

基于噪声预测的单载波 MIMO 系统的频域均衡

车小林, 何 晨, 蒋铃鸽
(上海交通大学电子工程系, 上海 200240)

摘 要: 针对循环前缀采用特定序列(UW)的多输入多输出单载波频域均衡(MIMO-SCFDE)系统, 提出了基于噪声预测的频域均衡器. 在均衡器的输出端, 根据数据估计噪声和 UW 估计噪声的相关特性, 由 UW 噪声来预测和抵消数据估计中的噪声, 从而改善了系统性能. 根据迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)准则, 分别推导了 ZF 和 MMSE 噪声预测均衡器. 理论分析说明, 与传统的 MIMO 频域均衡器相比, ZF 噪声预测均衡器的输出端可以获得更低的噪声功率, MMSE 噪声预测均衡器输出端的均方误差更小. 实验仿真表明, 噪声预测的频域均衡方法与传统方法相比可以获得明显的性能增益.

关键词: MIMO; 频域均衡; 噪声预测

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2009)01-0043-05

Noise-Predictive Frequency Domain Equalization for Unique-Word Based Single-Carrier MIMO System

CHE Xiaolin, HE Chen, JIANG Lingge

(Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In this paper, a noise predictive equalization scheme is proposed for single carrier multiple input and multiple output frequency domain equalization (MIMO-SCFDE) system, which utilizes a unique word (UW) as cyclic prefix. The noise in data estimate is predicted by exploitation of the deterministic characteristic of UW and the correlation of the noise at the output of frequency domain equalizers. The predictive results are used to cancel the noises contained in the estimation of the data and enhance the system performance. Based on zero forcing (ZF) and minimum mean square error (MMSE) criteria, ZF and MMSE noise predictive equalizers are derived respectively. Theoretical analyses show that both of the proposed techniques outperform the conventional frequency domain equalizers. Simulation results have confirmed the significant performance gain they could achieve.

Key words: multiple input and multiple output (MIMO); frequency domain equalization; noise prediction

1 引言

最近几年, 由于多输入多输出(MIMO)无线通信系统与单输入单输出(SISO)系统相比可以提供更大的信道容量^[1,2], 引起了人们广泛的研究兴趣. 在频率选择性信道中, 由于符号间干扰(ISI)和多个发射天线间的干扰(MAI)同时存在, MIMO系统接收机的信道均衡非常复杂. 为了降低接收机均衡器的复杂度, 人们提出了正交频分复用(OFDM)^[3]和单载波频域均衡(SCFDE)^[4,5]技术, 二者都是通过频域信号处理, 解决了严重的ISI问题. 文献[6]对MIMO-SCFDE和MIMO-OFDM系统的性能进行了比较研究. SCFDE通过在每个数据分组前加循环前缀(CP), 使得发射信号与无线信道冲激响应的线性卷积转变为循环卷积, 接收机通过快速傅

立叶变换(FFT)把信号转换到频域, 处理完之后再经过逆快速傅立叶变换(IFFT)把信号变换到时域以检测发射数据. 与OFDM相比, SCFDE降低了发射信号的峰值平均功率比(PAR), 对频率和同步误差比较稳健; 同时, 两个系统的总计算复杂度相同.

在SCFDE系统中, 循环前缀可以使用一个已知的特定序列(文献[4]称之为Unique word, 简称为UW), 便于接收机进行同步和跟踪信道的变化, 同时也有利于实现FDE^[7]. 本文针对空间复用的MIMO-SCFDE系统, 利用UW确定已知的特性, 设计了噪声预测的均衡器. 基于迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)准则, 分别推导了ZF和MMSE噪声预测均衡器. 在频域均衡器的输出端, 由于UW已知, 可以准确地计算出UW估计值中所包含的随机噪声, 再根据数据估计噪声和UW估计噪声的相关

特性, 从所计算出的 UW 估计噪声来预测数据噪声^[8]; 预测的结果用于抵消数据估计中所包含的噪声, 从而改善了系统的性能. 理论上详尽地分析了系统性能, 推导了 ZF 噪声预测均衡器输出端的噪声功率和 MMSE 噪声预测均衡器输出端的均方误差. 结果说明, 与传统的 MIMO 频域均衡器相比, ZF 噪声预测均衡器的输出可以获得更低的噪声功率, MMSE 噪声预测均衡器输出的均方误差更小. 实验仿真表明, 与传统的频域均衡器相比, 所提出的方法可以获得明显的性能增益.

2 信号和系统模型

考虑一个 MIMO 无线通信系统, 采用 M 个发射天线和 N 个接收天线 ($N \geq M$). 发射数据符号经串/并(S/P)转换为 M 个数据流, 每个数据流进行分组, 分组长度为 P ; 然后, 第一个数据分组前和每个数据分组之后都插入一个固定已知序列 UW, 其长度为 Q . 为了避免数据分组间的干扰, 选择 Q 大于信道冲激响应的长度 L . 发射机的结构如图

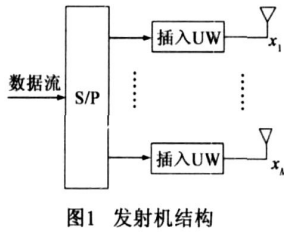


图1 发射机结构

1 所示, 每个发射天线上的数据流结构如图 2 所示.

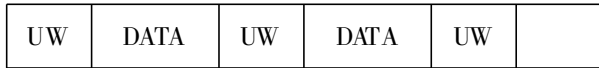


图2 每个发射天线的数据流

在一个分组周期内, 第 m 个发射天线上的数据可表示为

$$\mathbf{x}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_m \\ \mathbf{w}_m \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 \mathbf{d}_m 为 $P \times 1$ 的数据向量; \mathbf{w}_m 为 $Q \times 1$ 的 UW 向量, 记 $K = P + Q$.

在一个分组周期内, 第 k 个接收天线上接收的数据向量可以表示为

$$\mathbf{r}_k = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_{k,m} \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_k \quad (2)$$

其中 \mathbf{n}_k 为加性高斯白噪声向量, 其元素为相互独立的零均值、方差为 σ_n^2 的复高斯随机变量; $\mathbf{H}_{k,m}$ 是第 k 个接收天线到第 m 个发射天线的信道冲激响应所构成的 $K \times K$ 循环矩阵, 其第一列元素为

$$[h_{k,m}(0) \quad h_{k,m}(1) \quad \dots \quad h_{k,m}(L-1) \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T$$

由文献[4]知:

$$\mathbf{H}_{k,m} = \mathbf{F}^H \Lambda_{k,m} \mathbf{F} \quad (3)$$

其中:

$$\mathbf{F} \text{ 是维数为 } K \times K \text{ 的 FFT 矩阵 } [\mathbf{F}]_{p,q} = \frac{1}{\sqrt{K}} e^{-j\frac{2\pi(p-1)(q-1)}{K}};$$

$\Lambda_{k,m}$ 为 $K \times K$ 对角矩阵, 其对角线上的元素为信道冲激响应的傅立叶变换, 即 $[\Lambda_{k,m}]_{pp} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{k,m}(l) e^{-j\frac{2\pi(p-1)l}{K}}$.

设 $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1^T \quad \mathbf{r}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{r}_N^T]^T$, $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \quad \mathbf{x}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{x}_M^T]^T$, 则

$$\mathbf{r} = (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}^H) \Lambda (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}) \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T \quad \mathbf{n}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{n}_N^T]^T$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_{1,1} & \Lambda_{1,2} & \dots & \Lambda_{1,M} \\ \Lambda_{2,1} & \Lambda_{2,2} & \dots & \Lambda_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Lambda_{N,1} & \Lambda_{N,2} & \dots & \Lambda_{N,M} \end{bmatrix}$$

记 $\mathbf{D}_N = \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{F}$, $\mathbf{D}_M = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}$, \otimes 表示矩阵的 Kronecker 积, 则 \mathbf{D}_N 和 \mathbf{D}_M 都是酉矩阵, 并且 $\mathbf{r} = \mathbf{D}_N^H \Lambda \mathbf{D}_M \mathbf{x} + \mathbf{n}$. 此外, 每个接收天线上的信号经过 FFT 后, 得到的频域信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{D}_N \mathbf{r} = \Lambda \mathbf{D}_M \mathbf{x} + \mathbf{D}_N \mathbf{n} \quad (5)$$

信号 \mathbf{y} 通过频域均衡之后, 再经 IFFT 变换到时域, 用来检测所传输的数据. 下一节详细推导基于噪声预测的 ZF 和 MMSE 均衡器.

3 信道均衡

3.1 ZF 噪声预测均衡

图 3 所示为接收机的结构图. 各接收天线上的信号经过 FFT 之后变换到频域, 经频域均衡之后, 通过 IFFT 变换到时域进行数据检测. 通过 ZF 频域均衡之后, 所得到的信号可以表示为

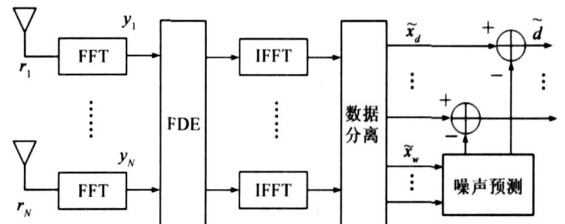


图3 接收机结构

$$\mathbf{y}_{ZF} = \Lambda^+ \mathbf{y} = \mathbf{D}_M \mathbf{x} + (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n} \quad (6)$$

该信号经 IFFT 所得到的时域信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{x} + \mathbf{D}_M^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n} \quad (7)$$

进一步, 可将 $\tilde{\mathbf{x}}_{ZF}$ 划分为两部分, 数据部分 $\tilde{\mathbf{x}}_{ZF,d}$ 和 UW 部分 $\tilde{\mathbf{x}}_{ZF,w}$, 表达式分别如下:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF,d} = \mathbf{d} + \mathbf{n}_d = \mathbf{d} + \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n} \quad (8)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF,w} = \mathbf{w} + \mathbf{n}_w = \mathbf{w} + \mathbf{D}_w^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{d} = [d_1^T \quad d_2^T \quad \dots \quad d_M^T]^T$, $\mathbf{w} = [w_1^T \quad w_2^T \quad \dots \quad w_M^T]^T$, $\mathbf{D}_d = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}_d$, $\mathbf{D}_w = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}_w$, \mathbf{F}_d 为矩阵 \mathbf{F} 的前 P 列, \mathbf{F}_w 为矩阵 \mathbf{F} 的后 Q 列; \mathbf{D}_d 和 \mathbf{D}_w 分别满足 $\mathbf{D}_d^H \mathbf{D}_d = \mathbf{I}_{MP}$ 和 $\mathbf{D}_w^H \mathbf{D}_w = \mathbf{I}_{MQ}$.

由于 \mathbf{w} 为一已知的向量, 接收机可以准确地计算

$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF, w}$ 中所包含的噪声 \mathbf{n}_w

$$\mathbf{n}_w = \tilde{\mathbf{x}}_{ZF, w} - \mathbf{w} \quad (10)$$

另外, 噪声 \mathbf{n}_d 和 \mathbf{n}_w 来自于同一噪声向 \mathbf{n} 量的线性变换, 二者之间是相关的, 互相关矩阵为

$$E[\mathbf{n}_d \mathbf{n}_w^H] = \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_w \quad (11)$$

利用这一相关特性, 可以由 \mathbf{n}_w 来预测 \mathbf{n}_d . 设线性预测的矩阵为 $\mathbf{W}_{ZF, d}$, 利用线性 MMSE 预测方法, 则

$$\mathbf{W}_{ZF, d} = \min_w E[\|\mathbf{n}_d - \mathbf{W} \mathbf{n}_w\|^2] \quad (12)$$

根据维纳滤波原理^[9], 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{ZF, d} &= E[\mathbf{n}_d \mathbf{n}_w^H] \left(E[\mathbf{n}_w \mathbf{n}_w^H] \right)^{-1} \\ &= \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_w \left[\mathbf{D}_w^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_w \right]^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

则, 噪声 \mathbf{n}_d 的预测值为

$$\tilde{\mathbf{n}}_d = \mathbf{W}_{ZF, d} \mathbf{d}_w \quad (14)$$

它可以用来抵消数据估计 $\tilde{\mathbf{d}}_{ZF}$ 中的噪声 \mathbf{n}_d , 得

$$\tilde{\mathbf{d}}_{ZF} = \tilde{\mathbf{x}}_{ZF, d} - \tilde{\mathbf{n}}_d \quad (15)$$

最后, 用所得的结果 $\tilde{\mathbf{d}}_{ZF}$ 来检测发射数据 \mathbf{d} .

3.2 MMSE 噪声预测均衡

当频域均衡采用 MMSE 均衡器时, 均衡之后的频域信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{MMSE} = \left[\Lambda^H \Lambda + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} \mathbf{I}_{MN} \right]^{-1} \Lambda^H \mathbf{y} \quad (16)$$

该信号过 IFFT 变换到时域, 所得的信号为:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{D}_M^H \mathbf{y}_{MMSE} = \mathbf{D}_M^H \left[\Lambda^H \Lambda + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} \mathbf{I}_{MN} \right]^{-1} \Lambda^H \mathbf{y} \quad (17)$$

其中 σ_d^2 为数据信号的功率. 为了分析简单起见, 将数据信号的功率归一化为单位 1, 即 $\sigma_d^2 = 1$. 此时, $\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE}$ 的估计误差为:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} - \mathbf{x} = \mathbf{D}_M^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} (-\sigma_n^2 \mathbf{D}_M \mathbf{x} + \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n}) \quad (18)$$

其中 $\mathbf{R}_\Lambda = \Lambda^H \Lambda + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{MN}$. 同样, 可将式(17)的 $\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE}$ 划分为数据部分 $\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE, d}$ 和 UW 部分 $\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE, w}$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE, d} = \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \Lambda^H \mathbf{y} \quad (19)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE, w} = \mathbf{D}_w^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \Lambda^H \mathbf{y} \quad (20)$$

式(19)中, 数据的估计误差为

$$\boldsymbol{\varepsilon}_d = \tilde{\mathbf{x}}_{MMSE, d} - \mathbf{d} = \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} (-\sigma_n^2 \mathbf{D}_M \mathbf{x} + \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n}) \quad (21)$$

式(20)中, UW 的估计误差为

$$\boldsymbol{\varepsilon}_w = \tilde{\mathbf{x}}_{MMSE, w} - \mathbf{w} = \mathbf{D}_w^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} (-\sigma_n^2 \mathbf{D}_M \mathbf{x} + \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n}) \quad (22)$$

由于 \mathbf{w} 已知, 可以根据上式准确地估计 $\boldsymbol{\varepsilon}_w$. 同样由于 $\boldsymbol{\varepsilon}_w$ 和 $\boldsymbol{\varepsilon}_d$ 是相关的, 可以用 $\boldsymbol{\varepsilon}_w$ 预测 $\boldsymbol{\varepsilon}_d$. 考虑 MMSE 线性预测, 设 $\mathbf{W}_{MMSE, d}$ 为线性预测矩阵, 则

$$\mathbf{W}_{MMSE, d} = \min_w E[\|\boldsymbol{\varepsilon}_d - \mathbf{W} \boldsymbol{\varepsilon}_w\|^2] \quad (23)$$

根据维纳滤波理论^[9], 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{MMSE, d} &= E[\boldsymbol{\varepsilon}_d \boldsymbol{\varepsilon}_w^H] \left(E[\boldsymbol{\varepsilon}_w \boldsymbol{\varepsilon}_w^H] \right)^{-1} \\ &= \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_w \left(\mathbf{D}_w^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_w \right)^{-1} \end{aligned} \quad (24)$$

则, 数据误差的预测值为

$$\tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}_d = \mathbf{W}_{MMSE, d} \boldsymbol{\varepsilon}_w \quad (25)$$

可用来抵消数据估计 $\tilde{\mathbf{d}}_{MMSE}$ 中误差 $\boldsymbol{\varepsilon}_d$, 得

$$\tilde{\mathbf{d}}_{MMSE} = \tilde{\mathbf{x}}_{MMSE, d} - \tilde{\boldsymbol{\varepsilon}}_d \quad (26)$$

再利用 $\tilde{\mathbf{d}}_{MMSE}$ 来检测所传输的数据 \mathbf{d} .

4 性能分析

这一节通过比较数据估计中的噪声或误差功率的大小, 在理论上分析传统的频域均衡器与所提出的基于噪声预测的均衡器的性能.

4.1 ZF 均衡器的性能

由式(8)知, 传统 ZF 频域均衡器中数据估计噪声为

$$\mathbf{n}_d = \tilde{\mathbf{x}}_{ZF, d} - \mathbf{d} = \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n} \quad (27)$$

其自相关矩阵是

$$\mathbf{R}_n = E[\mathbf{n}_d \mathbf{n}_d^H] = \sigma_n^2 \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_d \quad (28)$$

记 \mathbf{R}_n 的对角线元素为 $\sigma_{n_d(i)}^2$ ($i = 1, 2, \dots, PM$), 则 $\sigma_{n_d(i)}^2$ 为噪声向量 \mathbf{n}_d 的第 i 个元素 $n_d(i)$ 的方差.

对于噪声预测的 ZF 均衡器, 数据估计的噪声为

$$\begin{aligned} \mathbf{n}_{dp} &= \tilde{\mathbf{d}}_{ZF} - \mathbf{d} \\ &= \mathbf{n}_d - \tilde{\mathbf{n}}_d \\ &= \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n} - \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \\ &\quad \cdot \mathbf{D}_w \left[\mathbf{D}_w^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_w \right]^{-1} \\ &\quad \cdot \mathbf{D}_w^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n} \end{aligned} \quad (29)$$

其自相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{n_{dp}} &= E[\mathbf{n}_{dp} \mathbf{n}_{dp}^H] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_d - \mathbf{A} \\ &= \mathbf{R}_n - \mathbf{A} \end{aligned} \quad (30)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \sigma_n^2 \mathbf{D}_d^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_w \\ &\quad \cdot \left[\mathbf{D}_w^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_w \right]^{-1} \mathbf{D}_w^H (\Lambda^H \Lambda)^{-1} \mathbf{D}_d \end{aligned} \quad (31)$$

设 \mathbf{A} 的对角线元素分别为 a_{ii} ($i = 1, 2, \dots, PM$). 由于 \mathbf{A} 为共轭对称矩阵, a_{ii} 均大于或等于 0 则 \mathbf{n}_{dp} 的第 i 个元素 $n_{dp}(i)$ 的方差为

$$\sigma_{n_{dp}(i)}^2 = \sigma_{n_d(i)}^2 - a_{ii} \leq \sigma_{n_d(i)}^2 \quad (32)$$

可见基于噪声预测的 ZF 频域信道均衡的数据估计中噪声的功率小于传统 ZF 频域均衡输出噪声的功率, 因此, 会改善系统性能, 下一节的仿真通过实验也验证了系统 BER 性能的提高.

4.2 MMSE 均衡器的性能

对于传统的 MIMO-SCFDE 系统的 MMSE 频域均衡, 数据估计误差如式(21)所示. 其自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_{\boldsymbol{\varepsilon}_d} = \sigma_n^2 \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_d \quad (33)$$

$\mathbf{R}_{\boldsymbol{\varepsilon}_d}$ 对角线元素记为 $\sigma_{\boldsymbol{\varepsilon}_d(i)}^2$ ($i = 1, 2, \dots, PM$).

在噪声预测的 MMSE 频域均衡器中, 最终数据估计的误差为

$$\begin{aligned} \epsilon_{dp} &= \tilde{d}_{MMSE} - d \\ &= \epsilon_d - \tilde{\epsilon}_d \\ &= \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} (-\sigma_n^2 \mathbf{D}_M \mathbf{x} + \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n}) \\ &\quad - \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_w (\mathbf{D}_w^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_w)^{-1} \\ &\quad \cdot \mathbf{D}_w^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_w (-\sigma_n^2 \mathbf{D}_M \mathbf{x} + \Lambda^H \mathbf{D}_N \mathbf{n}) \end{aligned} \quad (34)$$

其自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_{\epsilon_p} = E[\epsilon_{dp} \epsilon_{dp}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_d - \mathbf{B} \quad (35)$$

其中

$$\mathbf{B} = \sigma_n^2 \mathbf{D}_d^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_w [\mathbf{D}_w^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_w]^{-1} \mathbf{D}_w^H \mathbf{R}_\Lambda^{-1} \mathbf{D}_d \quad (36)$$

设 \mathbf{B} 的对角线元素分别为 b_{ii} ($i = 1, 2, \dots, PM$). 由于 \mathbf{B} 为共轭对称矩阵, b_{ii} 均大于或等于 0. 则 ϵ_{dp} 的第 i 个元素 $\epsilon_{dp}(i)$ 的方差为

$$\sigma_{\epsilon_p}^2(i) = \sigma_{\epsilon_d}^2(i) - b_{ii} \leq \sigma_{\epsilon_d}^2(i) \quad (37)$$

因此, 基于噪声预测的 MMSE 均衡器的估计均方误差 (MSE) 低于传统频域均衡器的估计 MSE, 改善了系统性能.

5 仿真结果

为了研究所提出的均衡方法的性能, 考虑 1×1 、 2×2 和 4×4 的 MIMO 通信系统. 设信道为瑞利衰落多径信道, 信道冲激响应的长度为 11; 各条路径的功率分别为 $\alpha \exp(-l/10)$ ($l = 0, 1, \dots, 10$), α 为归一化系数, 使得各条路径的功率之和为 1; 不同发射天线和接收天线对之间的路径相互独立; 接收机完全已知信道信息. 发射分组中插入的 UW 长度为 12, 数据向量长度为 52, 则 FFT 的维数为 64. 发射符号采用 8PSK 调制方式.

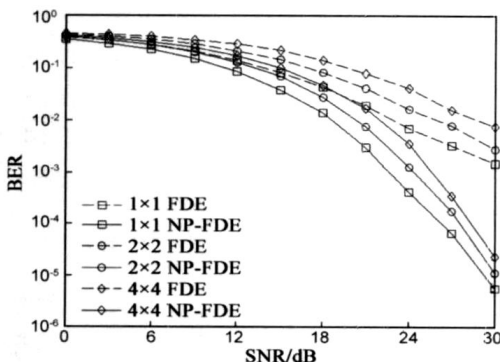


图4 ZF频域均衡器的性能

图 4 和图 5 分别给出了 ZF 和 MMSE 频域均衡器的 BER 性能. 从图中可以看出, 本文所提出的基于噪声预测的频域均衡器 (图中用 NP-FDE 表示) 的性能明显好于传统的频域均衡器 (图中用 FDE 表示) 的性能. 这是因为, 通过噪声预测和抵消, 使得数据信号估计的噪声功率或均方误差减小了, 从而提高了系统的性能. 在

1×1 的系统中, 由于没有发射天线间的干扰, 系统的性能最好, 但它所能提供的信道容量较低. 2×2 和 4×4 系统中, 由于多个数据流同时发送, 多个发射天线间的干扰使得系统性能下降, 然而通过噪声预测, 系统的性能仍可得到改善. 在 ZF 均衡器中, BER 为 10^{-3} 时, 三种 MIMO 天线配置下, 与传统的频域均衡器相比, 基于噪声预测的均衡器可以获得大约 6dB 的增益, 并且信噪比较高时, 系统性能增益更加明显. 在 MMSE 均衡器中, BER 为 10^{-3} 时, 每种 MIMO 天线配置的系统均可获得大约 2dB 性能增益.

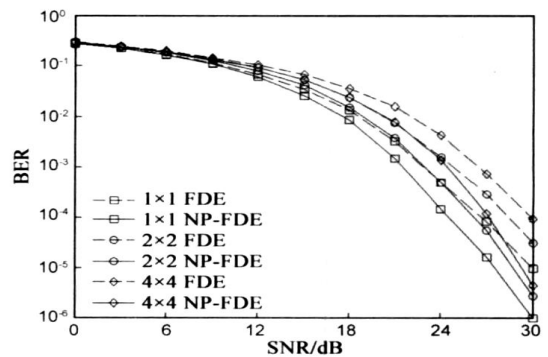


图5 MMSE频域均衡器的性能

6 结论

针对空间复用的 MIMO-SCFDE 系统, 利用数据分组中插入的循环前缀已知的特性, 提出了一种基于噪声预测的均衡器设计方法, 详细地推导了 ZF 和 MMSE 噪声预测均衡器. 通过理论分析证明了所提出的接收机的输出数据估计的噪声功率或误差 MSE 要低于传统的频域均衡器. 实验仿真表明, 与传统的频域均衡器, 所提出 ZF 和 MMSE 噪声预测的频域均衡方法可以获得明显的信噪比增益.

参考文献:

- [1] G J Foschini, M J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Pers. Commun, 1998, 6(3): 311-335.
- [2] E T Telatar. Capacity of multi antenna Gaussian channels [J]. European Trans. Telecom, 1999, 10(6): 585-595.
- [3] R van Nee, R Prasad. OFDM for Wireless Multimedia Communications (First edition) [M]. Boston, MA: Artech House, 2000.
- [4] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamir Seeyar A, et al. Frequency domain equalization for single carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Commun. Mag., 2002, 40(4): 58-66.
- [5] J Coon, J Siew, M Beach, et al. A comparison of MIMO-OFDM and MIMO-SCFDE in WLAN environments [A]. In Proc. Global Telecommunications Conf. [C]. San Francisco: IEEE, 2003. 3296-3301.

- [6] Justin Coon, Simon Armour, Mark Beach, et al. Adaptive frequency domain equalization for single carrier multiple input multiple output wireless transmissions[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8): 3247- 3256.
- [7] Deneire L, Gyselinckx B, Engels M. Training sequence versus cyclic prefix a new look on single carrier communication[J]. IEEE Communication Letters, 2001, 5(7): 292- 294.
- [8] Deric W Waters, John R Barry. Noise predictive decision feedback detection for multiple input multiple output channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(5): 1852- 1859.
- [9] S Haykin. Adaptive Filter Theory(Fourth edition) [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2002.

作者简介:



车小林 男, 1978 年 4 月生于陕西兴平, 上海交通大学电子工程系博士生, 主要研究方向为 MIMO 无线通信系统的空时信号处理.

E-mail: chexiaolin@sjtu.edu.cn



何 晨 男, 1952 年 5 月生于江苏南京, 工学博士, 上海交通大学教授, 博士生导师, 上海交通大学现代通信研究所副所长, 主要研究方向为新一代无线通信系统理论与关键技术、通信信号处理、数字信息隐藏与网络安全.

E-mail: chenhe@sjtu.edu.cn