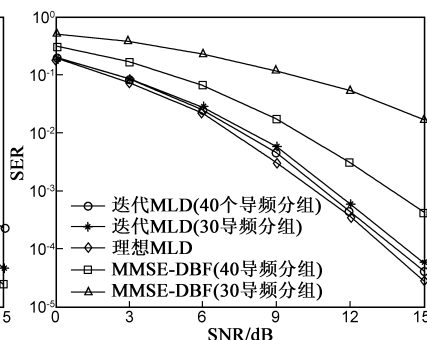


图3 不同导频长度下的迭代MLD方案和MMSE-DBF方案性能比较

6 结论

针对定向干扰环境下的 MIMO-STBC 系统,本文提出了一种支持各种 STBC 的迭代 MLD 方案.通过噪声子空间投影,该方案将直接估计真实信道矩阵转为估计噪声子空间投影下的等效信道矩阵,实现了强干扰下的有效信道估计.同时该方案在解码过程中减小了信道估计误差的不良影响,通过迭代累积代价函数的增量以较少的搜索计算量实现了按分组进行 MLD.仿真结果表明该方案可有效地抑制干扰,且其性能对训练序列的长度不敏感,更具适用性,因此该方案是一种很具潜力的候选干扰抑制方案。

参考文献

- [1] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal Select Areas Commun, 1998, 16: 1451 - 1458.
- [2] 赵宏志,唐友喜,等. Keyhole 信道下正交空时分组码的性能分析[J]. 电子学报, 2007, 35(6A): 30 - 34.
Zhao Hong-zhi, Ttang You-xi, et al. Performance of orthogonal space-time block codes in Keyhole MIMO fading channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6A): 30 - 34. (in Chinese)
- [3] 傅洪亮, 鄞广增. CDMA 系统中的空时发射分集方案及其在 MIMO MC-CDMA 中应用的研究[J]. 电子学报, 2008, 36(07): 1329 - 1333, 1382.
Fu Hong-liang, Feng Guang-zeng. The STTD scheme in CD-

MA system and research of its application in MIMO MC-CDMA[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(07): 1329 - 1333, 1382. (in Chinese)

- [4] Guo Li, Huang Yih-Fang. Interference suppression for multiuser downlink transmission in frequency-selective fading channels[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(9): 4386 - 4397.
- [5] Sung Hakjea, Lee Sang-rim, LEE Inkyu. Generalized channel inversion methods for multiuser MIMO systems[J]. IEEE Trans on Commun, 2009, 57(11): 3489 - 3499.
- [6] Zhonghao Zhang, Yu Gong, Yuehuan Gong, et al. A simplified ML approach in suppression of directional interference for STBC MIMO system[A]. WiCom2007[C]. Piscataway: IEEE, 2007. 346 - 349.
- [7] Xiaoxu Chen, Yu Gong, Yaohuan Gong. Suppression of directional interference for STBC MIMO system based on beamforming[A]. ICCAS2006[C]. Chengdu, China: UESTC Press, 2006. 983 - 987.
- [8] G Taricco, E Biglieri. Space-time decoding with imperfect channel estimation[J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2005, 4(4): 1874 - 1888.
- [9] M Bilodeau, D Brenner. Theory of Multivariate Statistics[M]. New York: Springer, 1999.
- [10] R Horn, C Johnson. Matrix Analysis[M]. New York: Cambridge Univ Press, 1985.

作者简介



王 阶 女,1980 年 3 月出生于江苏南京. 2002 年、2005 年分别在电子科技大学获得工学学士和工学硕士学位. 现为电子科技大学在读博士研究生,主要研究方向为自适应抗干扰技术、智能天线技术以及 MIMO 技术.
E-mail: wang-jie@hotmail.com



陈晓旭 男,1976 年 6 月出生于江西. 1998 年、2001 年和 2009 年分别在南昌航空工业学院和电子科技大学大学获工学学士、工学硕士和工学博士学位. 现任职于中国西南电子设备研究所,主要研究方向为自适应信号处理及 MIMO 技术.
E-mail: xiaoxu_chen@163.com



龚耀寰 男,1938 年 7 月出生于四川. 1960 年毕业于成都电讯工程学院,1979 年至 1981 年英国拉夫堡大学访问学者,1991 年、1992 年德国慕尼黑工业大学客座教授. 现为电子科技大学教授、博士生导师,主要研究方向为自适应信号处理.
E-mail: yhgong@uestc.edu.cn