

一种低发射功率的单载波频域均衡结构

白文岭,肖悦,李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室,四川成都 610054)

摘要:单载波频域均衡技术可实现同正交频分复用多载波传输技术等效的抗多径衰落性能及较低的处理复杂度,具有较低的峰均比,因此成为下一代移动通信中非常有前景的传输技术。但是传统的单载波频域均衡系统发射机需要在每一帧信号前插入循环前缀。提出了一种优化的单载波频域均衡结构,仅在发射机偶数帧前面插入循环前缀,因此可以提高发射机的频谱效率,节约了发射功率。在接收端,当检测偶数帧信号时,利用传统的频域均衡技术进行检测;提出了两种检测奇数帧信号的频域均衡接收机,分别为基于重叠保留法和重叠相加法的频域均衡接收机。仿真结果证明基于重叠保留法的频域均衡接收机可以取得与传统单载波频域均衡系统相近的误符号率性能。

关键词:单载波频域均衡(SC-FDE);正交频分多址(OFDM);重叠保留(OLS);重叠相加(OLA)

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A

A power-saving single-carrier frequency domain equalization system

BAI Wen-ling, XIAO Yue, LI Shao-qian

(National key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: Single-carrier frequency domain equalization (SC-FDE) systems, which offer comparable complexity and performance to orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems with a lower peak-to-average power ratio (PAPR), is a promising technique in future generation of wireless communications. An improved SC-FDE system is proposed, in which the cyclic prefix (CP) is only inserted in front of even frames so that the proposed SC-FDE systems can enjoy higher power efficiency as well as save the sent power of the transmitter, compared to conventional SC-FDE systems. In the receiver, the even frames are detected using the conventional FDE technique while two approaches named overlap-save (OLS) FDE and overlap-add (OLA) FDE are proposed to detect the odd frames. Simulation results show that the proposed OLS FDE receiver can achieve the same symbol error rate (SER) as the conventional SC-FDE system.

Key words: single-carrier frequency domain equalization (SC-FDE); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); overlap-save (OLS); overlap-add (OLA)

0 引言

随着无线多媒体及因特网等新型数据业务重要性与日俱增,追求高速数据传输的宽带无线通信技

术引起了人们的广泛关注^[1]。但是无线通信信道的多径效应导致符号间的码间干扰,使系统性能恶化,特别是在无线通信信道中传输高速率数据的时候,码间干扰被认为是降低误码率的主要障碍。

收稿日期:2009-05-13;修回日期:2009-08-27

基金项目:中国瑞典国际科技合作项目(2008DFA11700),国防基础科研项目(A1420080150)和国家自然科学基金(60902026)资助。

作者简介:白文岭,女,1985年生,硕士生。研究方向:无线通信物理层技术。E-mail: baiwenling@126.com

通讯作者:李少谦,教授。E-mail: lsq@uestc.edu.cn

多载波传输技术尤其是正交频分复用技术 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 由于采用低复杂度的抗多径衰落技术及高的频谱利用率成为无线局域网及下一代移动通信系统中的主要传输技术^[2]。但是正交频分复用技术由于信号较高的峰均比及对频偏敏感限制了其广泛应用^[3]。

均衡器在单载波系统中用于补偿信道衰落,减少或者消除码间干扰,提高系统传输性能。均衡器分为时域均衡器与频域均衡器。时域均衡器直接从时间响应出发,使系统的冲激响应满足无码间干扰的条件,已经被广泛研究与应用;但是在高速率的无线通信系统中,时域均衡的计算复杂度十分巨大,难以实现。频域均衡器则直接补偿信道的频率选择性,使系统的频率传输函数满足无失真传输的条件。单载波频域均衡 (single-carrier frequency domain equalization, SC-FDE) 技术综合单载波与频域均衡两种技术的优点。一方面可以达到与正交频分复用系统相似的计算复杂度与误码率性能;另一方面具有单载波技术较低的峰均比并且可以取得多径信道的频率分集增益^[4,5]。因此单载波频域均衡技术得到了广泛的应用。

然而传统的单载波频域均衡技术发射机需要在每一帧前插入循环前缀,且循环前缀的长度必须大于信道的多径时延,因此会降低发射机的频谱利用率,在相同的频谱利用率下,增加了原始单载波频域均衡信号的发射功率。本文提出了一种新的单载波频域均衡结构,发射端奇数帧前面不插入循环前缀,仅在偶数帧前面插入循环前缀,因此可以提高发射机的频谱利用效率,节约发射功率。在接收端,偶数帧信号利用传统的基于最小均方差准则的频域均衡技术进行检测。当检测奇数帧时,首先根据检测出的偶数帧信号计算出上一偶数帧信号对于本奇数帧信号的帧间干扰及本奇数帧信号落在下一偶数帧信号的干扰,利用这两个干扰信号序列及接收信号序列重新构造奇数帧信号序列使其满足频域均衡条件,最后利用基于最小均方差准则的频域均衡技术检测接收信号。针对奇数帧信号的检测,本文提出了两种不同的构造奇数帧信号的方法对奇数帧信号进行频域均衡,分别为基于重叠保留法 (overlap-save, OLS) 的频域均衡接收机及基于重叠相加法 (overlap-add, OLA) 的频域均衡接收机。本文还对该优化的单载波频域均衡系统进行了 MATLAB 平台下的计算机仿真。仿真结果证明基于重叠保留法

的频域均衡接收机可以取得与传统的单载波频域均衡系统相近的误符号率性能,但是该优化的单载波频域均衡接收机可以提高发射机的频谱利用率,节约发射功率。

1 传统的单载波频域均衡系统模型

1.1 发射机模型

传统的单载波频域均衡系统发射机基带模型如图 1 所示。从图 1 可以看出发射信号经过 PSK 或者 QAM 调制之后,每 N 个信号一组构成发射信号数据块帧 $\mathbf{s}^{(k)} = [s_0^{(k)}, s_1^{(k)}, \dots, s_{N-1}^{(k)}]^T$, 其中 $s_i^{(k)}$ 表示第 k 帧数据块中的第 i 个调制符号, N 为帧长。然后对每个数据块帧 $\mathbf{s}^{(k)}$ 加入循环前缀形成发送信号数据块帧如公式(1)所示:

$$\vec{\mathbf{s}}^{(k)} = [s_{N-N_g}^{(k)}, s_{N-N_g+1}^{(k)}, \dots, s_{N-1}^{(k)}, s_0^{(k)}, s_1^{(k)}, \dots, s_{N-1}^{(k)}]^T \quad (1)$$

其中, N_g 为循环前缀的长度,且循环前缀的长度必须大于信道的最大多径时延。循环前缀的作用有两个:第一,可以消除帧间干扰;第二,将信道的线性卷积转换为循环卷积以便接收机可以利用快速的傅里叶变换进行频域均衡,降低接收机的复杂度。

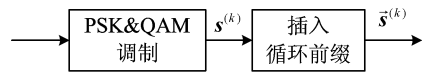


图 1 单载波频域均衡系统发射机基带模型

Fig. 1 The transmitter diagram for conventional SC-FDE systems

1.2 接收机模型

假设接收机同步完美且信道信息已知,则经过信道之后的接收到的基带信号数据块帧如公式(2)所示:

$$\vec{\mathbf{r}}^{(k)} = \mathbf{h} * \vec{\mathbf{s}}^{(k)} + \vec{\mathbf{z}} \quad (2)$$

其中, $(*)$ 表示线性卷积, $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_L]$ 代表无线多径信道的冲击响应, $\vec{\mathbf{z}}$ 为零均值复高斯白噪声向量,协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}$, N_0 为噪声的功率谱密度。

传统的单载波频域均衡系统接收机基带模型如图 2 所示。从图 2 可以看出,去掉循环前缀的接收信号序列先变换到频域,利用单径频域均衡滤波器补偿多径所带来的频率选择性衰落,然后将信号序列



图 2 单载波频域均衡系统接收机基带模型

Fig. 2 The receiver diagram of conventional SC-FDE systems

再转换到时域.

接收到的基带信号数据块帧首先去掉循环前缀,得到接收数据块向量,如公式(3)所示:

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{h} \otimes_N \mathbf{s}^{(k)} = \mathbf{Q}_N^* \mathbf{H} \mathbf{Q}_N \mathbf{s}^{(k)} + \mathbf{z} \quad (3)$$

其中, (\otimes_N) 表示 N 点的循环卷积, $\mathbf{H} = \text{diag}(\mathbf{Q}_N[\mathbf{h}, 0, 0, \dots, 0]^T)$ 代表无线多径信道的频率响应, \mathbf{Q}_N 为 $N-L-1$ 个 0 N 点傅里叶变换矩阵, \mathbf{z} 为零均值复高斯白噪声向量, 协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}$.

经过频域均衡之后的信号可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(k)} = \mathbf{Q}_N^* \mathbf{W} \mathbf{Q}_N \mathbf{r}^{(k)} \quad (4)$$

其中 \mathbf{W} 为频域均衡滤波器系数, 当采用最小均方误差准则进行信号检测时,

$$\mathbf{W} = \frac{\mathbf{H}^*}{|\mathbf{H}|^2 + N_0 \mathbf{I}} \quad (5)$$

对经过频域均衡之后的信号进行判决, 得到发送信号序列 $\hat{\mathbf{s}}^{(k)}$.

2 优化的单载波频域均衡系统

2.1 发射机模型

优化的单载波频域均衡系统发射机基带模型如图 3 所示. 可以看出在优化的单载波频域均衡系统中, 发射机奇数帧前面不插入循环前缀, 仅在偶数帧前面插入循环前缀, 这样可以提高发射机的频谱利用率, 节约发射功率.

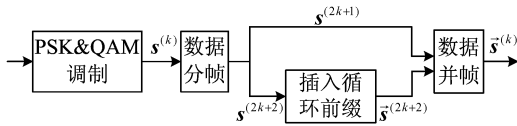


图 3 优化的单载波频域均衡系统发射机基带模型

Fig. 3 The transmitter diagram of improved SC-FDE systems

当发射机采用 2^q 的 PSK 或者 QAM 调制时, 传统的单载波频域均衡系统的频谱效率为:

$$\eta_1 = q \frac{N}{N + N_g} \quad (\text{单位: bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}) \quad (6)$$

而优化的单载波频域均衡系统的频谱效率为:

$$\eta_2 = q \frac{2N}{2N + N_g} \quad (\text{单位: bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}) \quad (7)$$

优化的单载波频域均衡系统的频谱效率增益为:

$$\Delta\eta = \eta_1 - \eta_2 = q \frac{N_g}{(N + N_g)(2N + N_g)} \quad (\text{单位: bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}) \quad (8)$$

2.2 接收机基本原理

优化的单载波频域均衡系统接收机原理基于以

下两个定理.

定理 2.1 假设序列 $\mathbf{z} = [z_0, z_1, \dots, z_{N-1}, z_N, \dots, z_{L+N-2}]^T$ 为序列 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ 与序列 $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{L-1}]^T$ 的线性卷积, 即 $\mathbf{z} = \mathbf{x} * \mathbf{y}$, 则 $\mathbf{z} = \mathbf{x} \otimes_{N+L-1} \mathbf{y}$, 其中 \otimes_{N+L-1} 表示 $N+L-1$ 点的循环卷积. 可以看出该定理为基于重叠保留法的线性卷积与循环卷积等价定理.

定理 2.2 假设序列 $\mathbf{z} = [z_0, z_1, \dots, z_{N-1}, z_N, \dots, z_{L+N-2}]^T$ 为序列 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ 与序列 $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{L-1}]^T$ 的线性卷积, 即 $\mathbf{z} = \mathbf{x} * \mathbf{y}$, 则 $\mathbf{z}_3 = \mathbf{x} \otimes_N \mathbf{y}$, 其中, \otimes_N 表示 N 点的循环卷积, 序列 \mathbf{z}_3 可以如下构造

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_3 = & [z_0 + z_N, z_1 + z_{N+1}, \dots, \\ & z_{L-2} + z_{N+L-2}, z_{L-1}, \dots, z_{N-1}]^T = \\ & \underbrace{[z_0, z_1, \dots, z_{N-1}]^T}_{z_1} + \\ & \underbrace{[[z_N, z_{N+1}, \dots, z_{L+N-2}], 0, 0, \dots, 0]^T}_{z_2} \quad (9) \end{aligned}$$

根据循环卷积的定义, 可知定理 2.2 成立. 可以看出该定理为基于重叠相加法的线性卷积与循环卷积等价定理.

根据定理 2.1 与定理 2.2 可知, 当已知两个序列的线性卷积时, 该线性卷积可以等价于满足定理 2.1 与定理 2.2 条件下的循环卷积形式. 根据公式(2)可知, 经过多径信道后, 接收信号序列为发送信号序列与多径信道冲击响应的线性卷积. 如果在接收端已知该接收序列, 则可以利用接收序列构造满足定理 2.1 与定理 2.2 的循环卷积形式, 从而可以利用基于快速傅里叶变换的频域均衡技术消除多径信道的影响, 降低接收机的复杂度.

2.3 接收机模型

根据优化的单载波频域均衡系统的发射机模型可知, 由于偶数帧信号插入了循环前缀, 因此可以按照传统的单载波频域均衡技术进行检测; 而奇数帧信号没有加入循环前缀, 因此接收端奇数帧信号会受到上一偶数帧信号的帧间干扰, 且该奇数帧信号会对下一偶数帧信号造成帧间干扰, 我们可以利用已经检测出的偶数帧信号提取出这两个干扰信号序列, 从而在接收端利用接收的奇数帧信号序列与干扰序列, 分别采用重叠保留法与重叠相加法构造满足定理 2.1 与定理 2.2 循环卷积形式的接收信号序列, 最后利用基于最小均方误差准则的频域均衡技术检测奇数帧信号.

假设接收端同步完美且信道信息已知,则优化的单载波频域均衡系统接收机基本流程图如图 4 所示.从图 4 可以看出优化的单载波频域均衡技术的基本步骤如下:

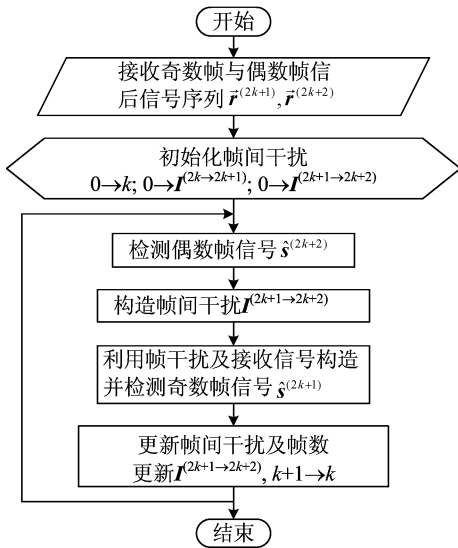


图 4 优化的单载波频域均衡系统接收机流程图

Fig. 4 The flow chart for the receiver of improved SC-FDE systems

①检测偶数帧信号.首先去掉偶数帧信号的循环前缀,然后根据传统的基于最小均方误差准则的频域均衡技术检测偶数帧信号,则经过频域均衡之后的信号为:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{r}^{(2k)} &= [\vec{r}_{N_g}^{(2k)}, \vec{r}_{N_g+1}^{(2k)}, \dots, \vec{r}_{N_g+N-1}^{(2k)}] \\ \hat{\mathbf{s}}^{(2k)} &= \mathbf{Q}_N^* \mathbf{W} \mathbf{Q}_N \mathbf{r}^{(2k)} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

对上述信号进行判决得到偶数帧发送信号序列 $\hat{\mathbf{s}}^{(2k)}$.

②利用检测到的 $\hat{\mathbf{s}}^{(2k)}$ 序列构造其对下一奇数帧信号序列的干扰序列 $\mathbf{I}^{(2k-2k+1)}$:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{r}_{CP}^{(2k)} &= [\hat{s}_{N-N_g}^{(2k)}, \hat{s}_{N-N_g+1}^{(2k)}, \dots, \hat{s}_{N-1}^{(2k)}] * \mathbf{h} \\ \mathbf{I}^{(2k-2k+1)} &= [\mathbf{r}_{CP,N_g}^{(2k)}, \mathbf{r}_{CP,N_g+1}^{(2k)}, \dots, \mathbf{r}_{CP,N_g+L-1}^{(2k)}] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

③利用检测到的 $\hat{\mathbf{s}}^{(2k+2)}$ 序列构造上一奇数帧信号序列对该偶数帧序列的干扰序列,即奇数帧序列落在下一偶数帧序列的干扰序列 $\mathbf{I}^{(2k+1-2k+2)}$:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{I}^{(2k+1-2k+2)} &= [\vec{r}_0^{(2k+2)}, \vec{r}_1^{(2k+2)}, \dots, \vec{r}_{L-1}^{(2k+2)}] - \\ &[\mathbf{r}_{CP,0}^{(2k+2)}, \mathbf{r}_{CP,1}^{(2k+2)}, \dots, \mathbf{r}_{CP,L-1}^{(2k+2)}] \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

④利用干扰序列 $\mathbf{I}^{(2k-2k+1)}$ 与 $\mathbf{I}^{(2k+1-2k+2)}$ 与接收序列 $\vec{\mathbf{r}}^{(2k+1)}$ 构造满足循环卷积形式的接收序列.

当采用基于重叠保留法的构造定理时,

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}_{OLS}^{(2k+1)} &= [\vec{\mathbf{r}}^{(2k+1)} - [\mathbf{I}^{(2k-2k+1)}, \underbrace{0,0,\dots,0}_{N-L\uparrow 0}], \\ &[\mathbf{I}^{(2k+1-2k+2)}]] \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

当采用基于重叠相加法的构造定理时,

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}_{OLA}^{(2k+1)} &= [\vec{\mathbf{r}}^{(2k+1)} - [\mathbf{I}^{(2k-2k+1)}, \underbrace{0,0,\dots,0}_{N-L\uparrow 0}] + \\ &[\mathbf{I}^{(2k+1-2k+2)}, \underbrace{0,0,\dots,0}_{N-L\uparrow 0}]] \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

⑤根据基于最小均方误差准则的频域均衡技术检测奇数帧信号,则经过频域均衡之后的信号为:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_{OLS}^{(2k+1)} &= \mathbf{Q}_{N+L}^* \mathbf{W}_{OLS} \mathbf{Q}_{N+L} \hat{\mathbf{r}}_{OLS}^{(2k+1)} \\ \tilde{\mathbf{s}}^{(2k+1)} &= [\tilde{s}_{OLS,0}^{(2k+1)}, \tilde{s}_{OLS,1}^{(2k+1)}, \dots, \tilde{s}_{OLS,N-1}^{(2k+1)}] \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_{OLA}^{(2k+1)} &= \mathbf{Q}_N^* \mathbf{W} \mathbf{Q}_N \hat{\mathbf{r}}_{OLA}^{(2k+1)} \\ \tilde{\mathbf{s}}^{(2k+1)} &= \tilde{\mathbf{s}}_{OLA}^{(2k+1)} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

其中采用基于重叠保留法的构造定理时,最小均方误差准则的频域均衡滤波器系数为:

$$\mathbf{W}_{OLS} = \frac{\mathbf{H}_1^*}{|\mathbf{H}_1|^2 + N_0 \mathbf{I}} \quad (17)$$

其中 $\mathbf{H}_1 = \text{diag}(\mathbf{Q}_{N+L} [\mathbf{h}, \underbrace{0,0,\dots,0}_{N-L\uparrow 0}])^T$. 对上述信号序列 $\tilde{\mathbf{s}}^{(2k+1)}$ 进行判决得到奇数帧发送信号序列 $\hat{\mathbf{s}}^{(2k+1)}$.

由图 3,图 4 可以看出,在优化的单载波频域均衡系统中,奇数帧信号前面没有插入循环前缀,经过多径信道后,会受到偶数帧信号的干扰,所以当检测奇数帧信号时,必须利用检测出的偶数帧信号构造帧间干扰序列用于干扰消除,以达到奇数帧具有循环前缀的效果.因此当偶数帧信号检测不准确时,会存在错误传播问题.

但是优化的单载波频域均衡系统的错误传播现象并不会导致系统的性能严重下降.这是因为一方面偶数帧信号独立检测,而每个奇数帧信号序列仅利用与它相邻的两个偶数帧信号序列构造帧间干扰序列,因此错误传播的范围会限制在奇数帧内;另一方面单载波频域均衡系统可以利用多径信道的频率分集作用,将某个时域符号错误平均分担到整个带宽的所有子载波上,因此可以抑制错误传播现象.

传统的单载波频域均衡系统采用 N 点的频域均衡算法.当采用基于重叠相加的构造定理时,优化的单载波频域均衡系统也采用 N 点的频域均衡算法,所以错误传播现象会导致系统性能有所下降;但是当采用基于重叠保留的构造定理时,优化的单载波频域均衡系统采用 $N+L$ 点的频域均衡算法,可

以弥补错误传播现象导致的性能损失,因此可以取得与传统的单载波频域均衡系统相似的误符号率性能。

3 仿真结果

本文对优化的单载波频域均衡系统进行了仿真. 仿真参数为每个信号帧帧长为 $N=256$, 循环前缀的长度为 $N_g=64$, 采用 QPSK 调制, 因此发射机频谱效率提高了 $0.1778 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 且节约了发射功率. 仿真中系统带宽为 10 MHz.

图 5 与图 6 分别为优化的单载波频域均衡系统在 6 径与 12 径的 COST207 信道下的误符号率性能.

从图 5 与图 6 可以看出在相同的信噪比下, 采

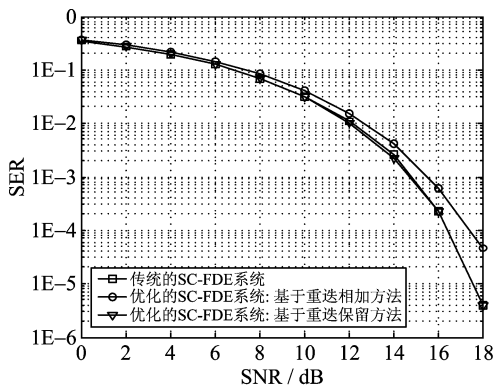


图 5 优化的单载波频域均衡系统在 6 径的 COST207 信道下的误符号率性能

Fig. 5 The SER performance of improved SC-FDE systems via COST207 channel of 6 taps

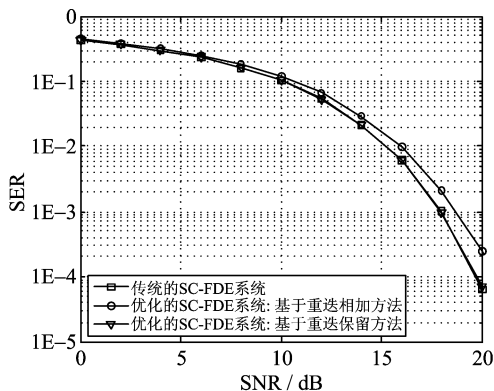


图 6 优化的单载波频域均衡系统在 12 径的 COST207 信道下的误符号率性能

Fig. 6 The SER performance of improved SC-FDE system via COST207 channel of 12 taps

用基于重叠相加法的频域均衡接收机时, 优化的单载波频域均衡系统相比传统的单载波频域均衡系统, 性能有所下降, 这是由于错误传播现象导致的; 采用基于重叠保留法的频域均衡接收机时, 优化的单载波频域均衡系统可以取得与传统的单载波频域均衡系统相同甚至更好的误符号率性能, 这是由于重叠保留法的频域均衡算法点数为 $N+L$, 可以弥补错误传播现象导致的性能损失. 但是优化的单载波频域均衡系统仅在发射机偶数帧插入循环前缀, 因此频谱利用率提高了 $0.1778 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 节约了 0.5 dB 发射功率.

4 结论

传统的单载波频域均衡系统发射机需要对每一个数据帧插入循环前缀. 本文提出了一种优化的单载波频域均衡系统. 发射机仅需要在偶数帧插入循环前缀, 因此提高了发射机的频谱利用率, 节约了发射功率. 针对优化的发射机结构, 本文提出了两种检测接收信号的频域均衡接收机结构, 分别为基于重叠保留法与重叠相加法的频域均衡接收机. 仿真结果证明基于重叠保留法的优化的单载波频域均衡接收机可以取得与传统的单载波频域均衡系统相同的误符号率性能, 但是提高了发射机的频谱效率, 节约了发射功率.

参考文献 (References)

- [1] 尹长川, 罗涛, 乐光新. 多载波宽带无线通信技术 [M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004.
- [2] Casas E F, Leung C. OFDM for data communication over mobile radio FM channels-part I: Analysis and experimental results [J]. IEEE Transactions on Communications, 1991, 39(5): 783-793.
- [3] Han S H, Lee J H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission [J]. IEEE Wireless Communications, 2005, 12(2): 56-65.
- [4] Pancaldi F, Vitetta G M, Kalbasi R, et al. Single-carrier frequency domain equalization [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(5): 37-56.
- [5] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamin-Seeyar A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(4): 58-66.