

面向空间复用系统的抗干扰空频自适应均衡方法

詹煜廷¹, 张渭乐¹, 王晨²

(1. 西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安; 2. 西安思丹德信息技术有限公司, 712000, 西安)

摘要: 针对多天线空间复用系统中各天线发射信号互相干扰, 进而降低系统通信质量的问题, 提出了一种抗干扰空频自适应均衡方法。首先, 在发射端将待发射信号以空间复用的形式发送至接收端; 然后, 基于最小均方误差(MMSE)准则, 利用各接收天线接收到的导频信息进行自适应均衡器的参数估计; 最后, 利用估计所得参数, 进一步通过迭代优化的方法实现数据检测。在参数估计的过程中, 通过引入相关移位矢量集的方法对抗多天线发射信号间的相互干扰, 从而降低这种内部干扰对系统性能的影响。与传统针对空间复用结构的自适应空时、空频均衡方法相比, 所提自适应均衡方法在性能上有显著提升。仿真结果表明: 相较传统针对空间复用结构的自适应空时、空频均衡方法, 在误比特率为 10^{-5} 时, 所提自适应均衡方法有约 2.5 dB 的性能提升; 在外界干扰影响下, 传统针对空间复用结构的自适应空时、空频均衡方法具有明显误比特率平台, 而所提自适应均衡方法表现出了更强的抗干扰能力, 没有明显的性能平台。

关键词: 空间复用; 多天线; 自适应均衡; 抗干扰

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202108012 **文章编号:** 0253-987X(2021)08-0093-08



OSID 码

An Adaptive Space-Frequency Anti-Interference Equalization Method for Spatial Multiplexing Systems

ZHAN Yuting¹, ZHANG Weile¹, WANG Chen²

(1. Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Xi'an Standard Information Technology Co., Ltd., Xi'an 712000, China)

Abstract: Aiming at the problem that the mutual interferences among different antennas from the desired user in the spatial multiplexing system reduce the communication quality, a new adaptive space-frequency anti-interference equalization method is proposed. Firstly, signals to be transmitted are sent to the receive antennas in the form of spatial multiplexing at the transmitter; Then, the adaptive equalizer is first designed based on the minimum mean square error (MMSE) criterion by exploiting the pilot signal received by each receive antenna; Finally, parameters estimated from the designed adaptive equalizer are used to detect the data through iterative optimization. In the process of parameter estimation, the proposed method makes use of the mutual interferences among different antennas from the desired user rather than attempts to completely remove them, thereby reducing its impact on system performance. Simulation results show that the proposed method can achieve significant gain in performance over the traditional adaptive space-time or space-frequency equalization methods. When the bit error rate is 10^{-5} , the

proposed method achieves around 2.5 dB performance gain as compared with the existing competitors. Moreover, in the presence of interference, the proposed method also exhibits much stronger anti-interference capability compared with existing schemes, and there is no obvious performance platform.

Keywords: spatial multiplexing; multiple antenna; adaptive space-frequency equalization; anti-interference

在无线通信系统中,信道均衡扮演着至关重要的角色。信道均衡技术通过在接收端产生与信道状态相反的特性,可以有效降低实际通信中多径时延对信号传播造成的影响,并具有一定的抑制干扰、抵消噪声的能力^[1-7]。在信道均衡技术中,空域均衡的方法出现较早。空域均衡方法主要通过调节各接收天线的权值来消除噪声,抵抗衰落,但空域均衡方法受接收天线数量限制,自由度有限,这严重限制了它的干扰抑制能力。空时均衡方法^[8-14]是在空域均衡方法的基础上,在接收端各接收天线处加装时域滤波器,将原本的一维空域权值扩展至二维空-时域,极大地提升了空域均衡方法的自由度,增强了无线通信系统的抗干扰能力。然而,自由度的提高也意味着待估计参数的增加,这也使得空时均衡方法往往具有较高的计算复杂度。

针对空时均衡复杂度较高的特点,文献[15]在多天线的单载波频域均衡的基础上,对空-频域的自适应权值引入了一个时域约束,在几乎不影响系统性能的情况下,显著降低了系统复杂度。此外,对于多天系统,空间复用、空间分集等多天线发射技术也是提升系统性能的一种重要渠道^[16-21]。特别地,在空间复用系统中,不同发射天线在同一时刻发送不同的信号,系统传输效率可以获得极大提升。然而,源自不同发射天线的信号会在接收天线处产生相互干扰,接收机进行数据检测时需要首先完成内部干扰的消除。当存在外部干扰时,空间复用系统既要处理本身多天线发射信号间的相互干扰,还要设法消除来自外部的干扰信号,此时情况则更为严峻。

本文将多天线技术与单载波均衡技术相结合,面向空间复用系统,提出了一种抗干扰空频自适应均衡方法,通过引入相关移位矢量集方法,在进行自适应权值设计时利用了多天线发射信号间的相互干扰,并在均衡过程中采用迭代优化的数据检测方式。相比传统方案将发射多天线内部干扰等同于外部干扰一律消除的做法,本文所提方法可以显著提升系统的误比特率性能,并且表现出了更强的抗干扰能力。

1 系统模型

考虑一个多天线空间复用系统。不失一般性地,假设系统采用 QPSK 调制。每帧发送信号包括导频部分和数据部分,发送导频信息比特流 $d_s(i)$, $i=0,1,\dots,4N-1$,发送数据信息比特流 $d_x(j)$, $j=0,1,\dots,2(K+1)N-1$,其中 K 为奇数。将信息比特流映射为符号序列,其中 $\mathbf{s}=[s(0),s(1),\dots,s(2N-1)]^T \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$ 为映射后的导频矢量, $\mathbf{x}=[x(0),x(1),\dots,x((K+1)N-1)]^T \in \mathbb{C}^{(K+1)N \times 1}$ 为映射后的数据矢量。为简单起见,考虑图 1 所示通信模型。假设发射端配置两条天线,所提方法的思路可推广至多条发射天线。将导频矢量 $\mathbf{s}$ 切分为 $\mathbf{s}_1 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 、 $\mathbf{s}_2 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 两块,将数据矢量 $\mathbf{x}$ 切分为 $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 、 $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\dots$, $\mathbf{x}_K \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{x}_{K+1} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 共 $(K+1)$ 块,此时 N 对应导频块和数据块长度。如图 2 所示,发射端天线对发送信息进行空间复用。注意到,每个数据块包括 $(N-N_{\text{UW}})$ 个有效符号和一个长为 N_{UW} 的独特字(UW)序列,前一个块尾部的 UW 充

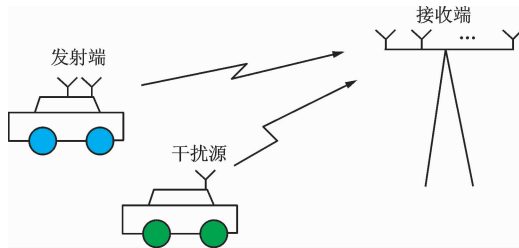


图 1 收发端系统模型示意图

Fig. 1 A diagram of the receiver and transceiver system model

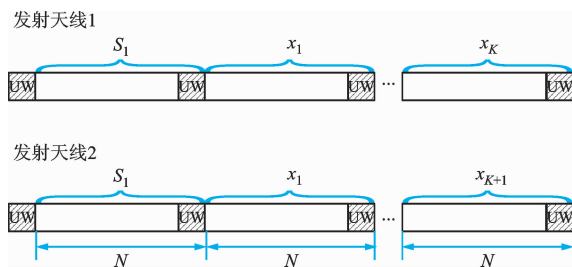


图 2 发射信号的数据块结构

Fig. 2 The data block structure of the transmitted signal

当了后一个块的循环前缀。接收端天线数记为 M ($M > 2$)。各发射天线与接收天线间信道建模成阶数为 L 的瑞利衰落信道。为避免出现块间干扰 (IBI), 独特字符号数 $N_{\text{UW}} \geq L - 1$ 。此外, 图 1 中额外展示了一条外界干扰链路, 与发射端发送的期望信号类似, 干扰信号同样经历了瑞利衰落信道到达接收端。

2 传统空时、空频自适应均衡

2.1 空时自适应均衡

空时均衡方法在每个接收天线支路上先进行时域滤波, 再将经过时域滤波的信号进行空间合并。定义第 m 条接收天线接收到的导频信息为 $\mathbf{y}_{0,m} \in \mathbf{C}^{N \times 1}$, 其中 $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, 此后接收到的数据信息依次为 $\mathbf{y}_{1,m}, \mathbf{y}_{2,m}, \dots, \mathbf{y}_{k,m}, \dots, \mathbf{y}_{(K+1)/2,m}$ 。假设接收端各支路时域滤波器的抽头数为 $t+1$, 其各支路空时自适应权值 $\mathbf{w}_{\text{st}1,m} \in \mathbf{C}^{(t+1) \times 1}$ 和 $\mathbf{w}_{\text{st}2,m} \in \mathbf{C}^{(t+1) \times 1}$ 可以通过 MMSE 准则获得, 分别用来自适应恢复天线 1 和 2 的原始发射信号。

对发射天线 1, 其各支路空时自适应权值通过求解以下最优化问题获得^[22]

$$\arg \min_{\mathbf{w}_{\text{st}1,m}} \left\| \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{Y}_{\text{st},m} \mathbf{w}_{\text{st}1,m} \right) - \mathbf{s}_1 \right\|_2^2 \quad (1)$$

对发射天线 2, 其各支路空时自适应权值通过求解以下最优化问题获得^[22]

$$\arg \min_{\mathbf{w}_{\text{st}2,m}} \left\| \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{Y}_{\text{st},m} \mathbf{w}_{\text{st}2,m} \right) - \mathbf{s}_2 \right\|_2^2 \quad (2)$$

式中: $\mathbf{Y}_{\text{st},m}$ 表示第 m 条接收天线对应的空时信号矩阵, 其表达式为

$$\mathbf{Y}_{\text{st},m} = [\bar{\mathbf{y}}_{0,m}^{(-t)}, \bar{\mathbf{y}}_{0,m}^{(-t+1)}, \dots, \bar{\mathbf{y}}_{0,m}^{(0)}] \quad (3)$$

其中, $\bar{\mathbf{y}}_{0,m}^{(-t)}$ 为第 m 条接收天线接收的导频信息向前移位 t 个符号的结果。

2.2 空频自适应均衡

空频均衡方法在频域对接收信息进行均衡处理, 图 3 为接收端空频均衡结构框图^[15]。如图所示, 接收端系统首先通过离散傅里叶变换 (DFT) 将

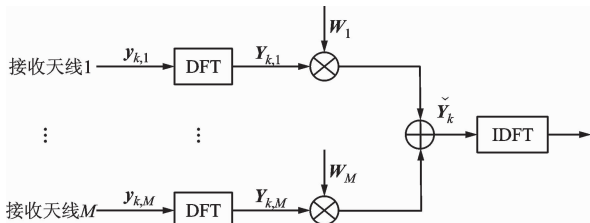


图 3 空频均衡结构框图

Fig. 3 A diagram of space frequency equalization structure

各接收天线接收到的时域信号转为频域信号

$$\mathbf{Y}_{k,m} = \mathbf{F} \mathbf{y}_{k,m}, k \in \{0, 1, 2, \dots, (K+1)/2\} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{F} \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 为归一化 DFT 矩阵。定义 $\mathbf{W}_m \in \mathbf{C}^{N \times 1}$ 为各接收天线处求得的频域自适应权值矢量。然后, 将各接收天线接收信号加权合并, 可得相应频域均衡后的信号

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{k,m}) \mathbf{W}_m \quad (5)$$

最后, 将解得的 $\tilde{\mathbf{Y}}_k$ 通过离散傅里叶逆变换 (IDFT) 转至时域, 去除 UW 序列, 可得均衡后的有效符号。

空频自适应权值可以利用发射端不同发射天线传输的导频块获得。根据 MMSE 准则, 对发射天线 #1, 其对应的自适应权值 $\mathbf{W}_{01,m}$ 通过求解以下最优化问题获得^[15]

$$\arg \min_{\mathbf{W}_{01,m}} \left\| \mathbf{F}^H \left(\sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,m}) \mathbf{W}_{01,m} \right) - \mathbf{s}_1 \right\|_2^2 \quad (6)$$

同理, 对发射天线 2, 其对应的自适应权值 $\mathbf{W}_{02,m}$ 通过求解以下最优化问题获得^[15]

$$\arg \min_{\mathbf{W}_{02,m}} \left\| \mathbf{F}^H \left(\sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,m}) \mathbf{W}_{02,m} \right) - \mathbf{s}_2 \right\|_2^2 \quad (7)$$

引用文献[15]中提出的方法, 对频域自适应权值 $\mathbf{W}_{01,m} \in \mathbf{C}^{N \times 1}$ 、 $\mathbf{W}_{02,m} \in \mathbf{C}^{N \times 1}$ 进一步引入一个额外的时域约束 $\mathbf{F}_Q \in \mathbf{C}^{N \times (N_Q+1)}$, $\mathbf{F}_Q$ 由归一化 DFT 矩阵 $\mathbf{F}$ 的后 N_Q 列和第一列组成, 即有 $\mathbf{W}_{01,m} = \mathbf{F}_Q \mathbf{w}_{01,m}$, $\mathbf{W}_{02,m} = \mathbf{F}_Q \mathbf{w}_{02,m}$, 式中 $\mathbf{w}_{01,m} \in \mathbf{C}^{(N_Q+1) \times 1}$, $\mathbf{w}_{02,m} \in \mathbf{C}^{(N_Q+1) \times 1}$, (N_Q+1) 为时域约束长度, 表示为对应接收无线处均衡器抽头数量。这种方法能在几乎不损失均衡性能的情况下, 大幅降低系统的计算复杂度。此时, 式(6)和式(7)的频域自适应权值设计问题转化为以下形式

$$\arg \min_{\mathbf{w}_{01,m}} \left\| \mathbf{F}^H \left(\sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,m}) \mathbf{F}_Q \mathbf{w}_{01,m} \right) - \mathbf{s}_1 \right\|_2^2 \quad (8)$$

$$\arg \min_{\mathbf{w}_{02,m}} \left\| \mathbf{F}^H \left(\sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,m}) \mathbf{F}_Q \mathbf{w}_{02,m} \right) - \mathbf{s}_2 \right\|_2^2 \quad (9)$$

3 本文所提自适应均衡方法

3.1 基于相关循环移位矢量集的干扰利用

传统的空时、空频自适应均衡方法, 如式(1)(2)和式(8)(9)所示, 在进行均衡器自适应权值设计时, 将来自另一条发射天线的信号等同于外部干扰简单地一并消除, 这种忽视空间复用系统中多天线发射信号间相互内部干扰的做法会对系统的均衡性能造成严重负面影响。为此, 本文在传统空频自适应均衡方法的基础上分别对式(8)和式(9)引入了一个关

于导频块 $\mathbf{s}_2$ 和导频块 $\mathbf{s}_1$ 的循环移位集的总和,以达到利用多天线发射信号间相互干扰来提升均衡性能的效果。以发射天线 1 为例,引入导频块 $\mathbf{s}_2$ 的循环移位矢量集合定义为

$$\tilde{\mathbf{s}}_2 = \sum_{i=-B}^B \alpha_{1,i} \tilde{\mathbf{s}}_2^{(i)} \quad (10)$$

式中: $\tilde{\mathbf{s}}_2^{(i)}$ 为导频块 $\mathbf{s}_2$ 向下循环移位 i 个元素的结果,当 $i < 0$ 时,则为向上循环移位 $|i|$ 个元素; B 为循环移位的最大值,其取值与导频块长度相关; $\alpha_{1,i}$ 则为循环移位矢量 $\tilde{\mathbf{s}}_2^{(i)}$ 相应的待求解系数,与自适应权值类似, $\alpha_{1,i}$ 为复数形式。借助于式(10)的矢量集的引入,本文所提自适应权值设计方法将式(8)重新调整为

$$\arg \min_{\mathbf{w}_{1,m}, \alpha_{1,i}} \left\| \mathbf{F}^H \left(\sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,m}) \mathbf{F}_Q \mathbf{w}_{1,m} \right) - \mathbf{s}_1 - \sum_{i=-B}^B \alpha_{1,i} \tilde{\mathbf{s}}_2^{(i)} \right\|_2^2 \quad (11)$$

同理,对发射天线 # 2,基于循环移位矢量集的自适应权值设计为

$$\arg \min_{\mathbf{w}_{2,m}, \alpha_{2,i}} \left\| \mathbf{F}^H \left(\sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,m}) \mathbf{F}_Q \mathbf{w}_{2,m} \right) - \mathbf{s}_2 - \sum_{i=-B}^B \alpha_{2,i} \tilde{\mathbf{s}}_1^{(i)} \right\|_2^2 \quad (12)$$

式中, $\sum_{i=-B}^B \alpha_{2,i} \tilde{\mathbf{s}}_1^{(i)}$ 与式(10)类似,代表导频块 $\mathbf{s}_1$ 的循环移位矢量集合。定义

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,m}) \mathbf{F}_Q = [\text{diag}(\mathbf{Y}_{0,1}) \mathbf{F}_Q, \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,2}) \mathbf{F}_Q, \dots, \text{diag}(\mathbf{Y}_{0,M}) \mathbf{F}_Q] \quad (13)$$

两组自适应权值矢量分别为

$$\mathbf{w}_1 = [\mathbf{w}_{1,1}^T, \mathbf{w}_{1,2}^T, \dots, \mathbf{w}_{1,M}^T]^T \in \mathbf{C}^{M(N_Q+1) \times 1} \quad (14)$$

$$\mathbf{w}_2 = [\mathbf{w}_{2,1}^T, \mathbf{w}_{2,2}^T, \dots, \mathbf{w}_{2,M}^T]^T \in \mathbf{C}^{M(N_Q+1) \times 1} \quad (15)$$

两组待求解系数矢量分别为

$$\boldsymbol{\alpha}_1 = [\alpha_{1,-B}, \alpha_{1,-B+1}, \dots, \alpha_{1,B-1}, \alpha_{1,B}]^T \in \mathbf{C}^{(2B+1) \times 1} \quad (16)$$

$$\boldsymbol{\alpha}_2 = [\alpha_{2,-B}, \alpha_{2,-B+1}, \dots, \alpha_{2,B-1}, \alpha_{2,B}]^T \in \mathbf{C}^{(2B+1) \times 1} \quad (17)$$

将式(11)和式(12)转至频域表达形式,得到

$$\arg \min_{\mathbf{w}_1, \alpha_1} \left\| \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{w}_1 - \mathbf{S}_1 - \text{diag}(\mathbf{S}_2) \mathbf{B} \boldsymbol{\alpha}_1 \right\|_2^2 \quad (18)$$

$$\arg \min_{\mathbf{w}_2, \alpha_2} \left\| \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{w}_2 - \mathbf{S}_2 - \text{diag}(\mathbf{S}_1) \mathbf{B} \boldsymbol{\alpha}_2 \right\|_2^2 \quad (19)$$

式中, $\mathbf{S}_1 = \mathbf{F} \mathbf{s}_1$ 和 $\mathbf{S}_2 = \mathbf{F} \mathbf{s}_2$ 对应导频块 $\mathbf{s}_1$ 和 $\mathbf{s}_2$ 的频域表达。令 $\mathbf{W}_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, $\mathbf{B}$ 为如下形式与归一化

DFT 矩阵 $\mathbf{F}$ 形式相近的 $N(2B+1)$ 范德蒙矩阵,其列矢量对应导频块 $\mathbf{s}_1$ 和 $\mathbf{s}_2$ 的 $(2B+1)$ 次循环移位

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_N^0 & \dots & \mathbf{W}_N^0 & \dots & \mathbf{W}_N^0 \\ \mathbf{W}_N^B & \dots & \mathbf{W}_N^0 & \dots & \mathbf{W}_N^{-B} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{W}_N^{(N-1)B} & \dots & \mathbf{W}_N^0 & \dots & \mathbf{W}_N^{-(N-1)B} \end{bmatrix} \quad (20)$$

将式(18)和式(19)整理为以下形式

$$\arg \min_{\mathbf{w}_1, \alpha_1} \left\| \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_2) \mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ -\boldsymbol{\alpha}_1 \end{bmatrix} - \mathbf{S}_1 \right\|_2^2 \quad (21)$$

$$\arg \min_{\mathbf{w}_2, \alpha_2} \left\| \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_1) \mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_2 \\ -\boldsymbol{\alpha}_2 \end{bmatrix} - \mathbf{S}_2 \right\|_2^2 \quad (22)$$

基于此,待求解自适应权值矢量和系数矢量可通过下式获得

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ -\boldsymbol{\alpha}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{p}_1 \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}_2 \\ -\boldsymbol{\alpha}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{R}_2^{-1} \mathbf{p}_2 \quad (24)$$

式中,自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_2) \mathbf{B} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_2) \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{R}_2 = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_1) \mathbf{B} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_1) \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$\mathbf{R}_1$ 和 $\mathbf{R}_2$ 均为 $(M(N_Q+1)+2B+1)$ 维可逆方阵。其对应互相关矢量为

$$\mathbf{p}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_2) \mathbf{B} \end{bmatrix}^H \mathbf{S}_1 \quad (27)$$

$$\mathbf{p}_2 = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}} & \text{diag}(\mathbf{S}_1) \mathbf{B} \end{bmatrix}^H \mathbf{S}_2 \quad (28)$$

注意到,由于引入了相关循环移位矢量集,因此相比传统方法,式(23)和式(24)中自相关矩阵 $\mathbf{R}_1$ 和 $\mathbf{R}_2$ 的维度更大,矩阵求逆复杂度更高。引入相关循环移位矩阵后,自相关矩阵求逆计算复杂度约为 $O(M(N_Q+1)+(2B+1))^3$,而传统方法的自相关矩阵求逆计算复杂度约为 $O(M(N_Q+1))^3$ 。

3.2 基于干扰抵消的迭代均衡

假设信道在一帧信号内保持不变(准静态),利用导频部分估计的均衡器参数对后续数据部分进行信道均衡。以第一个数据块 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ 为例,在不考虑噪声的情况下,有

$$\tilde{\mathbf{Y}}_X \mathbf{w}_1 = \mathbf{X}_1 + \text{diag}(\mathbf{B} \boldsymbol{\alpha}_1) \mathbf{X}_2 \quad (29)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_X \mathbf{w}_2 = \text{diag}(\mathbf{B} \boldsymbol{\alpha}_2) \mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_2 \quad (30)$$

式中

$$\tilde{\mathbf{Y}}_X = \sum_{m=1}^M \text{diag}(\mathbf{Y}_{1,m}) \mathbf{F}_Q \quad (31)$$

$\mathbf{Y}_{1,m}$ 为各接收天线接收到的第一个数据块的频域表达矢量; $\mathbf{X}_1 = \mathbf{F}\mathbf{x}_1$, $\mathbf{X}_2 = \mathbf{F}\mathbf{x}_2$ 对应第一个数据块 $\mathbf{x}_1$, $\mathbf{x}_2$ 的频域矢量。式(29)和式(30)展示了本文自适应均衡得到的等效信号传输模型。可以看到,来自发射节点的多天线信号间的干扰被保留了下来。

在此基础上,本节进一步提出一种基于干扰抵消的迭代均衡方法,主体流程如图 4 所示,主要包括 3 个步骤:初值获取、干扰抵消 I 和干扰抵消 II。

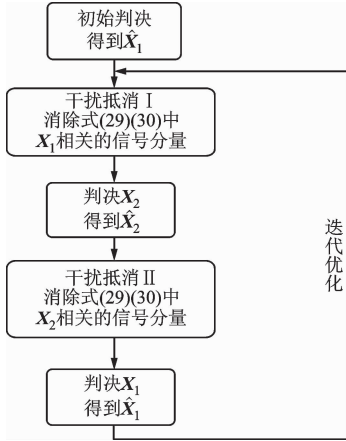


图 4 干扰抵消流程图

Fig. 4 A flowchart of interference cancellation

首先,定义 $\mathbf{X}_{e1}$ 、 $\mathbf{X}_{e2}$ 分别为第一个数据块 $\mathbf{x}_1$ 、 $\mathbf{x}_2$ 对应的均衡后频域矢量, $\hat{\mathbf{X}}_1$ 、 $\hat{\mathbf{X}}_2$ 则对应 $\mathbf{X}_{e1}$ 、 $\mathbf{X}_{e2}$ 硬判决后的结果。

$\mathbf{X}_{e1}$ 的初值可通过传统自适应空频均衡方法获得, $\mathbf{X}_{e1} = \tilde{\mathbf{Y}}_X \mathbf{w}_1$, 其中

$$\mathbf{w}_1 = [(\mathbf{w}_{01,1})^T, (\mathbf{w}_{01,2})^T, \dots, (\mathbf{w}_{01,M})^T]^T \in \mathbf{C}^{M(N_Q+1) \times 1} \quad (32)$$

可由式(8)获得。对 $\mathbf{X}_{e1}$ 进行硬判决可以得到 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 的初值。

干扰抵消 I 旨在利用判决后得到的 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 消除式(29)(30)中与 $\mathbf{x}_1$ 相关的信号分量,将 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 代入式(29)和式(30),可得

$$\mathbf{X}_{e2}^{(1)} = \tilde{\mathbf{Y}}_X \mathbf{w}_1 - \hat{\mathbf{X}}_1 \quad (33)$$

$$\mathbf{X}_{e2}^{(2)} = \tilde{\mathbf{Y}}_X \mathbf{w}_2 - \text{diag}(\mathbf{B}\mathbf{a}_2) \hat{\mathbf{X}}_1 \quad (34)$$

在 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 检测理想的条件下,可得 $\mathbf{X}_{e1}^{(1)} = \text{diag}(\mathbf{B}\mathbf{a}_1) \mathbf{X}_2$ 和 $\mathbf{X}_{e2}^{(2)} = \mathbf{X}_2$ 。据此,将得到的 $\mathbf{X}_{e1}^{(1)}$ 和 $\mathbf{X}_{e2}^{(2)}$ 进行合并实现对 $\mathbf{X}_2$ 的联合检测

$$\mathbf{X}_{e2} = [\mathbf{X}_{e2}^{(2)} + [\text{diag}(\mathbf{B}\mathbf{a}_1)]^* \mathbf{X}_{e1}^{(1)}] \cdot [\text{diag}(\mathbf{e}_N + |\mathbf{B}\mathbf{a}_1|^2)]^{-1} \quad (35)$$

式中: $\mathbf{e}_N$ 为全元素为 1 的 N 维列向量。对式(35)中

消除 $\mathbf{x}_1$ 相关信号分量后得到的 $\mathbf{X}_{e2}$ 做硬判决,得到 $\hat{\mathbf{X}}_2$ 。

干扰抵消 II 过程类似于干扰抵消 I,利用判决后得到的 $\hat{\mathbf{X}}_2$ 消除式(29)(30)中与 $\mathbf{x}_2$ 相关的信号分量,将 $\hat{\mathbf{X}}_2$ 代入式(29)和式(30),可得

$$\mathbf{X}_{e1}^{(1)} = \tilde{\mathbf{Y}}_X \mathbf{w}_1 - \text{diag}(\mathbf{B}\mathbf{a}_1) \hat{\mathbf{X}}_2 \quad (36)$$

$$\mathbf{X}_{e1}^{(2)} = \tilde{\mathbf{Y}}_X \mathbf{w}_2 - \hat{\mathbf{X}}_2 \quad (37)$$

在 $\hat{\mathbf{X}}_2$ 检测理想的条件下,可得 $\mathbf{X}_{e1}^{(1)} = \mathbf{X}_1$ 和 $\mathbf{X}_{e1}^{(2)} = \text{diag}(\mathbf{B}\mathbf{a}_2) \mathbf{X}_1$ 。据此,将得到的 $\mathbf{X}_{e1}^{(1)}$ 和 $\mathbf{X}_{e1}^{(2)}$ 进行合并实现对 $\mathbf{X}_1$ 的联合检测

$$\mathbf{X}_{e1} = [\mathbf{X}_{e1}^{(1)} + [\text{diag}(\mathbf{B}\mathbf{a}_2)]^* \mathbf{X}_{e1}^{(2)}] \cdot [\text{diag}(\mathbf{e}_N + |\mathbf{B}\mathbf{a}_2|^2)]^{-1} \quad (38)$$

对式(38)中得到的 $\mathbf{X}_{e1}$ 做硬判决,得到 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 。将 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 代入干扰抵消 I,循环迭代多次,即得均衡后频域数据块 $\mathbf{X}_{e1}$ 和 $\mathbf{X}_{e2}$ 。

4 仿真实验

为了展示本文提出的面向空间复用系统的抗干扰空频自适应均衡方法的滤波效果,我们首先给出了不同循环移位最大值 B 对系统性能的影响并分析了自相关矩阵求逆计算复杂度的变化;然后,分别给出了其在不存在/存在外界干扰时的误比特率曲线,并与传统空时、空频均衡方法进行了性能对比。信道及发送信号参数设置如下:接收端 4 根天线 ($M=4$),各发射天线与接收天线间频率选择信道阶数 $L=30$;存在外界干扰时,假定干扰信道结构与期望信号对应信道类似,均是 L 为 30 的瑞利衰落信道;每段导频块和数据块的符号数 $N=512$, UW 序列 $N_{\text{UW}}=64$,为简单起见,仿真过程中取 $K=1$,即每帧信号包括一个导频块和一个数据块。

图 5 为不存在/存在外界干扰时,不同循环移位最大值 B 与系统性能关系示意图。其信噪比分别设置为 15 dB(不存在外界干扰)和 20 dB(存在外界干扰且信干比为 0 dB),时域约束长度 $N_Q+1=50+1$,循环迭代次数设置为 3 次。从仿真结果可以看出:在曲线前半段,随着 B 取值的增大,引入相关循环移位矢量集后,由于空时滤波器参数变多,自由度变大,系统表现出更好的误比特率性能;但同时,随着 B 取值的继续增大,所需估计参数的数量也变得更多,而导频块的长度是有限的,当 B 的取值超过界限后,系统出现过拟合问题,如曲线后半段所示,系统的误比特率性能开始下降。不管外界干扰是否存在,均存在此观察结果。此外,如表 1 所

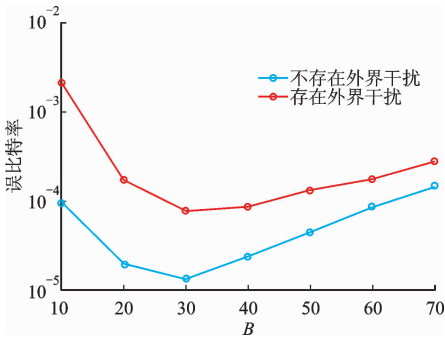


图 5 不存在/存在外界干扰时,不同循环移位最大值 B 与系统性能关系示意图

Fig. 5 The relationship between different maximum cyclic shift value B and system performance in the absence/presence of external interference

示,随着相关循环移位矢量集的引入,自相关矩阵求逆的计算复杂度也随之增大; B 的取值越大,所需估计参数越多,对应的矩阵求逆复杂度越高。

表 1 不同循环移位最大值 B 与自相关矩阵求逆计算复杂度间的联系

Table 1 The relationship between different maximum cyclic shift value B and computational complexity of autocorrelation matrix inversion

B 的取值	求逆计算复杂度
10	$O(11\ 390\ 625)$
20	$O(14\ 706\ 125)$
30	$O(18\ 609\ 625)$
40	$O(23\ 149\ 125)$
50	$O(28\ 372\ 625)$
60	$O(34\ 328\ 125)$
70	$O(41\ 063\ 625)$
不引入 B	$O(8\ 489\ 664)$

图 6 为不存在额外外界干扰时,本文所提出方法与传统空时、空频方法的性能对比。对传统空频方法,我们引入文献[15]中所提时域约束以降低整体计算复杂度,时域约束长度 $N_q + 1 = 50 + 1$ 与文中所提方法长度一致;空时均衡各接收天线时域滤波器抽头数 $t + 1 = 50 + 1$;文中所提方法循环移位最大值 $B = 30$,循环迭代次数分别为(1,3,5,7)。从仿真结果可以看出:在无额外干扰信号的情况下,仅考虑多天发射信号间的相互干扰,传统的空频均衡方法与空时均衡方法的误比特率性能相近;在信噪比为 18 dB 时,二者的误比特率均达到 10^{-5} ;随着信噪比的提升,本文所提方法表现出了明显的性

能优势;当误比特率为 10^{-5} 时,相比传统的空频均衡方法与空时均衡方法,本文所提方法在迭代 3 次后性能改善约 2.5 dB。与此同时,由于循环移位矢量集的引入,以及干扰抵消过程中的迭代均衡,本文所提方法的计算复杂度要高于这些传统方法。

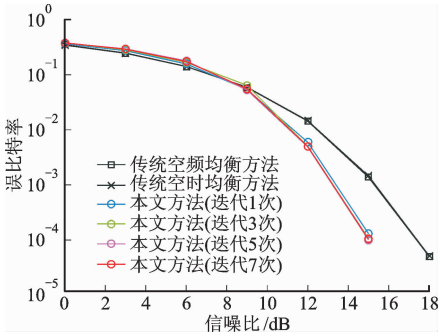


图 6 不存在外界干扰时本文方法与传统空频、空时方法的 BER 性能对比

Fig. 6 A comparison of BER performance between the proposed method and traditional space frequency/time adaptive equalization method in the absence of external interference

图 7 为存在额外外界干扰时,本文所提出方法与传统空时、空频方法的性能对比。其参数设置与图 6 中仿真实验一致,除多天发射信号间的相互干扰外,图 7 中额外考虑了一条干扰链路,其信干比为 0 dB。从仿真结果可以看出,在天线间干扰和额外干扰的双重影响下,传统的空频和空时均衡方法的误比特率性能下降明显,均在误比特率 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 出现平台;而本文所提方法在经过 3 次迭代干扰抵消后的误比特率仍能达到 10^{-5} 。相比传统空时、空频方法,本文方法表现出了更强的抗外界干扰

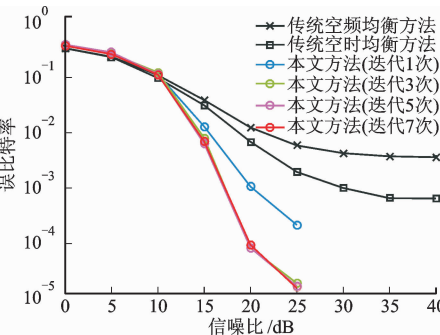


图 7 存在外界干扰时本文方法与传统空频、空时方法的 BER 性能对比图

Fig. 7 A comparison of BER performance between the proposed method and traditional space frequency/time adaptive equalization method in the presence of externa, interference

能力。

5 结 论

本文提出了一种面向空间复用系统的抗干扰空频自适应均衡方法。该方法在发射端通过空间复用的方式,提升了信道容量。在接收端,利用各接收天线接收到的导频信息,基于 MMSE 准则,得到均衡器的各项参数;随后通过迭代优化的方法,利用得到的各项参数,对随后接收到的数据块进行空频域信道均衡。传统的采用空间复用结构的空时、空频自适应均衡方法在估计均衡器参数过程中往往忽视了各发射天线间发射信号相互干扰对性能造成的影响,文中所提方法通过引入循环移位矢量集的方式,利用这种发射信号间干扰进行自适应权值设计,并在后续的均衡过程中采用迭代优化的方式进行了干扰消除。经验证,相比传统方案,本文所提方法表现出了显著的性能增益,在存在额外外界干扰的环境中,所提方法也表现出了更好的抗干扰能力,没有明显的性能平台。

参考文献:

- [1] 张娴静,褚含冰. 无线通信信道均衡技术的作用 [J]. 电子技术与软件工程, 2016(19): 54.
ZHANG Xianjing, CHU Hanbing. The role of channel equalization in wireless communication [J]. Communications Technology, 2016(19): 54.
- [2] 李强,雷霞,罗显平. 无线通信中的迭代均衡技术 [M]. 北京:国防工业出版社, 2011: 23-47.
- [3] 兰林瑶,穆鹏程,董科锋. 采用反馈滤波器组的单载波迭代均衡接收机 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(12): 60-67.
LAN Linyao, MU Pengcheng, DONG Kefeng. A single carrier iterative equalizer receiver with feedback filter bank [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(12): 60-67.
- [4] XIE Zedong, CHEN Xihong, LIU Xiaopeng. Joint channel estimation and equalization for MIMO-SCFDE systems over doubly selective channels [J]. Communications and Networks, 2017, 19(6): 627-636.
- [5] 刘梦,刘威,周志刚. 基于线性因子更新的频域迭代判决反馈均衡 [J]. 信号处理, 2019, 35(10): 1739-1746.
LIU Meng, LIU Wei, ZHOU Zhigang. Frequency domain iterative decision feedback equalization based on linearization factor update [J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35(10): 1739-1746.

- [6] 冯昂,殷勤业,韩玮. 重叠保留最小均方误差块线性均衡和块噪声预测算法 [J]. 西安交通大学学报, 2010, 44(8): 68-71, 77.
FENG Ang, YIN Qinye, HAN Wei. Overlap-save minimum mean square error block linear equalization and block noise-prediction algorithms [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2010, 44(8): 68-71, 77.
- [7] 冯昂,张莹,邓科. 双选择性衰落信道下的改进型频域判决反馈均衡 [J]. 西安交通大学学报, 2010, 44(10): 67-71.
FENG Ang, ZHANG Ying, DENG Ke. A modified frequency-domain decision-feedback equalization for doubly-selective fading channels [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2010, 44(10): 67-71.
- [8] ZHANG Weile. Frequency synchronization for multi-user MIMO without cyclic-prefix based on space-time equalization [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(4): 426-429.
- [9] TANG Taiwen, HEATH R W. Space-time interference cancellation in MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(5): 1802-1816.
- [10] TANG Taiwen, HEATH R W. A space time receiver with joint synchronization and interference cancellation in asynchronous MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(5): 2991-3005.
- [11] BREINHOLT M B, ZOLTOWSKI M D, THOMAS T A. Space-time equalization and interference cancellation for MIMO OFDM [C]//Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 1688-1693.
- [12] MAGUETA R, CASTANHEIRA D, SILVA A, et al. Hybrid iterative space-time equalization for multi-user mmW massive MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(2): 608-620.
- [13] GE Yinghao, ZHANG Weile, WANG Huiliang, et al. On adaptive length of temporal filter for space-time equalization with cochannel interference [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2018, 25(7): 999-1003.
- [14] ZHANG Weile, LI Haoran, MU Pengcheng, et al. Robust multi-branch space-time beamforming for OFDM system with interference [J]. Digital Signal Processing, 2017, 65: 63-70.
- [15] LI Yan, ZHANG Weile, JIANG Ruiwen, et al. Adaptive space-frequency equalization for SC-FDE systems with interference [J]. IEEE Access, 2019, 7: 74149-

- 74156.
- [16] 陈诚, 王磊, 李晓峰. 采用星座旋转的高速率空时分组码空间调制算法 [J]. 西安交通大学学报, 2014, 48(12): 113-119.
- CHEN Cheng, WANG Lei, LI Xiaofeng. A high rate space-time block coding spatial modulation algorithm using constellation rotation [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2014, 48(12): 113-119.
- [17] ZHENG Lizhong, TSE D N C. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(5): 1073-1096.
- [18] LI Junqiang, LETAIEF K B, CAO Zhigang. Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(1): 41-49.
- [19] LI Yu, SUN Xu, CHEN Kangsheng. Robust beamforming algorithm to co-channel interference cancellation in space-time coded OFDM system [C] // 2006 IEEE Region 10 Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 4142408.
- [20] CHAROENYINGSOMBOON T, SULEESATHIRA R. Adaptive beamforming for co-channel interference cancellation in STC-OFDM systems [C] // 2009 WRI International Conference on Communications and Mobile Computing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 23-28.
- [21] CHANG S, SHIN M, KIM S. Joint source, channel, and space-time coding of progressive bitstream in MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(4): 2551-2565.
- [22] 洪玺, 王文杰, 殷勤业. 基于多级维纳滤波器的空时自适应信号处理及其在无线通信系统中的应用 [J]. 信号处理, 2017, 33(3): 430-436.
- HONG Xi, WANG Wenjie, YIN Qinye. Multistage wiener filter based space and time adaptive signal processing and its application in wireless communication systems [J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(3): 430-436.

(编辑 刘杨)