



FTN 系统中一种改进的 MMSE-NP-RISIC 均衡算法

杨 路, 黄俊汐, 李 渊

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 超奈奎斯特信号传输能在不降低系统可靠性的情况下提高系统的有效性, 但会带来严重的码间干扰, 对系统的均衡性能产生影响。基于 MMSE-NP-RISIC 的单载波均衡方法虽然可以在一定程度上降低信道噪声和残留的符号间干扰, 但其存在误差传递问题, 导致均衡精度下降。为此, 提出一种基于迭代思想的 MMSE-NP-RISIC 均衡算法, 通过考虑判决误差来迭代更新噪声预测器系数和 RISI 滤波器系数, 以改善误差传递现象并减小信道噪声与残留符号间干扰对系统性能的影响。仿真结果表明, 相对于非迭代 MMSE-NP-RISIC 算法, 该算法的误码率较低, 系统均衡性能较高。

关键词: 超奈奎斯特理论; 均衡性能; 码间干扰; 迭代; 误码率

开放科学(资源服务)标志码(OSID):



中文引用格式: 杨路, 黄俊汐, 李渊. FTN 系统中一种改进的 MMSE-NP-RISIC 均衡算法[J]. 计算机工程, 2020, 46(7): 216-221.

英文引用格式: YANG Lu, HUANG Junxi, LI Yuan. An improved MMSE-NP-RISIC equalization algorithm in FTN system[J]. Computer Engineering, 2020, 46(7): 216-221.

An Improved MMSE-NP-RISIC Equalization Algorithm in FTN System

YANG Lu, HUANG Junxi, LI Yuan

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

[Abstract] Faster-Than-Nyquist (FTN) signaling can improve the system effectiveness without reducing the system reliability, but it will bring serious inter-symbol interference and have a serious impact on the equalization performance of the system. Although the single carrier equalization method based on MMSE-NP-RISIC can reduce the channel noise and residual symbol interference to some extent, it has the problem of error transfer, which leads to the decrease of equalization accuracy. To address the problem, this paper proposes an iterative MMSE-NP-RISIC equalization algorithm, which considers the decision error to iteratively update the coefficients of the predictor and RISI filter. Thus error transmission can be relieved and the influence of channel noise and residual inter-symbol interference on the system performance can be reduced. Simulation results show that compared with non-iterative MMSE-NP-RISIC equalization algorithms, the proposed algorithm decreases the Bit Error Rate (BER) while the system equalization performance is improved.

[Key words] Faster-Than-Nyquist (FTN) theory; equalization performance; inter-symbol interference; iteration; Bit Error Rate (BER)

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0055735

0 概述

随着移动通信技术的快速发展, 用户对无线传输速率的需求不断提升。在传统通信系统中, 可以通过增加码元状态数来提高通信系统的有效性, 但是该方法会降低系统的可靠性, 因此, 如何打破奈奎

斯特(Nyquist)第一准则从而获得更高的码元传输速率同时确保通信系统的可靠性, 引起了学者们的广泛关注。

文献[1]提出了超奈奎斯特(Faster-Than-Nyquist, FTN)理论, 并证明了在理想的高斯信道下, 信号以超过奈奎斯特传输速率的 25% 进行传输时, 信号之

基金项目: 重庆市基础研究与前沿探索专项(cstc2018jcyjAX0302)。

作者简介: 杨 路(1969—), 女, 高级工程师、硕士, 主研方向为通信路由协议及交换技术; 黄俊汐、李 渊, 硕士研究生。

收稿日期: 2019-08-14 修回日期: 2019-09-21 E-mail: huangjunxihjx@163.com

间的最小欧氏距离以及误码性能将保持不变^[2]。FTN 通过压缩符号传输周期来提高信道容量,从而得到了更高的频谱利用率^[3],但是其不可避免地引入了符号间的干扰。为解决该问题,文献[4]提出一种低复杂度的 M-BCJR 算法,该算法通过减少网格搜索从而降低复杂度,但是在真实的多径衰落信道下其实现存在难度。

文献[5]提出一种基于矩阵运算的均衡方案,其通过提取干扰矩阵,利用逆矩阵和判决反馈均衡消除 FTN 引入的符号间干扰。为了实现低复杂度的信道均衡,文献[6]将频域均衡器引入到 FTN 系统中,当 FTN 引入的符号间干扰较大时,频域均衡方案能够接收大量的信息并进行处理。文献[7]提出一种多层叠加传输的 FTN 系统,其提高了系统检测精度并消除了 FTN 干扰。文献[8]提出一种基于级联均衡的 FTN 传输方案,该方案通过2个级联的均衡器来分别消除 FTN 引入的 ISI 和信道产生的 ISI^[9]。此外,文献[10]提出一种重叠频域均衡的 FTN 均衡方法,该方法补偿了频带限制滤波器产生的符号间干扰以及由频率选择性衰落信道带来的干扰。文献[11]采用 Forney 观测模型提出一种低复杂度的 RC-IBDFE 均衡算法,其简化了滤波器的设计。为了降低信道噪声和残留符号间的干扰,文献[12]将基于噪声预测^[13]的均衡方案和基于 MMSE-RISIC^[14]的均衡方案相结合,提出一种 MMSE-NP-RISIC 均衡方法,该方法有效降低了信道噪声和残留符号间的干扰,但是其存在误差传递的问题。

FTN 系统额外地引入了符号间的干扰和有色噪声^[15],使得 MMSE-NP-RISIC 均衡算法的误差传递问题更为严重,为此,本文提出一种基于迭代

思想的均衡算法。考虑判决误差并分别计算噪声预测器系数和 RISI 滤波器系数,通过每一次的迭代使滤波器系数更为精确,从而更好地消除信道噪声和残留符号干扰,提高判决后符号的准确率。在不同的压缩因子情况下,将非迭代的 MMSE-NP-RISIC、FDE-FDDF 和本文方法在高斯信道以及 SUI-5 信道下的误码率进行对比,以验证本文方法的性能。

1 FTN 系统模型

在 FTN 系统中进行数据传输时,传输符号之间的间隔 $T_0 < T_s$,其中, T_s 为正交传输时的奈奎斯特符号间隔。在发送端,发送符号可表示为:

$$q(t) = \sqrt{E_s} \sum_k x_k \cdot g(t - k\tau T_s) \quad (1)$$

其中, $q(t)$ 为系统发送信号, $\sqrt{E_s}$ 代表符号能量, τ 为压缩因子,其决定 FTN 传输系统中的符号间隔 τT_s , $0 < \tau \leq 1$ 。

当压缩因子 $\tau = 1$ 时,系统为正交奈奎斯特传输,系统采样为 T_s 的整数倍时系统不会产生 ISI;当 $0 < \tau < 1$ 时,系统是符号间隔为 τT_s 的 FTN 传输系统。相比于正交奈奎斯特传输系统,FTN 传输系统拥有更高的传输速率。然而,非正交传输的 FTN 系统使得符号之间发生重叠,从而引入了符号间干扰。

FTN 传输系统结构如图 1 所示,在发送端信号首先进行信道编码,经过调制后插入 UW 序列,然后经过 FTN 调制得到符号间隔为 τT_s 的 FTN 信号,最终传输信号通过多径信道完成 FTN 传输。在接收机中,信号首先通过匹配滤波器,然后对滤波后的信号进行下采样,将采样后的符号送入频域均衡器以及译码器从而恢复原始信号。

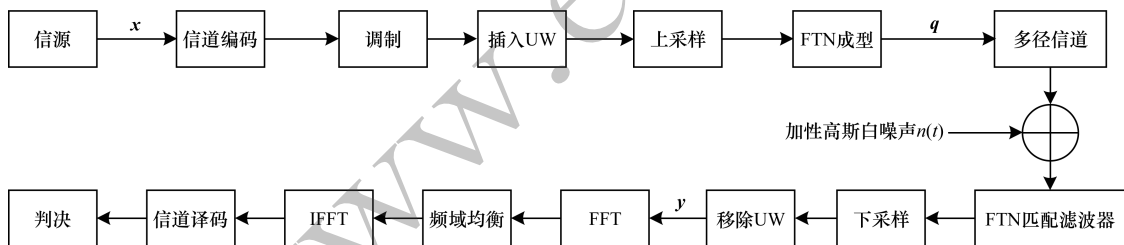


图 1 FTN 传输系统结构

Fig. 1 FTN transmission system structure

发送信号向量 q 表示为:

$$q = G_r x \quad (2)$$

其中, G_r 为 FTN 所引入的干扰矩阵,其为 $N \times N$ 维的循环矩阵^[16],主对角线上的值为 g_0 ,第一行的值为 $[g_0, g_1, \dots, g_{N-1}]$, g_i 为 FTN 传输过程中引入的符号间干扰。

信号经过含高斯噪声的多径信道后到达接收端,然后经过匹配滤波器得到信号 y :

$$y = G_r h_c G_r x + G_r n \quad (3)$$

其中, $y = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$, n 是加性高斯白噪声, G_r 表示匹配滤波器矩阵, h_c 为多径信道引入的 ISI 矩阵,且为循环矩阵,其主对角线上的值为 h_0 ,第一列的元素为 $[h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0]^T$ 。从式(3)可以看出,系统经过匹配滤波器后引入了有色噪声。

由于循环矩阵可以对角化,则 $h_c = F^H H_c F$, $G_r = F^H H_r F$, $G_r = F^H H_r F$,其中, H_c 、 H_r 和 H_r 均为 $N \times N$ 维的对角矩阵, F 表示傅里叶变换矩阵,其元素值为:

$$F(n, k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j2\pi \frac{(k-1)(n-1)}{N}\right)$$

为了方便分析, $G_r h_c G_t$ 可以表示为以下形式:

$$G_r h_c G_t = F^H H_r F F^H H_c F F^H H_a F = F^H H_r H_c H_a F = F^H H_a F \quad (4)$$

则接收信号的频域表现形式为 $Y = H_a X + H_r N$, 其中, Y 、 H_a 、 X 、 H_r 、 N 都是其时域对应的傅里叶变换。

2 MMSE-NP-RISIC 均衡算法

MMSE-NP-RISIC 均衡算法可以降低信道噪声和符号间残留的干扰对系统性能的影响, MMSE-NP-RISIC 算法结构如图 2 所示。

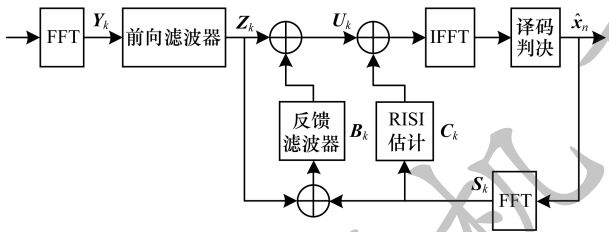


图 2 MMSE-NP-RISIC 算法结构

Fig. 2 Structure of the MMSE-NP-RISIC algorithm

在 NP 部分的输出 U_k 可以表示为:

$$U_k = Z_k - B_k (Z_k - S_k) \quad (5)$$

为了方便分析, 将数据信号的功率归一化为单位 1, 即 $\sigma_x^2 = 1$, 并假设 $S_k = X_k$, 则 NP 部分的检测误差为:

$$E_k = U_k - X_k = Z_k - B_k (Z_k - X_k) - X_k = (I_{n_R} - B_k) (W_k H_{ak} - I_{n_R}) X_k + (I_{n_R} - B_k) W_k H_{rk} N_k \quad (6)$$

则前向滤波器系数 W_k 和反向滤波器系数 B_k 可以通过最小化 MSE 获得:

$$J_{\text{mse}} = \text{tr}\{E\{e_n e_n^H\}\} = \text{tr}\left\{\frac{1}{N} E\left\{\sum_{k=1}^N E_k E_k^H\right\}\right\} \quad (7)$$

对 W_k 求导置 0 可得:

$$W_k = \frac{H_{ak}^H}{|H_{ak}|^2 + |H_{rk}|^2 \sigma_n^2} \quad (8)$$

为了避免删除有用信号, 给出如下限定条件:

$$\sum_{k=1}^N B_k = 0 \quad (9)$$

将 W_k 代入式 (7) 并对 B_k 求导置 0, 可得:

$$B_k = I_{n_R} - N \left(|H_{ak}|^2 + |H_{rk}|^2 \sigma_n^2 \right)^{-1} \left[\sum_{m=1}^N (|H_{am}|^2 + |H_{rm}|^2 \sigma_n^2) \right]^{-1} \quad (10)$$

通过 MMSE-RISIC 去消除 NP 部分输出信号的残留符号间干扰, 其输入 U_k 为:

$$U_k = Z_k - B_k (Z_k - X_k) = X_k + (I_{n_R} - B_k) \cdot (W_k H_{ak} - I_{n_R}) X_k + (I_{n_R} - B_k) W_k H_{rk} N_k = X_k + \hat{\delta} + \hat{N}_k \quad (11)$$

其中:

$$\hat{\delta} = (I_{n_R} - B_k) (W_k H_{ak} - I_{n_R}) X_k \quad (12)$$

则滤波器 C_k 为:

$$C_k = (I_{n_R} - B_k) (W_k H_{ak} - I_{n_R}) \quad (13)$$

3 迭代 MMSE-NP-RISIC 均衡算法

MMSE-NP-RISIC 算法可以有效降低信道噪声和残留的符号间干扰, 但是其存在误差传递的问题, 而 FTN 系统额外地引入了符号间干扰和有色噪声, 这将对系统均衡性能产生较大影响。因此, 本文提出一种迭代的 MMSE-NP-RISIC 均衡算法。通过考虑判决误差并进行迭代来更新可靠度系数 $\rho^{(i)}$ 以及平均信号能量 $\beta^{(i)}$, 从而使滤波器系数 C_k 和 R_k 更为精确, 更好地消除信道噪声与残留的符号干扰所带来的不利影响, 使得每一次迭代后的符号相比前一次迭代后的符号更加接近原始符号。图 3 所示为迭代 MMSE-NP-RISIC 均衡算法结构。

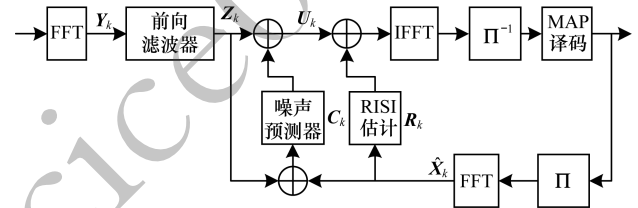


图 3 迭代 MMSE-NP-RISIC 均衡算法结构

Fig. 3 Structure of the iterative MMSE-NP-RISIC equalization algorithm

在 MMSE-NP-RISIC 均衡算法中, 系统采用软信息进行迭代, 前向滤波器系数 W_k 不变, 更新噪声预测器 C_k 和 RISI 滤波器 R_k 。下文详细推导迭代的噪声预测器系数 C_k 和 RISI 系数 R_k , 进行迭代的最优系数用最小均方误差准则进行推导。MMSE-NP-RISIC 算法在推导滤波器系数 C_k 时, 假设系统是无判决误差的, 本文将在有误差的情况下进行系数推导。在第 i 次迭代时, 噪声预测的频域的均衡输出为:

$$U_k = Z_k - C_k^{(i)} (Z_k - \hat{X}_k^{(i-1)}) = (I_{n_R} - C_k^{(i)}) W_k H_{ak} X_k + (I_{n_R} - C_k^{(i)}) W_k H_{rk} N_k + C_k^{(i)} \hat{X}_k^{(i-1)} \quad (14)$$

则 NP 部分的检测误差为:

$$E_k = U_k - X_k = (I_{n_R} - C_k^{(i)}) W_k H_{ak} X_k + (I_{n_R} - C_k^{(i)}) W_k H_{rk} N_k + C_k^{(i)} \hat{X}_k^{(i-1)} - X_k \quad (15)$$

每次迭代的最小均方误差可以表示为:

$$J_{\text{mse}} = \text{tr}\{\mathbf{E}\{\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H\}\} = \text{tr}\left\{\frac{1}{N} \mathbf{E}\left\{\sum_{k=1}^N \mathbf{E}_k \mathbf{E}_k^H\right\}\right\} \quad (16)$$

为了避免删除有用信号, 给出如下限定条件:

$$\sum_{k=1}^N \mathbf{C}_k = 0 \quad (17)$$

将 J_{mse} 化简并对 \mathbf{C}_k 求导置 0, 可求得系数 \mathbf{C}_k 为:

$$\mathbf{C}_k^{(i)} = \frac{\rho^{(i)} |\mathbf{H}_{rk}|^2 \sigma_n^2 - \varphi \boldsymbol{\eta}}{(1 - 2\rho^{(i)}) |\mathbf{H}_{ak}|^2 + \beta^{(i)} \boldsymbol{\eta}} \quad (18)$$

其中:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\eta} &= |\mathbf{H}_{ak}|^2 + |\mathbf{H}_{rk}|^2 \sigma_n^2 \\ \varphi &= \rho^{(i)} \sigma_n^2 \frac{\sum_{l=0}^{N-1} |\mathbf{H}_{rl}|^2}{\sum_{l=0}^{N-1} (|\mathbf{H}_{al}|^2 + |\mathbf{H}_{rl}|^2 \sigma_n^2)} \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\rho^{(i)} = \mathbf{E}(x \hat{x}^{(i-1)})$ 为可靠度^[17], $\beta^{(i)} = \frac{1}{N} \cdot$

$\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{x}_k^{(i-1)}|^2$ 为第 $i-1$ 次判决的平均信号能量。

信号在经过噪声预测器 \mathbf{C}_k 后仍然残留有 ISI, 因此, 本文利用 RISI 滤波器对残留的 ISI 进行消除。

RISI 部分的输入向量 $\mathbf{U}_k^{(i)}$ 为:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_k &= \mathbf{Z}_k - \mathbf{C}_k^{(i)} (\mathbf{Z}_k - \hat{\mathbf{X}}_k^{(i-1)}) = \\ &= \mathbf{X}_k + \mathbf{H}_{rk} \sigma_n^2 (\mathbf{C}_k^{(i)} - \mathbf{I}_{n_R}) \boldsymbol{\eta}^{-1} \mathbf{X}_k + \\ &= |\mathbf{H}_{rk}|^2 (\mathbf{I}_{n_R} - \mathbf{C}_k^{(i)}) \boldsymbol{\eta}^{-1} \mathbf{N}_k = \mathbf{X}_k + \hat{\boldsymbol{\delta}} + \hat{\mathbf{N}}_k \end{aligned} \quad (20)$$

其中:

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\delta}} &= \mathbf{H}_{rk} \sigma_n^2 (\mathbf{C}_k^{(i)} - \mathbf{I}_{n_R}) \boldsymbol{\eta}^{-1} \mathbf{X}_k \\ \hat{\mathbf{N}}_k &= |\mathbf{H}_{rk}|^2 (\mathbf{I}_{n_R} - \mathbf{C}_k^{(i)}) \boldsymbol{\eta}^{-1} \mathbf{N}_k \end{aligned} \quad (21)$$

滤波器 \mathbf{R}_k 的估计系数为:

$$\mathbf{R}_k^{(i)} = \mathbf{H}_{rk} \sigma_n^2 (\mathbf{C}_k^{(i)} - \mathbf{I}_{n_R}) \boldsymbol{\eta}^{-1} \quad (22)$$

在求得每次迭代的噪声系数 \mathbf{C}_k 和 RISI 系数 \mathbf{R}_k 后, 第 i 次迭代译码器的输入为:

$$\tilde{s}^{(i)} = \gamma x + \xi^{(i)} \quad (23)$$

其中:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{W}_k \mathbf{H}_{ak} \\ \mathbf{E}(|\xi^{(i)}|^2) &= (1 - \gamma)^2 + \frac{\sigma_n^2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (\mathbf{C}_k^{(i)})^2 \mathbf{W}_k^2 \end{aligned} \quad (24)$$

反馈可靠度为^[18]:

$$\begin{aligned} \rho_m &= \mathbf{E}(\hat{x}_m x_m^H) = \mathbf{E}(\mathbf{E}(x_m) x_m^H) = \\ &= \mathbf{E}(x_m) \mathbf{E}(x_m^H) = |\hat{x}_m|^2 \\ \rho &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \rho_m \end{aligned} \quad (25)$$

从上述公式可以看出, 本文提出的迭代均衡算

法通过考虑判决符号的误差来迭代更新噪声预测器 \mathbf{C}_k 和滤波器 \mathbf{R}_k , 相比于非迭代的 MMSE-NP-RISIC 算法, 其在一定程度上减少了误差传递现象。

4 仿真结果与分析

在高斯信道和 SUI-5 信道^[18]下分别验证本文方法的系统误码率 (BER) 性能, 以滚降因子 $\alpha = 0.5$ 和 $\alpha = 0.4$ 的 RC 滤波器 ($g(t)$) 为 FTN 传输过程中的成型脉冲滤波器, 其表达式如下:

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t T_s)}{\pi t T_s} \cdot \frac{\cos(\alpha \pi t T_s)}{1 - 2(\pi t T_s)^2} \quad (26)$$

表 1 所示为 FTN 系统传输过程中 $\alpha = 0.5$ 时引入的符号间干扰参数, 通过分析表 1 可以看出, 当压缩因子 $\tau = 0.90$ 时, 当前符号受到前后 2 个符号的干扰, 并且随着 τ 值的不断减小, FTN 系统引入的符号间干扰逐渐增强。

表 1 FTN 系统引入的符号间干扰参数
Table 1 Inter-symbol interference parameters introduced by FTN system

τ 值	FTN 参数
1.00	1
0.90	-0.441, 0.090, 1, 0.090, -0.441
0.85	0.019 1, -0.066, 0.143, 1, 0.143, -0.066 1, 0.019 1
0.80	0.021 4, -0.098, 0.201, 1, 0.201, -0.098, 0.021 4
0.75	0.022 7, -0.120, 0.263, 1, 0.263, -0.120 1, 0.022 7

系统采用码率为 1/2 的卷积码, 其产生的多项式为 (133, 171), 编码符号随机交织并映射为 BPSK 符号。数据块长度 K 为 512, 其中, 插入的训练序列 UW 是长度为 32 的 Fran-Zadoff 序列^[19]。假设系统具有理想的信道估计和同步, 随着迭代次数的不断增加, 系统性能增益不明显, 因此, 本文设定迭代次数为 3 次。对比本文系统在 SUI-5 信道下分别采用频域判决反馈的迭代频域均衡 (FDE-FDDF)^[16] 以及非迭代的 MMSE-NP-RISIC 均衡时的性能。

图 4 所示为 $\alpha = 0.5$ 时高斯信道下 FTN 传输误码率情况, 此时 ISI 仅由 FTN 引起。从图 4 可以看出, $\tau = 0.90$ 情况下本文方法在 SNR = 4.5 dB 时误码率达到 10^{-5} , 相比于非迭代的 MMSE-NP-RISIC 方法约有 0.8 dB 的增益, 相比于 FDE-FDDF 方法约有 1.6 dB 的增益。当 $\tau = 0.80$ 时, 由于 τ 的减小导致系统引入了更加严重的符号间干扰, 本文方法在 SNR = 6.6 dB 时误码率达到 10^{-5} , 而非迭代的 MMSE-NP-RISIC 以及 FDE-FDDF 则分别在 SNR = 7.4 dB 和 SNR = 8.1 dB 时误码率才能达到 10^{-5} 。此外可以看出, $\tau = 0.75$ 时本文方法与 $\tau = 0.80$ 时 FDE-FDDF 方法具有相近的误码率性能。

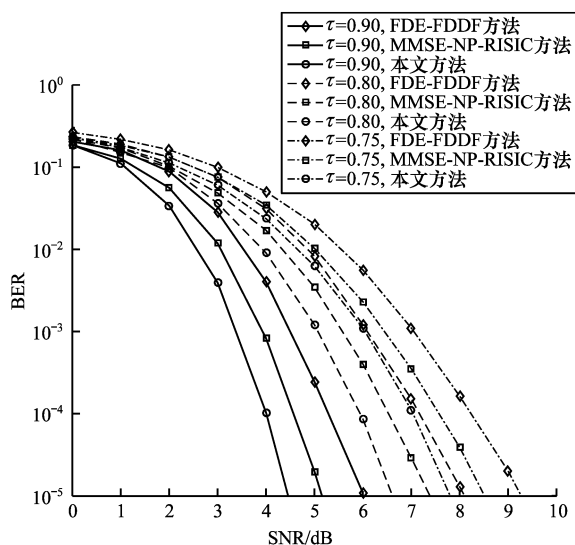


图 4 $\alpha = 0.5$ 时高斯信道下 3 种均衡方法的误码率对比
Fig. 4 Bit error rate comparison of three equalization methods in Gaussian channel when $\alpha = 0.5$

图 5 所示为 $\alpha = 0.5$ 时 SUI-5 信道下系统传输的误码率情况,此时系统 ISI 由 FTN 与信道同时引入,当 $\tau = 1$ 时即为 Nyquist 传输。从图 5 可以看出,本文方法相比于非迭代的 MMSE-NP-RISIC 方法约有 1 dB 的增益,这是由于非迭代的 MMSE-NP-RISIC 方法假设判决后的符号与发送符号相一致,导致了误差传递问题,而本文方法通过考虑判决符号的误差来更新滤波器系数,从而在一定程度上减小了误差传递,同时通过每一次的迭代来进一步消除由噪声和残留符号间干扰对系统性能带来的不利影响。相比于 FDE-FDDF 方法,本文方法约有 1.8 dB 的增益,2 种方法同为迭代方法,但是本文方法同时考虑了信道的噪声干扰和残留的符号间干扰,因此,其相比于 FDE-FDDF 方法具有更好的误码率性能。当 $\tau = 0.85$ 时为 FTN 传输,此时系统将额外引入符号间干扰和有色噪声干扰,从图 5 可以看出,本文方法在误码率性能上仍然优于上述 2 种方法。此外可以看出, $\tau = 0.85$ 时本文方法与 $\tau = 1.00$ 时 FDE-FDDF 方法具有相近的误码率性能,即在相同误码率的情况下,相比于 FDE-FDDF 方法,本文方法的码元速率可以提升 17.6%。当 $\tau = 0.75$ 时,不同均衡方法的误码率性能皆受到较大影响,在这种情况下,本文方法的误码率性能仍然优于其他 2 种方法,且在不同 τ 值的情况下,随着 SNR 的增加,BER 性能的差距也增加,这表明本文方法在高 SNR 下优势更为明显。

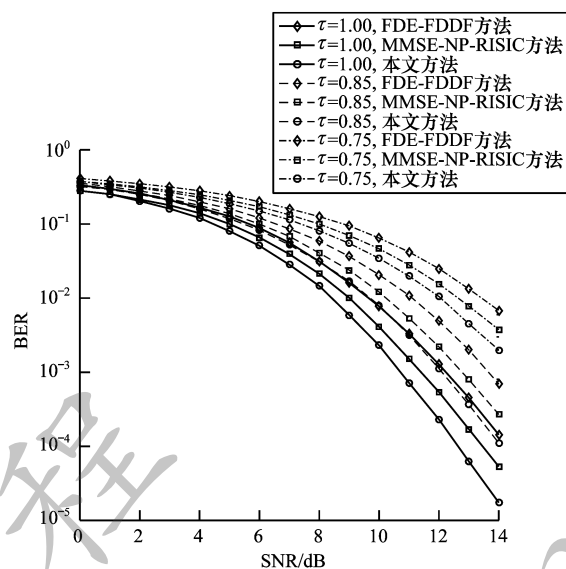


图 5 $\alpha = 0.5$ 时 SUI-5 信道下 3 种均衡方法的误码率对比
Fig. 5 Bit error rate comparison of three equalization methods in SUI-5 channel when $\alpha = 0.5$

图 6 所示为 $\alpha = 0.4$ 时 SUI-5 信道下系统传输的误码率情况,从中可以看出, $\tau = 0.85$ 时,本文方法相比于非迭代的 MMSE-NP-RISIC 以及 FDE-FDDF 方法仍然具有较为明显的性能优势。在 $\tau = 0.75$ 时,系统性能受到较大影响,本文方法在 SNR = 13 dB 时误码率才能达到 10^{-2} ,而其他 2 种方法需要更高的 SNR 值。

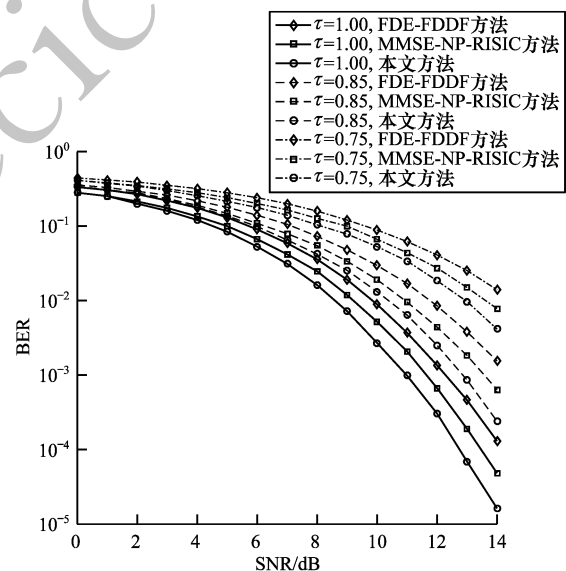


图 6 $\alpha = 0.4$ 时 SUI-5 信道下 3 种均衡方法的误码率对比
Fig. 6 Bit error rate comparison of three equalization methods in SUI-5 channel when $\alpha = 0.4$

从上述分析可以看出,滚降因子 $\alpha = 0.4$ 时的系统误码率性能相比 $\alpha = 0.5$ 时略有降低,并且随着 τ 值的变化,系统误码率性能也发生改变。因此,可以

得出,本文方法在FTN系统中的误码率性能随着 α 和 τ 值的改变而改变,且相比于非迭代的MMSE-NP-RISIC方法和FDE-FDDF方法,其在误码率性能上均有明显提升。

5 结束语

本文分析FTN系统中存在的符号间干扰现象,将MMSE-NP-RISIC均衡算法推广到FTN系统中,并针对该算法存在的误差传递问题,提出一种迭代的MMSE-NP-RISIC均衡算法,该算法有效地减少了误差传递现象,使得系统的均衡性能得到明显提升。由于FTN系统将白噪声转化为有色噪声,对系统性能产生了影响,因此下一步将对本文算法进行性能优化,以解决FTN系统引入的有色噪声问题。

参考文献

- [1] MAZO J E. Faster-than-Nyquist signaling[J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [2] MAZO J E, LANDAU H J. On the minimum distance problem for faster-than-Nyquist signaling[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34(6): 1420-1427.
- [3] WU Zhanji, CHE Hui, LI Shaoran, et al. Spectral efficiency and parameter optimization analysis for faster-than-Nyquist signaling[J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(5): 1153-1158. (in Chinese)
吴湛击,车慧,李少冉,等.超奈奎斯特的频谱效率与参数优化分析[J].系统工程与电子技术, 2016, 38(5): 1153-1158.
- [4] ANDERSON J B, PRLJA A, RUSEK F. New reduced state space BCJR algorithms for the ISI channel[C]//Proceedings of 2009 IEEE International Symposium on Information Theory. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2009: 889-893.
- [5] BAEK M S, HUR N H, LIM H. Novel interference cancellation technique based on matrix computation for FTN communication system[C]//Proceedings of 2014 IEEE Military Communications Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 830-834.
- [6] SUGIURA S. Frequency-domain equalization of faster-than-Nyquist signaling[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(5): 555-558.
- [7] LI Shuangyang, PING Lei, BAI Baoming, et al. Faster-than-Nyquist transmission based on multi-layer superposition[J]. Journal on Communications, 2017, 38(9): 86-94. (in Chinese)
李双洋,平磊,白宝明,等.基于多层叠加传输的超奈奎斯特传输方案[J].通信学报, 2017, 38(9): 86-94.
- [8] WANG Z F, BAI Y. Faster-than-Nyquist transmission in SC-FDE system over frequency selective channel with concatenated equalizers[J]. Wireless Personal Communications, 2018, 99(1): 339-350.
- [9] ZHANG Guangna, GUO Mingxi, SHEN Yuehong. Simulation analysis of two iterative frequency domain block decision feedback equalizers for faster-than-Nyquist system[J]. Computer Engineering, 2018, 44(2): 75-78. (in Chinese)
张广娜,郭明喜,沈越泓. FTN系统中两种频域迭代分组判决反馈均衡器仿真分析[J]. 计算机工程, 2018, 44(2): 75-78.
- [10] FUKUMOTO H, HAYASHI K. Overlap frequency domain equalization for faster-than Nyquist signaling[J]. Mathematics, 2015(4): 1211-1218.
- [11] ZENG Juan, WANG Ying, LI Xiaona, et al. Low-complexity FTN receivers based on frequency domain iterative decision feedback equalization[J]. Journal on Communications, 2017, 38(4): 190-198. (in Chinese)
曾娟,王颖,李晓娜,等.基于频域迭代判决反馈均衡的低复杂度FTN接收机[J].通信学报, 2017, 38(4): 190-198.
- [12] XIE Z D, CHEN X H, LIU X P, et al. MMSE-NP-RISIC-based channel equalization for MIMO-SC-FDE troposcatter communication systems[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2016, 7: 1-9.
- [13] ZHU Y, LETAIEF K. Single carrier frequency domain equalization with time domain noise prediction for wideband wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(12): 3548-3557.
- [14] YANG Zhi, LIU Zemin. A novel decision feedback equalizer for SC-FDE system[J]. Semiconductor Technology, 2007, 32(9): 800-803. (in Chinese)
杨志,刘泽民. SC-FDE系统的一种新型判决反馈均衡器[J]. 半导体技术, 2007, 32(9): 800-803.
- [15] ISHIHARA T, SUGIURA S. Frequency-domain equalization aided iterative detection of faster-than-Nyquist signaling with noise whitening[C]//Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [16] FILHO D Z, FETY L, TERRE M. Water-filling for cyclic prefixed single carrier transmission and MMSE receiver[C]//Proceedings of the 13th European Wireless Conference. Berlin, Germany: Springer, 2007: 1-7.
- [17] NG B, LAM C T, FALCO D. Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(2): 759-767.
- [18] ERCEG V, HARI K V S, SMITH M, et al. Channel models for fixed wireless application: IEEE 802. 16a cont. IEEE802. 16. 3c-01/29r1[S]. IEEE Broadband Wireless Access Working Group, 2001.
- [19] HEIMILLER R. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1961, 7(4): 254-257.