

多径信道下基于频域均衡的超奈奎斯特传输^①

王志峰^② 白 勇^③ 唐啸宇 黄梦醒

(海南大学信息科学技术学院 南海海洋资源利用国家重点实验室 海口 570228)

摘 要 针对在多径信道下进行超奈奎斯特(FTN)传输时,同时存在由 FTN 与多径信道引入的双重符号间干扰(ISI)的问题,提出了应用频域均衡与低密度奇偶校验(LDPC)编码相结合的接收机结构来提高系统传输性能。该接收机构在接收端利用频域均衡器对由 FTN 与多径信道引入的符号间干扰进行频域均衡,均衡后的信号再通过 LDPC 信道译码器,利用最大后验概率准则(MAP)进行判决,最终恢复出原始信息。仿真实验显示,基于频域均衡的 FTN 传输系统可改善系统传输的误码性能。

关键词 超奈奎斯特(FTN), 域均衡器, LDPC 码, 符号间干扰

0 引 言

1949 年,香农提出著名的受功率限制的带限高斯信道连续时间信道容量公式^[1],并指出在带宽受限的条件下,高速数据传输信号在不引起符号间干扰的情况下所能达到的最大码元速率为信道带宽的两倍,否则,发送信号将会发生部分或全部重叠从而引起符号间干扰。尽管如此,1975 年 Mazo^[2]提出超奈奎斯特(faster than Nyquist, FTN)理论,并从理论上证明了信号在加性高斯白噪声信道下,以超过奈奎斯特速率 25% 的速率进行传输,信号间的最小欧式距离保持不变,误码性能不变^[3]。目前,针对超奈奎斯特传输接收机技术及相关理论的研究已经成为移动通信领域的重点研究方向。FTN 可以提高信道容量,实现更高的频谱利用率^[4,5],但不可避免地引入了符号间干扰(Inter-Symbol-Interference, ISI)。针对这一问题,文献[6]提出基于 M-BCJR 算法消除符号间干扰,此方法有效地应用了最大似然序列估计(maximum-likelihood sequence estimation, MLSE)准则,在每个时刻只保留了 m 个最大的状态

作为可能的状态。虽然 M-BCJR 相比于传统的 BCJR 算法复杂度要低,但是系统复杂度还是与迭代次数相关,较高的系统复杂度限制其不能处理 FTN 长抽头引起的 ISI^[7],尤其在多径信道下,系统均衡的计算复杂度将更高。

为了实现低复杂度的信道均衡,2013 年文献[8]中提出一种频域均衡(frequency-domain equalization, FDE)接收机结构用于对抗由 FTN 和多径信道同时引起的 ISI,并实现低系统复杂度下的 FTN 在频率选择性信道下传输^[9]。文献[10]提出了一种基于级联均衡的 FTN 传输方法,通过此方式提高了 FTN 在多径信道下传输的可靠性。此外, Fukumoto 也提出了无保护间隔的频域均衡系统,可以处理长抽头影响下的 FTN 传输,并且文中也证明了 FTN 相比于奈奎斯特传输可以实现更高的传输效率^[11]。

在多径信道下进行 FTN 传输时,存在由多径信道和 FTN 同时引起的双重符号间干扰。为了对抗这种复杂的符号间干扰情形,本文提出在接收端应用最小均方误差(minimum mean-squared error, MMSE)准则频域均衡器对系统进行信道均衡,并且引入低密度奇偶校验(low density parity check, LD-

① 国家自然科学基金(61561017),海南省科技厅重大科技计划(ZDKJ2016015)和海南省自然科学基金(617033)资助项目。

② 男,1993 年生,硕士生;研究方向:无线通信,移动通信,海洋通信等;E-mail:1257020587@qq.com

③ 通讯作者, E-mail: bai@hainu.edu.cn

(收稿日期:2017-04-05)

PC)编码技术。通过对系统仿真与系统的误码性能的分析可知,本文所提出的传输方案对提高系统的误码性能具有显著的改善,可以实现FTN在多径信道下进行有效传输。

1 FTN 传输模型

在FTN传输系统中,传输的符号间隔为 $T_0 < T_s$, 其中 T_s 为满足奈奎斯特传输时的系统符号间隔,FTN传输系统可表示为

$$s(t) = \sqrt{E_s} \sum_n a_k \cdot h(t - k\tau T_s) \quad (1)$$

式中 $s(t)$ 为接收信号, $\sqrt{E_s}$ 表示符号能量, a_k 代表符号信息, τ 代表符号压缩率,决定FTN符号间隔 τT_s , 其中 $0 < \tau \leq 1$ 。

当 $\tau = 1$ 时,系统为符号间隔为 T_s 的奈奎斯特传输系统,在 T_s 整数倍采样时系统不会产生ISI;当 $0 < \tau < 1$ 时,系统为符号间隔为 τT_s 的非正交FTN传输系统,相比于奈奎斯特传输系统,FTN传输系统可以实现更高速率的传输。当然,这种非正交传输系统使得符号间发生部分甚至全部重合,从而引入了符号间干扰(ISI)。

基于频域均衡的FTN传输系统如图1所示,在发送端,信源首先进行信道编码,编码后的符号经过调制后插入循环前缀(cyclic prefix, CP)合成如图2所示的帧结构,经过FTN成型滤波器后得到符号间隔为 τT_s FTN传输信号,最终通过含有高斯噪声的多径信道,实现FTN传输。

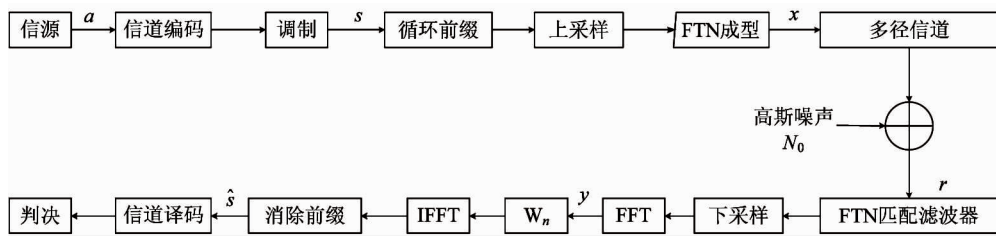


图1 基于频域均衡的FTN传输系统

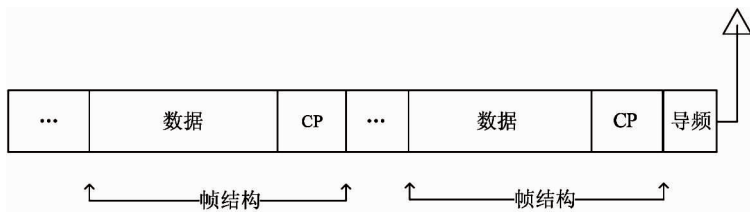


图2 FTN传输系统帧结构

在接收端,接收信号首先通过FTN匹配滤波器,然后对滤波后的信号以符号间隔为 τT_s 进行下采样,采样后的符号通过频域均衡与译码器,利用最大后验概率准则恢复出原始信息。

在基于频域均衡的FTN传输系统中,信源通过信道编码后的符号序列 s 可表示为

$$s = Ga \quad (2)$$

其中 a 表示信源信息向量, G 表示编码生成矩阵。

发送信号向量 x 表示为

$$x = H_{FTN} s$$

$$= \begin{pmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & \cdots & h_{n-1} \\ h_{n-1} & h_0 & h_1 & \cdots & h_{n-2} \\ h_{n-2} & h_{n-1} & h_0 & \cdots & h_{n-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_0 \end{pmatrix} s \quad (3)$$

H_{FTN} 为FTN符号间干扰矩阵,其中 h_i 表示FTN传输过程中引入的符号间干扰,因为在发送端插入了循环前缀,因此 H_{FTN} 为循环矩阵^[12]。

信号经过含高斯噪声的多径信道后到达接收端,则接收信号 r 表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{x} + V$$

$$= \begin{pmatrix} c_0 & c_1 & c_2 & \cdots & c_{n-1} \\ c_{n-1} & c_0 & c_1 & \cdots & c_{n-2} \\ c_{n-2} & c_{n-1} & c_0 & \cdots & c_{n-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1 & c_2 & c_3 & \cdots & c_0 \end{pmatrix} \mathbf{x} + V,$$

$$V \sim N\left(0, \frac{N_0}{2} \mathbf{I}\right) \quad (4)$$

$\mathbf{H}_{\text{channel}}$ 为多径信道引入的 ISI 矩阵, c_i 表示因频率选择性衰落信道引入的符号间干扰, 且 $\mathbf{H}_{\text{channel}}$ 为循环矩阵, V 表示高斯白噪声。

接收信号 \mathbf{r} 经过匹配滤波器后得到向量

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{r}$$

$$= \mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{H}_{\text{FTN}} \mathbf{s} + \mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} V$$

$$V \sim N\left(0, \frac{N_0}{2} \mathbf{I}\right) \quad (5)$$

其中 \mathbf{H}'_{FTN} 表示对 FTN 的匹配滤波矩阵 $\mathbf{H}'_{\text{FTN}} = \frac{1}{\rho_{k_0, k_0}} \mathbf{H}_{\text{FTN}}^H$, ρ_{k_0, k_0} 表示符号能量, V 表示高斯白噪声。在式(5)中可以看出系统经过匹配滤波之后引入了有色噪声。 \mathcal{F} 表示离散傅里叶矩阵。

长度为 N 的离散傅里叶变换定义为

$$\mathcal{F}(n, k) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{(k-1)(n-1)}{N}},$$

$$n = 1, \dots, N, k = 1, \dots, N \quad (6)$$

且 $\mathcal{F}^H \mathcal{F} = \mathcal{F} \mathcal{F}^H = \mathbf{I}$, \mathbf{I} 为单位矩阵。

之后利用频域均衡器对系统进行均衡, 得到估计信号 $\hat{\mathbf{s}}$ 可表示为

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_n^H \hat{\mathbf{y}} \quad (7)$$

其中 \mathbf{W}_n 为频域均衡矩阵。

2 频域均衡器及 LDPC 编码

在多径信道下进行 FTN 传输过程中, 符号间干扰分别由 FTN 和多径信道同时引起, 本系统在接收端应用最小均方误差 (MMSE) 准则进行均衡。根据^[13]

$$\mathbf{W}_n = \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\hat{\mathbf{y}}}^{-1} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\mathbf{s}} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\hat{\mathbf{y}}}$ 表示接收信号的自相关函数, $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\mathbf{s}}$ 表示接收信号与发送信号的互相关函数, 而

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\hat{\mathbf{y}}} = E[\hat{\mathbf{y}}\hat{\mathbf{y}}^H]$$

$$= E[\mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{H}_{\text{FTN}} \mathbf{s} \mathbf{s}^H \mathbf{H}_{\text{FTN}}^H \mathbf{H}_{\text{channel}}^H \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H]$$

$$+ E[\mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} V V^H \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H]$$

$$= \sigma_0^2 \cdot E[\mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{H}_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H \mathcal{F} \mathbf{H}_{\text{FTN}}^H \mathbf{H}_{\text{channel}}^H \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H]$$

$$+ \sigma_n^2 E[\mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H] \quad (9)$$

令

$$\mathbf{D} = \mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{H}_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H \quad (10)$$

$$\mathbf{D}_1 = \mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H \quad (11)$$

则式(9)可表示为

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\hat{\mathbf{y}}} = \sigma_0^2 \mathbf{D}^2 + \sigma_n^2 \mathbf{D}_1 \quad (12)$$

其中 σ_0^2 表示信号发射功率, σ_n^2 表示高斯白噪声功率。因为 \mathbf{H}_{FTN} , $\mathbf{H}_{\text{channel}}$ 为循环矩阵, 根据文献[12], 傅里叶变换可对角化任意循环矩阵, 所以 \mathbf{D} 与 \mathbf{D}_1 为对角矩阵。其中 \mathbf{D} 表示 FTN 在多径信道下经过匹配滤波后的特征矩阵 \mathbf{D}_1 表示 FTN 传输经过匹配滤波后的特征矩阵。

接收信号与发送信号的互相关函数 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\mathbf{s}}$ 可表示为

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\mathbf{s}} = E[\hat{\mathbf{y}}\mathbf{s}^H] = E[\mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{H}_{\text{FTN}} \mathbf{s} \mathbf{s}^H]$$

$$= E[\mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{H}_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H \mathcal{F} \mathbf{s} \mathbf{s}^H]$$

$$= \sigma_0^2 \mathbf{D} \mathcal{F} \quad (13)$$

则

$$\mathbf{W}_n = \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\hat{\mathbf{y}}}^{-1} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{y}}\mathbf{s}} = \frac{\sigma_0^2 \mathbf{D} \mathcal{F}}{\sigma_0^2 \mathbf{D}^2 + \sigma_n^2 \mathbf{D}_1}$$

$$= (\mathbf{D}^2 + \sigma^2 \mathbf{D}_1)^{-1} \mathbf{D} \mathcal{F}, \quad \sigma^2 = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_n^2} \quad (14)$$

代入式(7), 估计信号 $\hat{\mathbf{s}}$ 可表示成

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_n^H \hat{\mathbf{y}} = \mathcal{F}^H \mathbf{D}^H (\mathbf{D}^2 + \sigma^2 \mathbf{D}_1)^{-1} \hat{\mathbf{y}}$$

$$= \mathcal{F}^H \mathbf{D}^H (\mathbf{D}^2 + \sigma^2 \mathbf{D}_1)^{-1}$$

$$[\mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathbf{H}_{\text{channel}} \mathbf{H}_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H \mathcal{F} \mathbf{s} + \mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H \mathcal{F} V] \quad (15)$$

令 $\mathbf{D}_2 = \mathcal{F} \mathbf{H}'_{\text{FTN}} \mathcal{F}^H$ 得

$$\hat{\mathbf{s}} = [\mathcal{F}^H \mathbf{D}^H (\mathbf{D}^2 + \sigma^2 \mathbf{D}_1)^{-1} \mathbf{D} \mathcal{F}] \mathbf{s}$$

$$+ [\mathcal{F}^H \mathbf{D}^H (\mathbf{D}^2 + \sigma^2 \mathbf{D}_1)^{-1} \mathbf{D}_2 \mathcal{F}] V \quad (16)$$

LDPC 码, 是一种具有稀疏校验矩阵的线性纠错码, LDPC 编码可以保证信号传输的有效性。本文结合 LDPC 编码实现在频率选择性衰落信道下 FTN 传输。

在初始化中, 信源比特序列 $a[n]$ 的似然概率

初始化表示为

$$q_n(1) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{-2ay_n}{\sigma_n^2}\right)} \quad (17)$$

$$q_n(0) = 1 - q_n(1) \quad (18)$$

其中 a 表示衰落因子,由文献[14]得 $a = \sqrt{\frac{1}{h_0^2} - 1}$.

$h_0 = E[\mathbf{D}^H(\mathbf{D}^2 + \sigma^2\mathbf{D}_1)^{-1}\mathbf{D}]$, 表示经过信道均衡后,估计信号的衰落比例系数。

最终通过伪后验概率准则进行译码

$$\hat{s} = \begin{cases} 0, & Q_i(0) > Q_i(1) \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

其中伪后验概率 $Q_i(b)$ 表示伪后验概率, $b(b \in \{0, 1\})$ 为变量节点。

3 仿真与结果分析

本节分别在高斯信道和多径信道下对基于最小均方误差 (MMSE) 频域均衡的 FTN 传输系统进行

仿真,以衰落因子 $\beta = 0.22$ 的平方根升余弦为 FTN 传输过程的成型脉冲:

$$h(t) = \frac{4\beta}{\pi \sqrt{T_s}} \cdot \frac{\cos\left((1 + \beta)\pi \frac{t}{T_s}\right) + \sin\left((1 - \beta)\pi \frac{t}{T_s}\right)}{1 - \left(4\beta \frac{t}{T_s}\right)^2} \quad (20)$$

其中 T_s 表示正交传输时符号周期, β 表示平方根升余弦的衰落因子。

表 1 为 FTN 传输过程中由 FTN 引入的符号间干扰参数表,可以发现由 FTN 引入的符号间干扰具有对称性,随着 τ 的减小,由 FTN 引入的符号间干扰影响逐渐增加。

在 FTN 传输系统中,每帧传输 256 符号,应用 BPSK 调制方式,并且加入 LDPC 信道编码。在进行 FTN 传输时,需引入长度为 L 的循环前缀作为保护间隔,其中 L 为大于由 FTN 与多径信道引入的

表 1 FTN 引入符号间干扰参数

τ	FTN 参数										
$\tau = 1$	1										
$\tau = 0.94$	-0.025	0.040	-0.055	0.066	0.969	0.066	-0.055	0.040	-0.025		
$\tau = 0.88$	0.023	-0.043	-0.070	0.119	0.938	0.119	-0.070	-0.043	0.023		
$\tau = 0.85$	-0.046	0.082	-0.121	0.153	0.922	0.153	-0.121	0.082	-0.046		
$\tau = 0.82$	0.013	-0.041	0.086	-0.141	0.186	0.906	0.186	-0.141	0.086	-0.041	0.013

符号间干扰长度之和的一半。在接收端应用 MMSE 频域均衡对 ISI 进行均衡,符号的采样率为 $\frac{1}{\tau}10M$

符号/秒,仿真参数如表 2 所示。在仿真过程中引入频率选择性衰落信道,以 Proakis B 信道^[15]为例,其三径参数为 $[0.407 \ 0.815 \ 0.407]$ 。最后,统计系统误码率并分析 FTN 传输系统的可靠性,其中误码率 (BER) 可表示为

$$BER = \frac{\sum n_{\text{error}}}{N \times M} \quad (21)$$

其中 n_{error} 为每帧中误比特数, N 为每帧中传输的比特数, M 为帧数。

表 2 仿真参数

系统带宽	10MHz
采样率	$\frac{1}{\tau}10M$ 符号/秒
帧长度 (N)	256
编码方式	LDPC 编码
调制方式	BPSK
循环前缀长度	大于 L
FTN 与信道均衡	MMSE
FTN 成型波形	平方根升余弦

图 3 为高斯信道下基于 MMSE 频域均衡的 FTN 传输误码率图,可以看出 $\tau = 1$ (正交) 与 $\tau = 0.94$, 系统误码性能相似,在 $SNR = 12\text{dB}$ 时,误码率可接近 10^{-5} 。根据表 1 所示,随着 τ 减小,由 FTN 引入的

ISI 逐渐增加,影响着系统的传输特性。在 $\tau = 0.82$ 、 $SNR = 20\text{dB}$ 时,系统的误码率才达到 10^{-5} 。

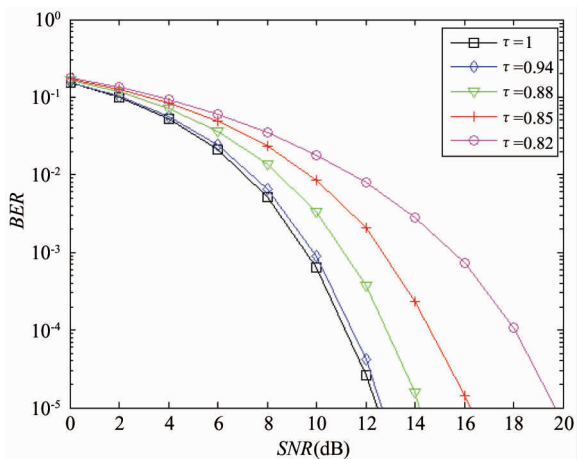


图3 高斯信道下的基于 MMSE 频域均衡的 FTN 传输误码率图

为改善系统传输可靠性,一种引入 LDPC 信道编码的 FTN 系统被提出,系统误码性能如图 4 所示,相比于图 3 可发现系统的误码率得到极大改善, $\tau = 1$ 与 $\tau = 0.94$ 在 $SNR = 5\text{dB}$ 时, BER 可达到 10^{-5} ,在 $\tau = 0.82$ 、 $SNR = 8\text{dB}$ 时,系统误码率也可达到 10^{-5} 。

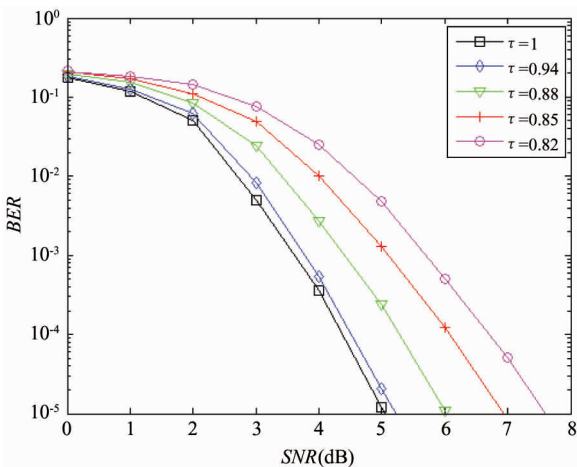


图4 高斯信道下引入 LDPC 编码的基于 MMSE 频域均衡的 FTN 传输误码率

在多径信道下,基于 MMSE 频域均衡的 FTN 传输误码率图如图 5 所示,可以看出仅通过 MMSE 频域均衡器不足以消除由 FTN 与多径信道同时引入的 ISI,当 $\tau = 1$ 、 $SNR = 30\text{dB}$ 时,系统误码率才达到

10^{-3} ,当 $\tau = 0.82$ 、 $SNR = 30\text{dB}$ 时 BER 更是仅仅达到 10^{-2} ,较高的误码率不足以满足 FTN 在多径信道下的传输。

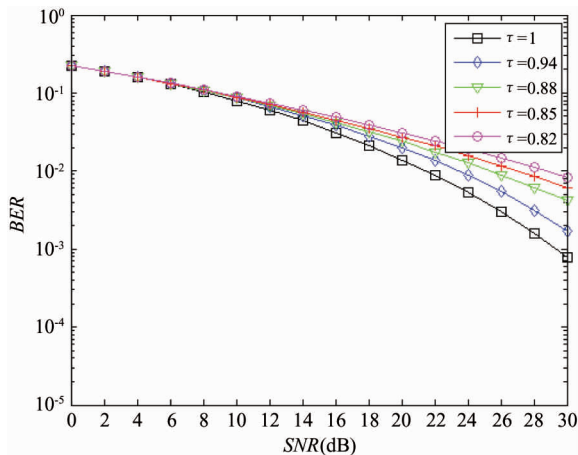


图5 多径信道下基于 MMSE 频域均衡的 FTN 传输误码率

因此一种基于 MMSE 频域均衡器与 LDPC 编码结合的 FTN 系统被提出,所得误码率如图 6 所示。可以看出当 $\tau = 1$ 、 $SNR = 20\text{dB}$ 时,系统误码率可接近 10^{-4} ,但随着 τ 的增加,误码性能也随之降低,在 $\tau = 0.82$ 、 $SNR = 24\text{dB}$ 时,系统误码率也可达到 10^{-3} ,基本实现在频率选择性衰落信道下 FTN 传输。

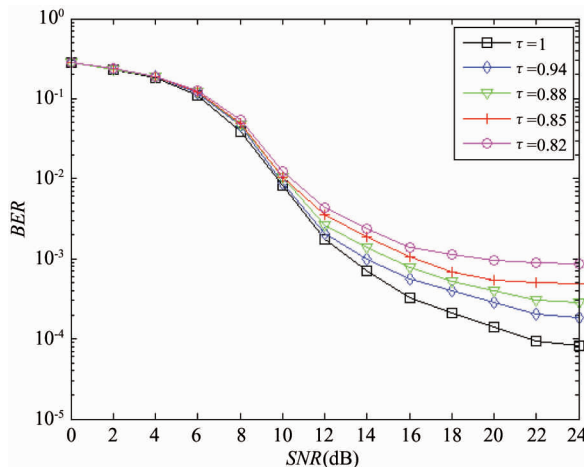


图6 多径信道下引入 LDPC 编码的基于 MMSE 频域均衡的 FTN 传输误码率

相比加性白高斯噪声信道,针对多径信道下 FTN 传输误码特性的恶化原因,我们分析:一方面,引入的匹配滤波器仅对 FTN 进行匹配,而对于信道未实现完全匹配;另一方面,在引入匹配滤波器的同

时也使得白噪声转换为有色噪声,对系统的误码率特性产生一定负面影响。今后我们会对这一问题进行更一步研究与改进。

4 结论

超奈奎斯特(FTN)传输可以提高信道容量,实现更高的频谱利用率,但与此同时也会引入符号间干扰(ISI),影响系统的传输质量。当FTN在多径信道传输时,FTN与多径信道同时引入符号间干扰,为了对抗这种复杂的符号间干扰情形,本文提出了MMSE频域均衡器与LDPC编码相结合的传输方案,并先后在高斯信道与多径信道下进行仿真。在高斯信道下,ISI仅由FTN引起,基于MMSE频域均衡的FTN传输系统基本可实现FTN在高斯信道传输,引入LDPC编码后,系统误码性能更为出色。在多径信道下,仅仅应用MMSE频域均衡器无法实现FTN在多径信道的可靠传输。引入LDPC编码后,系统的误码性能得到改善。

参考文献

[1] Shannon C E. Communication in the presence of noise. *Proc Institute of Radio Engineers*, 1949, 37(1):10-21
 [2] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling. *Bell System Technical Journal*, 1975, 54(8): 1451-1462
 [3] Mazo J E, Landau H J. On the minimum distance problem for faster-than-Nyquist signaling. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1988, 34(6): 1420-1427

[4] Rusek F, Anderson J. Constrained capacities for faster-than Nyquist signaling. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(2): 764-775
 [5] 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. *系统工程与电子技术*, 2016, 38(5): 1153-1158
 [6] Prlja A, Anderson J B. Reduced-complexity receivers for strongly narrowband inter-symbol interference introduced by faster-than-Nyquist signaling. *IEEE Transactions on Communication*, 2012, 60(9): 2591-2601
 [7] 张广娜,郭明喜,沈越弘等. FTN系统中的低复杂度接收机技术比较. *通信技术*, 2016, 49(8): 960-967
 [8] Sugiura S. Frequency-domain equalization of faster-than-Nyquist signaling. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, 2(5): 555-558
 [9] 段昊,郭明喜,沈越弘等. FTN传输技术研究现状和发展. *军事通信技术*, 2015, 36(1): 83-90
 [10] 白勇,王志峰. 基于级联频域均衡的超奈奎斯特传输方法. *中国专利*, 2016109739056. 2017-01-11
 [11] Fukumoto H, Hayashi K. Overlap frequency domain equalization for faster-than-Nyquist signaling. *Mathematics*, 2015, 4: 1211-1218
 [12] Filho D Z, Fety L, Terre M. Water-filling for cyclic prefixed single carrier transmission and MMSE receiver. In: *Proceedings of the 13th European Wireless Conference*, 2007. 1-7
 [13] Haykin S. *Adaptive Filter Theory*. 3rd ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, Inc., 1996
 [14] Hirt W. *Capacity and Information Rates of Discrete-Time Channels with Memory: [Ph. D Dissertation]*. Zurich: Swiss Federal Institute of Technology ETH, 1988. 48-93
 [15] Proakis J G. *Digital Communications*, 3rd ed. New York: McGraw Hill, 1995

Faster than Nyquist transmission over multipath channels based on frequency-domain equalization

Wang Zhifeng, Bai Yong, Tang Xiaoyu, Huang Mengxing

(State Key Laboratory of Marine Resource Utilization in South China Sea, College of Information Science & Technology, Hainan University, Haikou 570228)

Abstract

To solve the problem that during the faster than Nyquist (FTN) transmitting over frequency selective channels, the FTN signaling and multipath selective channels can both induce inter-symbol-interference (ISIs), a receiving scheme using the frequency-domain equalization and the low density parity check (LDPC) coding is proposed to improve the performance of signal transmission. The receiving scheme uses the frequency-domain equalizer to perform frequency-domain equalizing at the receiving end for the ISI induced by FTN signaling and multipath channels, and then the LDPC decoder recovers the original data by using the maximum a posterior (MAP) criterion. The simulation demonstrates that the BER (bit error rate) performance is improved with the proposed transmission scheme.

Key words: faster than Nyquist (FTN), frequency-domain equalizer, low density parity check (LDPC) code, inter-symbol-interference (ISI)