

重叠保留最小均方误差块线性均衡和块噪声预测算法

冯昂, 殷勤业, 韩玮
(西安交通大学智能网络与网络安全教育部重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 针对以往频域均衡器无法直接应用重叠保留法的问题,提出了重叠保留最小均方误差块线性均衡和块噪声预测 2 种算法. 在设计线性均衡器时,有效抽头被限制在一定范围内,避免了在采用重叠保留法时引入有色噪声,并且使得误码率曲线在高信噪比区域不会发生畸变. 在分层检测时,使用块噪声预测以兼容重叠保留法,从而将前馈滤波器和反馈滤波器分解为 2 个相互独立的模块,同时前馈滤波器恰好等于线性均衡器,因此再将重叠保留法应用于前馈滤波中,获得低复杂度和高性能的双重效果. 仿真结果表明,2 种算法的误码率曲线在高信噪比区域不会出现反弹,而且与不使用重叠保留法的高复杂度算法相比,分别只有大约 1 dB 和 0.3 dB 的信噪比损失.

关键词: 重叠保留法;噪声预测;线性均衡

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2010)08-0068-04

Overlap-Save Minimum Mean Square Error Block Linear Equalization and Block Noise-Prediction Algorithms

FENG Ang, YIN Qinye, HAN Wei
(MOE Key Lab for Intelligent Networks and Network Security, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Focusing on the problem that the overlap-save method can not be directly applied in the conventional frequency-domain equalizations, two schemes of block linear equalization and block noise-prediction to overlap-save minimum mean square error (MMSE) are proposed. In the design of the linear equalizer, the effective taps are restricted within a predefined range to avoid inducing colored noises when overlap-save method is used. As a result, the distortion of bit error rate curve will not appear in the high signal-to-noise ratio (SNR) area. The block noise-prediction is applied in the layered detection to combine the overlap-save method. Therefore, the feedforward filter and the feedback filter can be divided into two independent blocks, and the feedforward filter is exactly the same as the linear equalizer. Then, the overlap-save is employed by the feedforward filter, achieving both low complexity and high performance. Simulation results show that bit error rate curves of the proposed schemes do not rebound in the high SNR area, the overlap-save MMSE block linear equalization has only around 1dB SNR loss compared with the fast MMSE block linear equalization, and that the overlap-save MMSE block noise-prediction has only around 0.3dB SNR loss compared with the fast MMSE block decision-feedback equalization.

Keywords: overlap-save; noise-prediction; linear equalization

在多天线环境中,多输入多输出(MIMO)单载波调制(SCM)系统会受到符号间串扰(ISI)和多址干扰(MAI)的共同影响,因此接收机的复杂度较高^[1-3]. 文献[4]提出了多种低复杂度的接收端算法,包括快速 MMSE 块线性均衡算法(F-MMSE-BLE)和快速 MMSE 块判决反馈均衡算法(F-MMSE-

BDFE).在此基础上,文献[4]又应用重叠保留法提出了混合 MMSE 块线性均衡算法(H-MMSE-BLE)和混合 MMSE 块判决反馈均衡算法(H-MMSE-BDFE),从而进一步降低了复杂度.值得注意的是,H-MMSE-BLE 和 H-MMSE-BDFE 算法并没有根据重叠保留法对滤波器系数做出修改,当 ISI 较严重时,重叠保留法会导致不可控制的有色噪声.如果忽视该噪声,误码率曲线在高信噪比(SNR)区域又会因为低估真实噪声功率而出现反弹.文献[5]虽然考虑了重叠保留法所引入的噪声,但是由于该噪声是有色的,其均衡器无法在频域有效执行.文献[6]采用较大的重叠保留长度以减少有色噪声对性能的影响,但是只在数据块较长且 ISI 相对较轻时才有效,并未从根本上解决这个问题.本文提出了改进的线性和非线性均衡器,主要贡献有:①提出了重叠保留 MMSE 块线性均衡算法(OLS-MMSE-BLE),在时域对前馈滤波器截短,使其有效抽头只保留在区间 $[-N_+, N_- - 1]$ 内(其中 N_- 和 N_+ 分别是前缀和后缀长度),在使用重叠保留法时不会产生有色噪声;②提出了一种新的分层结构——块噪声预测(BNP),应用后可以很容易用已提出的 OLS-MMSE-BLE 作为前馈滤波器,构成性能更好的重叠保留 MMSE 块噪声预测算法(OLS-MMSE-BNP).

1 系统模型

考虑一个配置了 n_T 个发射天线和 n_R 个接收天线的复基带 MIMO 模型.信源通过编码、交织、调制后被解复用至 n_T 个天线上,每个天线通道的数据流再被分割为包含 P 个符号的数据块. $d_n^{(i)}$ 表示从第 i ($i=1, \dots, n_T$) 个天线上传输的第 n ($n=0, \dots, P-1$) 个符号.向量 $\mathbf{d}_n = [d_n^{(1)}, d_n^{(2)}, \dots, d_n^{(n_T)}]^T$ 定义为第 n 时刻发射的信号,向量 $\mathbf{d} = [d_0^T, d_1^T, \dots, d_{P-1}^T]^T$ 定义为天线在一个数据块时间内发射的所有信号.假设发射信号的功率为 σ_d^2 且相互独立,即 $E\{\mathbf{d}\mathbf{d}^H\} = \sigma_d^2 \mathbf{I}_{Pn_T}$. 定义第 i 个发射天线和第 j 个接收天线之间的 ISI 信道为 $\mathbf{h}^{(j,i)} = [h_0^{(j,i)}, h_1^{(j,i)}, \dots, h_{L-1}^{(j,i)}]^T$, 其中 L 是有效抽头个数.由于是 MIMO 系统,因此再定义

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} h_l^{(1,1)} & \dots & h_l^{(1,n_T)} \\ \vdots & & \vdots \\ h_l^{(n_R,1)} & \dots & h_l^{(n_R,n_T)} \end{bmatrix}$$

表示由第 l ($l=0, 1, \dots, L-1$) 条路径构成的 $n_R \times$

n_T 维信道.在接收端,定义 $x_n^{(j)}$ 是第 j 个 ($j=1, \dots, n_R$) 天线得到的第 n 个接收符号, $w_n^{(j)}$ 是第 j 个天线得到的第 n 个接收噪声.一个传输块时间内的接收信号为 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_0^T, \mathbf{x}_1^T, \dots, \mathbf{x}_{P-1}^T]^T$, 其中 $\mathbf{x}_n = [x_n^{(1)}, x_n^{(2)}, \dots, x_n^{(n_R)}]^T$; 接收噪声为 $\mathbf{w} = [\mathbf{w}_0^T, \mathbf{w}_1^T, \dots, \mathbf{w}_{P-1}^T]^T$, 其中 $\mathbf{w}_n = [w_n^{(1)}, w_n^{(2)}, \dots, w_n^{(n_R)}]^T$, 噪声是方差为 σ_w^2 的独立同分布的高斯变量,即 $E\{\mathbf{w}\mathbf{w}^H\} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{Pn_R}$. 为了消除块间串扰(ICI)并使信道呈现循环卷积属性,在每个符号块内添加保护间隔(GI).当信道在一个数据块时间内不变且最大时延扩展小于 GI 长度时,时域系统模型可以写为

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{d} + \mathbf{w} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{H}$ 为块-循环矩阵

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 & 0 & \dots & 0 & \mathbf{H}_{L-1} & \dots & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_0 & \dots & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \mathbf{H}_1 & \dots & 0 & 0 & \dots & \mathbf{H}_{L-1} \\ \mathbf{H}_{L-1} & \vdots & & \vdots & \vdots & & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_{L-1} & \dots & \mathbf{H}_0 & 0 & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{H}_{L-1} & \mathbf{H}_{L-2} & \dots & \mathbf{H}_0 \end{bmatrix}$$

利用循环矩阵的奇异值分解,可得到频域系统模型

$$\mathbf{X}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{D}_p + \mathbf{W}_p, \quad p = 0, 1, \dots, P-1 \quad (2)$$

式中: $\mathbf{A}_p = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \exp(-j \frac{2\pi l p}{P})$, $\mathbf{D}_p = \sum_{n=0}^{P-1} \mathbf{d}_n \exp(-j \frac{2\pi n p}{P})$, $\mathbf{X}_p = \sum_{n=0}^{P-1} \mathbf{x}_n \exp(-j \frac{2\pi n p}{P})$, $\mathbf{W}_p = \sum_{n=0}^{P-1} \mathbf{w}_n \exp(-j \frac{2\pi n p}{P})$ 分别表示信道频域响应以及发射信号、接收信号和接收噪声在第 p 个频率(载波)的采样值.

2 重叠保留 MMSE 块线性均衡算法

本节首先推导 OLS-MMSE-BLE 算法的最优系数,然后介绍如何与重叠保留法配合使用.我们的设计目标是找到一个滤波器 $\mathbf{G}_p$, 使得均方误差最小.定义均方误差为

$$J = E\{\|\tilde{\mathbf{d}}_n - \mathbf{d}_n\|^2\} = E\left\{\left\|\frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \mathbf{G}_p \mathbf{X}_p \exp(j \frac{2\pi p n}{P}) - \mathbf{d}_n\right\|^2\right\} \quad (3)$$

式(3)整理后可以写为

$$J = \frac{\sigma_d^2}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \text{tr}\{\mathbf{G}_p (\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^H + \alpha \mathbf{I}_{n_R}) \mathbf{G}_p^H - \mathbf{G}_p \mathbf{H}_p -$$

$$\mathbf{H}_p^H \mathbf{G}_p^H + \mathbf{I}_{n_T} \} \quad (4)$$

式中: $\alpha = \sigma_w^2 / \sigma_d^2$ 是归一化的噪声方差. 利用求导, 得到最优滤波器系数为

$$\mathbf{G}_p = \mathbf{H}_p^H (\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^H + \alpha \mathbf{I}_{n_R})^{-1} \quad (5)$$

这个滤波器就是 H-MMSE-BLE^[4], 它在一个周期 P 内都有值. 因为重叠保留法不能有效保护数据, 所以限定 $\mathbf{G}_p$ 只能在区间 $[-N_+, N_- - 1]$ 内存在非 0 值, 即

$$\mathbf{G}_p = \sum_{l=N_+}^{N_- - 1} \mathbf{g}_l^H \exp(-j2\pi lp/P) \quad (6)$$

将式(6)代入式(4), 得到

$$J = \frac{\sigma_d^2}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \text{tr} \left\{ \sum_{l_1=-N_+}^{N_- - 1} \sum_{l_2=-N_+}^{N_- - 1} \mathbf{g}_{l_2}^H (\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^H + \alpha \mathbf{I}_{n_R}) \mathbf{g}_{l_1} \cdot \exp(-j2\pi(l_2 - l_1)p/P) - \sum_{l=-N_+}^{N_- - 1} \mathbf{g}_l^H \mathbf{H}_p \exp(-j2\pi lp/P) - \sum_{l=-N_+}^{N_- - 1} \mathbf{H}_p^H \mathbf{g}_l \exp(j2\pi lp/P) + \mathbf{I}_{n_T} \right\}$$

如果定义

$$\mathbf{q}_l = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} (\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^H + \alpha \mathbf{I}_{n_R}) \exp(j2\pi lp/P) \quad (7)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_0 & \mathbf{q}_1 & \cdots & \mathbf{q}_{N_- + N_+ - 1} \\ \mathbf{q}_{-1} & \mathbf{q}_0 & \cdots & \mathbf{q}_{N_- + N_+ - 2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_{1-(N_- + N_+)} & \mathbf{q}_{2-(N_- + N_+)} & \cdots & \mathbf{q}_0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

以及

$$\tilde{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}_{N_+}^T, \mathbf{H}_{N_+ - 1}^T, \cdots, \mathbf{H}_0^T, \mathbf{H}_{-1}^T, \cdots, \mathbf{H}_{1-N_-}^T]^T$$

那么 MSE 可以简化为

$$J = \sigma_d^2 \text{tr} \{ \mathbf{g}^H \mathbf{Q} \mathbf{g} - \mathbf{g}^H \tilde{\mathbf{H}} - \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{g} + \mathbf{I}_{n_T} \} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{g} = [\mathbf{g}_{-N_+}^T, \mathbf{g}_{-N_+ + 1}^T, \cdots, \mathbf{g}_0^T, \cdots, \mathbf{g}_{N_- - 1}^T]^T$

注意到 MSE 是关于 $\mathbf{g}$ 的二次函数, 对 $\mathbf{g}$ 求导并令导数为 0, 有

$$\mathbf{g} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{H} \quad (10)$$

式(10)给出了 OLS-MMSE-BLE 滤波器的时域响应, 再根据式(6)可以得到它的频域响应. 均衡后的 MSE 为

$$J = \sigma_d^2 \text{tr} \{ \mathbf{I}_{n_T} - \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{Q}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \} \quad (11)$$

与 H-MMSE-BLE 不同, 这里提出的均衡器只在区间 $[-N_+, N_- - 1]$ 内有非 0 解. 根据文献[7], 一个数据块可以分割为多个较短子块进行处理, 并且不会出现有色噪声. 图 1 给出了重叠保留法的示意图. 我们对子块做基于 D 个符号的频域均衡, 扔

掉每个子块的前 N_- 个符号和后 N_+ 个符号, 只保留中间 $D - N_- - N_+$ 个符号. 一个长度为 P 的数据块被分割为 $S = \lceil P / (D - N_- - N_+) \rceil$ 个子块. 因为 P 越大传输效率越高, 所以实际系统中 P 会很大. D 的值与信道时延扩展有关, 一般情况下有 $D \ll P$. OLS-MMSE-BLE 的复杂度约为 $O(S \log D)$, 不使用重叠保留法的复杂度约为 $O(P \log P)$. 当 P 较大时, 使用重叠保留法的复杂度略低一些.

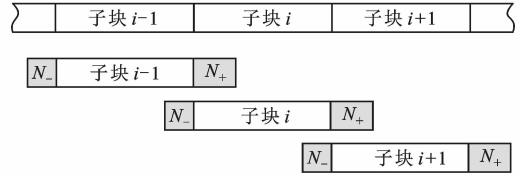


图1 重叠保留法示意图

3 BNP 分层检测算法的设计

因为 H-MMSE-BLE 在使用重叠保留法时并未对滤波器做任何修改, 所以很容易升级为 H-MMSE-BDFE. 然而, 本文的 OLS-MMSE-BLE 并不能简单地应用 BDFE 结构来实现分层检测. 本节在噪声预测结构^[8]的基础上, 提出一种 BNP 结构代替原来的 BDFE 结构. 考虑式(2)所示的频域模型, BNP 可以表示为

$$\tilde{\mathbf{D}}_p = \mathbf{G}_{\text{FF}, p} \mathbf{X}_p - \mathbf{G}_{\text{FB}, p} (\mathbf{G}_{\text{FF}, p} \mathbf{X}_p - \hat{\mathbf{D}}_p) \quad (12)$$

式中: $\mathbf{G}_{\text{FF}, p}$ 是前馈滤波器; $\mathbf{G}_{\text{FB}, p}$ 是反馈滤波器; $\hat{\mathbf{D}}_p$ 和 $\tilde{\mathbf{D}}_p$ 分别表示反馈信号和估计信号的频谱, 在理想反馈条件下, $\hat{\mathbf{D}}_p = \mathbf{D}_p$. 分层检测要求 $\mathbf{G}_{\text{FB}, p}$ 必须是严格的下三角矩阵(空间因果的), 它的 MSE 表示为

$$J = E \{ \|\tilde{\mathbf{d}}_n - \mathbf{d}_n\|^2 \} = \frac{1}{P^2} E \left\{ \left\| \sum_{p=0}^{P-1} (\mathbf{G}_{\text{FF}, p} \mathbf{X}_p - \mathbf{G}_{\text{FB}, p} (\mathbf{G}_{\text{FF}, p} \mathbf{X}_p - \hat{\mathbf{D}}_p) - \mathbf{D}_p) \exp(j2\pi np/P) \right\|^2 \right\} \quad (13)$$

令 J 关于 $\mathbf{G}_{\text{FF}, p}$ 的导数为 0, 得到

$$\mathbf{G}_{\text{FF}, p} = \mathbf{H}_p^H (\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^H + \alpha \mathbf{I}_{n_R})^{-1} \quad (14)$$

可以看出, 式(14)与式(5)完全相同. 将式(5)代入式(13), 得到

$$J = \frac{\sigma_w^2}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \text{tr} \{ (\mathbf{I}_{n_T} - \mathbf{G}_{\text{FB}, p}) \cdot (\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p + \alpha \mathbf{I}_{n_T})^{-1} (\mathbf{I}_{n_T} - \mathbf{G}_{\text{FB}, p})^H \} \quad (15)$$

如果矩阵 $(\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p + \alpha \mathbf{I}_{n_T})^{-1}$ 的 Cholesky 分解为

$$(\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p + \alpha \mathbf{I}_{n_T})^{-1} = \mathbf{L}_p \mathbf{L}_p^H \quad (16)$$

那么式(15)的下界为

$$J \geq \frac{\sigma_w^2}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{k=1}^{n_T} [(\mathbf{I}_{n_T} - \mathbf{G}_{FB,p}) \mathbf{L}_p]_{kk}^2 \quad (17)$$

当且仅当 $(\mathbf{I}_{n_T} - \mathbf{G}_{FB,p}) \mathbf{L}_p$ 是对角矩阵时等式成立, 即

$$\mathbf{G}_{FB,p} = \mathbf{I}_{n_T} - \text{diag}\{[\mathbf{L}_p]_{11}, \dots, [\mathbf{L}_p]_{n_T n_T}\} \mathbf{L}_p^{-1} \quad (18)$$

式中: $[\mathbf{L}_p]_{kk}$ 为下三角矩阵 $\mathbf{L}_p$ 的第 k 个对角元素。

将式(18)代入式(17), 得到

$$J = \frac{\sigma_w^2}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{k=1}^{n_T} [\mathbf{L}_p]_{kk}^2 \quad (19)$$

式(19)给出的 MSE 与 H-MMSE-BDFE 的 MSE 相等。从式(14)和式(18)可以看出, BNP 结构将前馈滤波器和反馈滤波器分解为相互独立的 2 个部分, 同时前馈滤波器与线性频域均衡器完全一样。利用这一点, 很容易将 H-MMSE-BLE 改为上一节提出的 OLS-MMSE-BLE, 从而实现分层检测。本节得到的 OLS-MMSE-BNP 可以获得比 OLS-MMSE-BLE 更好的性能。

4 仿真结果

考虑一个有 4 个发射天线和 4 个接收天线的 MIMO 模型。每个数据块的长度为 256 个符号, 其中包括 240 个数据符号和 16 个 0。信道定义为 5 抽头指数衰落的功率时延谱(PDP)的 Rayleigh 衰落信道, 信道之间相互独立, 衰落信道的根均方(RMS)值为 2, 假设接收端已知确切的信道信息。

图 2 给出了 QPSK 调制下 3 种线性频域均衡器的误码率性能。为了简洁, 在图 2 中将重叠保留法的参数表示为 $[D, N_-, N_+]$ 。可以看到, H-MMSE-BLE 在高信噪比(R_{SN})区域(如 $R_{SN} > 24$ dB), 误码率曲线不降反升。这是由于低估了重叠保留法引入的有色噪声所造成的。本文提出的 OLS-MMSE-BLE 算法由于对滤波器的取值范围做了限制, 在使用重叠保留法时不会产生有色噪声。然而, 因为 OLS-MMSE-BLE 的有效抽头数少于 H-MMSE-BLE, 在低信噪比区域以及 N_- 、 N_+ 较小时, OLS-MMSE-BLE 的性能稍差于 H-MMSE-BLE。增加 N_- 和 N_+ 的值, 可以不断提升 OLS-MMSE-BLE 的性能, 但是 H-MMSE-BLE 却在高信噪比区域出现性能反弹, 甚至 N_- 和 N_+ 的值越大, 反弹的幅度越明显。从图 2 可以看出, 当 $[D, N_-, N_+]$ 达到 $[64, 12, 12]$ 时, 在误码率为 10^{-4} 处, OLS-MMSE-BLE 与 F-MMSE-BLE 的性能差距只有 1 dB 左右。图 3 给出了分层算法 OLS-MMSE-BNP 在有、无排序时的

仿真结果。借助重叠保留法, OLS-MMSE-BNP 的复杂度与 H-MMSE-BDFE 相当, 比 F-MMSE-BDFE 的更低一些。和线性算法类似, H-MMSE-BDFE 在高 R_{SN} 区域仍然会出现性能反弹。排序可以获得明显的 R_{SN} 增益, 例如在误码率为 10^{-4} 处, 排序 OLS-MMSE-BNP 与不排序 OLS-MMSE-BNP 相比, R_{SN} 有 4 dB 的增益。另外, 对于较小的 N_- 和 N_+ , 排序还能压低 OLS-MMSE-BNP 的误码率平台。在排序算法中, 当 $[D, N_-, N_+]$ 达到 $[64, 12, 12]$ 时, OLS-MMSE-BNP 具有和 F-MMSE-BDFE 几乎相同的性能, 说明 OLS-MMSE-BNP 在 N_- 和 N_+ 足够大时, 可以有效地逼近 F-MMSE-BDFE。

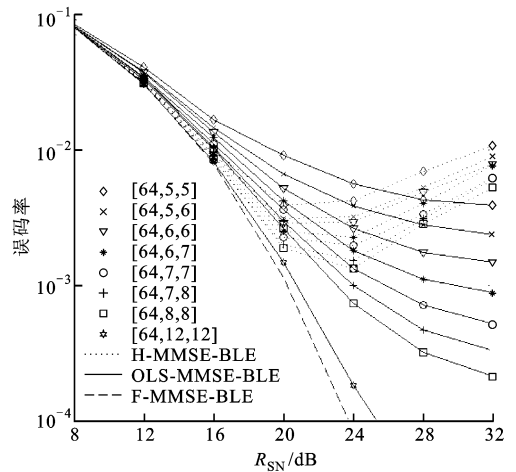


图 2 QPSK 调制下 3 种线性频域均衡器的性能比较

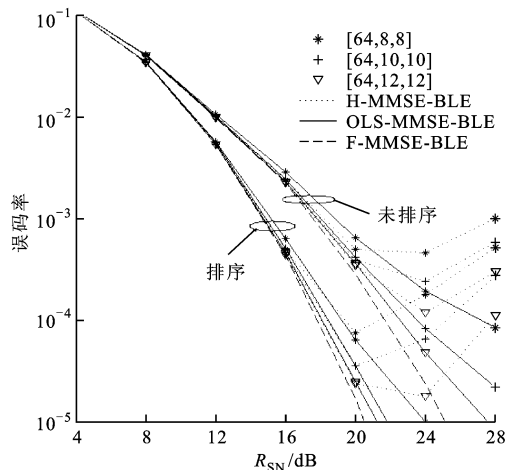


图 3 QPSK 调制下 OLS-MMSE-BNP 与 F-MMSE-BDFE 算法的比较

5 结论

H-MMSE-BLE 算法会因为低估噪声功率而在高信噪比区域产生误码率曲线反弹现象, 为此本文在时域设计了有限长的 OLS-MMSE-BLE, 使其只

在区间 $[-N_+, N_- - 1]$ 内有非0值,这样在使用重叠保留法时就不会出现H-MMSE-BLE中的问题.本文又根据BNP结构提出了OLS-MMSE-BNP均衡器,它可以将前馈滤波器与反馈滤波器分开,而且前馈滤波器正好就是线性频域均衡器,于是很容易应用OLS-MMSE-BLE作为前馈滤波器,从而实现分层检测.仿真结果表明,在借助重叠保留法降低复杂度时,本文所提算法可以获得更好的误码率性能.

参考文献:

- [1] 武林俊, 朱世华, 冯兴乐. 降低功率控制下正交频分复用系统的峰均比[J]. 西安交通大学学报, 2005, 39(8): 859-862.
WU Linjun, ZHU Shihua, FENG Xingle. Reducing peak-to-average power ration for orthogonal frequency division multiplexing systems under low power control [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2005, 39(8): 859-862.
- [2] 侯永宏, 杨刚, 王安国, 等. 时域同步正交频分复用系统的频偏估计[J]. 西安交通大学学报, 2009, 43(12): 101-105.
HOU Yonghong, YANG Gang, WANG Anguo, et al. Frequency deviation estimation for TDS-OFDM system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43(12): 101-105.
- [3] BENVENUTO N, DINIS R, FALCONER D, et al.

Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization; an idea whose time has come—again [J]. Proceedings of the IEEE, 2010, 98 (1): 69-96.

- [4] BENVENUTO N, BOCCARDI F, CARNEVALE G. Frequency domain realization of space-time receivers in dispersive wireless channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55 (1): 313-326.
- [5] TOMASIN S. Overlap and save frequency domain DFE for throughput efficient single carrier transmission [C] // Proceedings of IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2005: 865-869.
- [6] FALCONER D D, ARIYAVISITAKUL S L. Broad-band wireless using single carrier and frequency domain equalization [C] // Proceedings of the 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 27-36.
- [7] OPPENHEIM A V, SCHAFER R W, BUCK J R. 离散时间信号处理[M]. 刘树棠, 译. 西安: 西安交通大学出版社, 2001.
- [8] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications [M]. New York, USA: McGraw-Hil, 1995.

(编辑 刘杨)