

MB-OFDM UWB 系统的自适应联合均衡方案

赵 力, 孙献璞, 张海林

(西安电子科技大学 通信工程学院, 陕西 西安 710071)

摘要: 提出了一种自适应联合均衡(AJE)方案,对接收到的多带正交频分复用超宽带(MB-OFDM UWB)时频分集信号,利用自适应滤波器实现最优合并(MMSE 准则).该方案不需要知道信道参数,也就不需要进行信道估计,既减小了运算复杂度,也避免了信道估计误差的引入.该方案用最优化线性合并归一化最小均方(OLC-NLMS)算法实现.利用了UWB信道慢衰落的特点,在输入信号高度相关的情况下,算法仍能快速收敛.仿真结果显示:与需要信道参数的传统最优合并方法相比,在 10^{-2} 误比特率,2分集和4分集时,分别获得1.2 dB和2.7 dB增益.

关键词: 自适应联合均衡;多带正交频分复用;最优合并;超宽带

中图分类号: TN914.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2008)03-0377-06

Adaptive joint equalization for MB-OFDM UWB systems

ZHAO Li, SUN Xian-pu, ZHANG Hai-lin

(School of Telecommunication Engineering, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: An adaptive joint equalization (AJE) scheme for the multi-band OFDM ultra wideband (MB-OFDM UWB) system is proposed. For received diversity signals, the scheme can provide optimum combining (MMSE criterion) with an adaptive filter. Different from conventional optimum combining schemes, this scheme does not need channel parameters. Therefore, the corresponding computation and error caused by channel estimation are avoided. The scheme is implemented using the optimal linear combining normalized least mean squares (OLC-NLMS) algorithm. To deal with the high correlations of inputs, the characteristic of slow fading of UWB channels is applied to the algorithm, which leads to a high convergence rate. Simulation results show that compared with conventional optimum combining scheme, this scheme can result in the gain of 1.2 dB and 2.7 dB for two diversity branches and four diversity branches respectively at the 10^{-2} BER (bit error rate).

Key Words: adaptive joint equalization; multi-band OFDM; optimum combining; ultra wide-band

超宽带(UWB)是指相对带宽大于20%或者绝对带宽大于500 MHz的通信系统^[1].美国联邦通信委员会(FCC)将从3.1~10.6 GHz的频率向UWB应用开放.因为要与许多已有的系统共存,所以FCC严格限制了其发射功率,每1 MHz的功率谱最大不得超过-41.25 dBm^[2].

多带OFDM联盟(MBOA)以多带正交频分复用(MB-OFDM)作为其UWB的实现技术.在笔者的研究中,以MBOA的物理层标准^[3]作为参考系统模型.MBOA物理层标准的一个显著特点就是对发送信号进行时频扩展,在接收端对分集接收到的时频扩展信号进行合并.

根据多带正交频分复用超宽带(MB-OFDM UWB)系统短时信道稳定以及时频扩展后发送的特点,笔者提出了一种自适应联合均衡的方案,在无需信道估计^[4]的前提下实现了最优合并(相当于将均衡与合并的功能联合实现),减小了噪声的影响,使接收性能有较大提高.并对联合均衡的实现算法进行了理论研究和性能仿真.

收稿日期:2007-11-12

基金项目:陕西省自然科学基金基础研究计划资助(2004F07)

作者简介:赵 力(1975-),男,西安电子科技大学博士研究生,E-mail: zhaoli@mail.xidian.edu.cn.

1 系统模型

1.1 系统描述

MBOA 将 3.1~10.6 GHz 频段分成 14 个子带, 每个子带 528 MHz. 在此基础上定义了 4 个含有 3 个子带和 1 个含有 2 个子带的频带组. 系统使用一个时频码(Time-Frequency Codes)来选择在某个频带组的 3 个(或者 2 个)子带上交替工作, 工作于最低频带组的 3 个子带时称为模式 1, 这种模式是被强制要求的, 如图 1 所示. 每个 OFDM 符号由 128 个子载波构成, 其中 100 个信息子载波, 采用正交相移键控(QPSK)调制方式.

为了使传输可靠稳定, MB-OFDM 采用时频扩展的传输方式. 在同一个 OFDM 符号内, 用 50 个 QPSK 信号及其共轭信号去调制 100 个信息子载波, 称为频域扩展, 相当于进行了二重频率分集. 在时频码的控制下, 将同一个 OFDM 符号连续在 T 个子带上重复传送, 称为时域扩展, 相当于进行了 T 重时间分集.

MBOA 标准中对以上两种方式的组合使用称为时频扩展, 总的扩展因子为 M (无频域扩展时 $M = T$, 有频域扩展时 $M = 2T$). 可认为连续发送相同信息的 T 个 OFDM 符号是 1 个等效 OFDM 符号.

不考虑射频和信道编码部分, MB-OFDM 系统模型如图 2 所示.

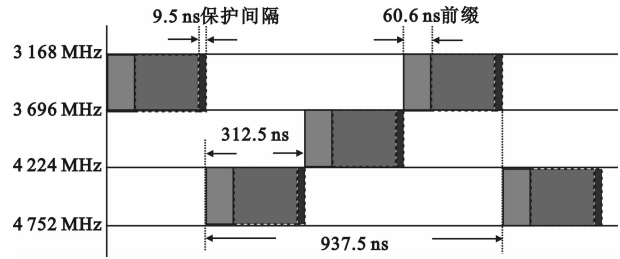


图 1 模式 1 下 MB-OFDM 系统工作流程

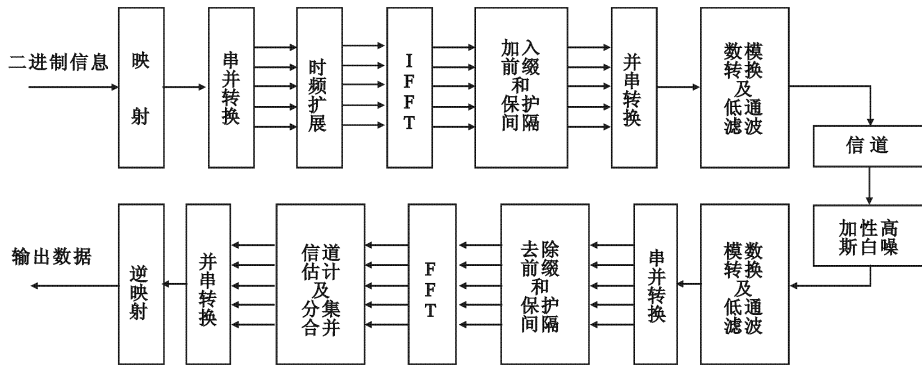


图 2 系统模型

1.2 符号定义及信号的预处理

设时频扩展因子为 M , 定义符号如下:

(1) $X_k(n)$ 是发送的第 n 个等效 OFDM 符号中第 k 个信息子载波上传送的 QPSK 信号(后面除非必要, 否则均省略掉 n), 如果时频扩展因子为 M , 则 X_k 通过 M 条分集支路传输;

(2) $Y_{km} = H_{km}X_k + N_{km}, m = 1, 2, \dots, M$, 表示 X_k 经过第 m 条时频分集支路后接收到的信号, 其中 H_{km}, N_{km} 分别为 X_k 在第 m 条分集支路上的频域响应和加性高斯白噪声, 如果进行频域扩展, 发送 X_k^* , 其中 $(\cdot)^*$ 表示取共轭. 则对接收信号取共轭可得: $Y_{km} = (H_{km}X_k^* + N_{km})^* = H_{km}^*X_k + N_{km}^*$. 显然, 对于 X_k^* , 也可以按照 $Y_{km} = H_{km}X_k + N_{km}$ 处理, 只是信道特性变成了原来的共轭;

(3) W_{km}^* 为 Y_{km} 的自适应加权系数, 为的是与后面的实现算法保持一致;

(4) $\sigma_e^2 = |X_k|^2, \sigma_n^2 = E[|N_{km}|^2], \sigma_s^2 = E[|H_{km}X_k|^2]$ 分别是发送信号功率、噪声功率和接收信号平均功率.

2 联合均衡

2.1 时频信号处理

MB-OFDM UWB 系统的带宽达数百兆赫兹以上, 会存在频率选择性衰落, 系统对接收到的时频扩展信

号采用最优合并是比较适宜的^[5]. 最优合并(也称最小均方差分集^[6~8])按照 MMSE 准则对分集信号进行有效合并,合并后的信号有最小的均方误差.

从文献[6,9]可知,最优合并需要知道或者通过某种方法获得信道参数. 由于无线系统的信道参数具有时变特性,所以获取的信道参数是否准确,会直接影响到最优合并的性能. 而笔者给出的联合均衡方案优势在于,利用 MBOA 定义的帧前导符中的训练符号,通过自适应的方法完成最优合并,不需要信道信息,避免了信道估计带来的误差.

下面先证明自适应联合均衡的可行性.

2.2 联合均衡的提出及性能分析

联合均衡方案如图 3 所示. 时频扩展因子为 M 时,“自适应联合均衡”的输入为 M 路时频扩展信号. $Y_{k1}, Y_{k2}, \dots, Y_{kM}$ 是预处理后的接收信号,有相同的期望输出 X_k . 对于每条支路信号 Y_{km} ,“自适应联合均衡”模块中有对应的调节系数 W_{km}^* . 通过自适应联合调节 W_{km} ,既能使 W_{km}^* 完成对支路信号 Y_{km} 的频域均衡,又能使 $Z_k = \sum_{m=1}^M W_{km}^* Y_{km}$ 满足 MMSE 准则. 这样,就在不需要信道参数的情况下完成了最优合并. 按照图 3 结构有

$$Z_k = \sum_{m=1}^M W_{km}^* Y_{km} \quad (1)$$

$$E[|X_k - Z_k|^2] = E\left[\left|X_k - \sum_{m=1}^M W_{km}^* Y_{km}\right|^2\right] = E\left[\left|X_k - \sum_{m=1}^M W_{km}^* (H_{km} X_k + N_{km})\right|^2\right] = \sigma_e^2 \left|1 - \sum_{m=1}^M W_{km}^* H_{km}\right|^2 + \sigma_n^2 \sum_{m=1}^M |W_{km}^*|^2 \quad (2)$$

按照 MMSE 准则,分别对上式中的 W_{km}^* 求偏导数并令其等于零,经过推导^[9]后可得

$$W_{km} = H_{km} / \left(\sum_{s=1}^M |H_{ks}|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_e^2\right) \quad , \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

将式(3)分别带入式(1)和(2)可得

$$Z_k = \left(\sum_{m=1}^M |H_{km}|^2 / \left(\sum_{m=1}^M |H_{km}|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_e^2\right)\right) X_k + \sum_{m=1}^M H_{km}^* N_k / \left(\sum_{m=1}^M |H_{km}|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_e^2\right) \quad , \quad (4)$$

$$E[|X_k - Z_k|^2] = \left(1 / \left(1 + \sigma_e^2 / \sigma_n^2 \cdot \sum_{m=1}^M |H_{km}|^2\right)\right) \sigma_e^2 \quad (5)$$

从式(3)可以看到,如果有某种算法使“自适应联合均衡”模块的输出符合 MMSE 准则,那么就可以使 W_{km} 收敛于 $H_{km} / \left(\sum_{s=1}^M |H_{ks}|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_e^2\right)$,从而用 W_{km}^* 对支路信号 Y_{km} 进行了均衡,同时也使 $\sum_{m=1}^M W_{km}^* Y_{km}$ 最优合并于 X_k .

从以上分析可以发现,完成联合均衡不需要知道信道参数 H_{km} ,既减小了运算,又避免了信道估计引入的误差. 可见从理论上讲,联合均衡是有优势的. 下面寻找能够实现联合均衡的自适应算法.

3 联合均衡的实现算法

3.1 自适应线性组合器

从图 3 可知,实现联合均衡的条件是对并行输入的 M 路信号进行最优线性组合,使输出符合 MMSE 准则.

自适应滤波器是以最小均方误差为准则的最优滤波器,能够自动调节本身的系数. 而从自适应滤波器的结构可知,它的输出就是各输入信号的加权之和,所以自适应滤波器可以看作是自适应线性组合器.

因为自适应滤波器依靠递归算法运算,因此在平稳环境下,经过成功迭代后可以收敛于某种意义上的最

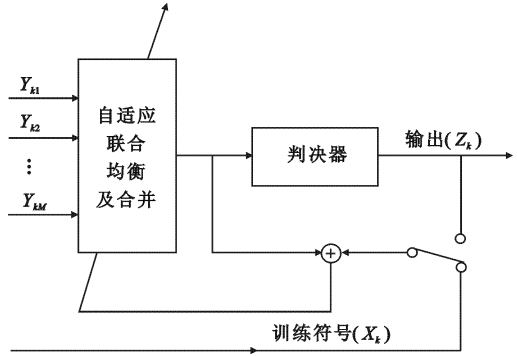


图 3 自适应联合均衡

优维纳解. 因为是递归算法, 所以自适应滤波器的参数将变成与输入相关的量, 从这个意义上来说, 自适应滤波器是一个非线性系统, 不遵循叠加原理^[10], 不能达到所期望的线性组合的目的. 即可以使用自适应滤波器的结构作为自适应线性组合器, 但却不能直接利用自适应滤波器的算法来完成输入信号的最优线性组合.

3.2 自适应线性组合器的收敛准则

为了达到希望的最优线性组合, 需要选择合适的自适应滤波算法并对其加以改造. 显然, 从对高速数据的实时处理要求来看, 最小均方(LMS)算法更为简单, 更有实际意义. 下面给出复数形式的 LMS 算法. 为了清晰起见, 这里使用文中定义的符号给出算法

$$Z_k(n) = \sum_{m=1}^M W_{km}^*(n) Y_{km}(n) \quad , \quad (6)$$

$$e_k(n) = X_k(n) - Z_k(n) \quad , \quad (7)$$

$$W_{km}(n+1) = W_{km}(n) + \mu \cdot e_k^*(n) \cdot Y_{km}(n) \quad , \quad m = 1, 2, \dots, M \quad , \quad (8)$$

其中 μ 是能使算法收敛的迭代步长, 为常数; $e_k(n)$ 是误差信号. 这里对算法的描述采用元素形式, 而没有采用通常的向量形式, 为的是后面分析方便. 为了简洁, 后面对 $m = 1, 2, \dots, M$ 这一条件省略.

上述算法用于自适应线性合并, 将是病态的^[10]. 这是因为: ① 输入的各支路数据(复)线性相关; ② 输入数据不充分; ③ 存在噪声或干扰信号. 这些因素将导致解的不惟一性.

为了用非常有限的训练符号获得比较准确的收敛权值 W_{km} , 有必要对式(6)~(8)所描述的 LMS 算法详细分析, 寻找可能有效的方法和条件.

将 $Y_{km} = H_{km} X_k + N_{km}$ 带入式(8)并展开可得

$$W_{km}(n+1) = W_{km}(0) + \sum_{l=1}^n \mu \cdot e_k^*(l) \cdot (H_{km}(l) \cdot X_k(l) + N_{km}(l)) = \\ W_{km}(0) + \mu \sum_{l=1}^n e_k^*(l) \cdot X_k(l) \cdot H_{km}(l) + \mu \sum_{l=1}^n e_k^*(l) \cdot N_{km}(l) \quad . \quad (9)$$

式(9)中, $W_{km}(0)$ 是 W_{km} 的初始设定值, 是一个常数; μ 也为常数. 假设经过 p 次迭代后, 算法已经收敛, 则误差信号 $e_k(l)$ 围绕‘0’值振荡收敛, 而 $N_{km}(l)$ 是零均值白噪声, 故 $E\left[\sum_{l=0}^p e_k^*(l) \cdot N_{km}(l)\right] = 0$; 而对于不同的

m 值, $\sum_{l=0}^p e_k^*(l) \cdot X_k(l) \cdot H_{km}(l)$ 中只有 $H_{km}(l)$ 不同, 这样, 在 l 从 0 变化到 p 的过程中, 如果 $H_{km}(l)$ 保持基本不变, 那么 $\sum_{l=0}^p e_k^*(l) \cdot X_k(l) \cdot H_{km}(l)$ 将是 H_{km} 的线性函数, 从而 $E[W_{km}(p+1)] = W_{km}(0) + \beta_k H_{km}$, 其中

$\beta_k = \sum_{l=0}^p e_k^*(l) \cdot X_k(l)$. 如果再令 $W_{km}(0) = 0$, 则 $E[W_{km}(p+1)] = \beta_k H_{km}$. 收敛后, 假设 $H_{km}(l)$ 保持缓变, 并且 $H_{km}(q) = H_{km}(p) + (q-p)\Delta_{km}$, Δ_{km} 是 $H_{km}(l)$ 的变化率. 那么可以证明, $\Delta_{km}/H_{km} = \Delta_{ks}/H_{ks}$ 时

$E[W_{km}(q)] = \beta_k H_{km}$, 即 H_{km} 缓慢线性变化时, W_{km} 能够跟踪 H_{km} 的变化. 算法收敛后, β_k 将收敛于 $1/$

$$\left(\sum_{m=1}^M |H_{km}|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_e^2 \right), W_{km} \text{ 收敛于 } H_{km} / \left(\sum_{m=1}^M |H_{km}|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_e^2 \right).$$

这样, 对于复线性相关的输入信号, 就得到了用 LMS 算法进行线性合并(MMSE 准则)的两个条件: $W_{km}(0) = 0$; H_{km} 基本不变或者线性缓慢变化. 称之为 LMS 算法的(复)线性合并条件.

如果接收端处理完每帧数据后对 W_{km} 做归零处理, 下一帧重新训练, 那么 LMS 算法线性合并条件中的第 1 条可以满足; 再考虑到 MBOA 标准中每帧数据只有数百个 OFDM 符号^[3], 假设 UWB 系统的信道特性在一帧时间内(约 100 余微秒)不变是合理的^[11], 所以 LMS 算法的第 2 个线性合并条件也可以满足.

3.3 最优线性合并-归一化最小均方(OLC-NLMS)算法

上面推导了利用 LMS 算法实现最优合并的条件, 并说明了接收端可以满足这两个条件, 但是具备了这两个条件并不意味着算法就有好的性能. 首先是一致收敛的问题, 由于各子信道的信道特性并不一样, 各 Y_{km} 的平均能量有较大差异, 而 LMS 算法本身对输入信号能量敏感^[12], 因此使得各 W_{km} 的收敛速度相差较

大,从而影响整体的收敛效果;其次是收敛速度的问题,LMS 算法往往收敛较慢,这样就会使每帧 OFDM 数据中的训练开销过大,降低利用率,甚至不可用。

这里需要的就是一种收敛速度快、对输入信号能量不敏感的改进 LMS 算法.复数 NLMS^[12]算法就可以满足上述要求.NLMS 算法和式(6)~(8)描述的算法相比,只有式(8)不同,描述如下

$$W_{km}(n+1) = W_{km}(n) + (\mu / (E_k(n) + \epsilon)) \cdot e_k^*(n) \cdot Y_{km}(n) \quad , \quad m = 1, 2, \dots, M \quad , \quad (10)$$

其中 $E_k(n) = \sum_{s=1}^M |Y_{ks}(n)|^2$,是当前输入信号的总能量, ϵ 是一个小的正数. ϵ 取接收信号的平均信噪比,即 $\epsilon = \sigma_n^2 / \sigma_s^2$. 这样

$$W_{km}(0) = 0 \quad , \quad m = 1, 2, \dots, M \quad , \quad (11)$$

$$W_{km}(n+1) = W_{km}(n) + (\mu / (E_k(n) + \sigma_n^2 / \sigma_s^2)) \cdot e_k^*(n) \cdot Y_{km}(n) \quad , \quad m = 1, 2, \dots, M \quad . \quad (12)$$

式(6),(7),(11),(12)构成文中的 OLC-NLMS 算法.这个算法用于多输入信号的最优复线性合并,是 NLMS 算法的一个推广应用.但是应当注意到,它必须满足 3.2 节推导出的约束条件,否则将不能得到 MMSE 解,仿真实验也验证了这一点。

4 仿真实验

4.1 仿真条件

在 MATLAB7 平台下,对 OLC-NLMS 算法的收敛性能和系统的误比特率(BER)性能进行了仿真,并与文献[9]的 MMSE 均衡器(完成最优合并)进行了性能比较.仿真参数如表 1 所示,其中“信道”由 802.15.3a 工作组的官方文件^[13]产生.为了方便,这里用循环前缀代替了 MBOA 物理层标准中的附零前缀,这对仿真性能并没有影响^[14].在仿真中假设系统已经达到符号同步、时钟同步、载波同步,信道时延扩展长度小于 OFDM 符号的前缀长度(即 CM1 和 CM2 信道).由于在 CM1 和 CM2 信道环境下仿真到了相近的结果,所以这里只给出 CM1 的仿真结果。

表 1 仿真参数

项目	参数	项目	参数
前缀长度	37	信道	CM1
每帧 OFDM 符号数	500	映射方式	QPSK
每帧训练符号数	50	FFT/IFFT	128
时频扩展因子	2,4	信息子载波数	100

4.2 运算复杂度与收敛速度

联合均衡的 OLC-NLMS 算法有明确的迭代运算关系.如果 N 为一个等效 OFDM 符号中的信息子载波数,它是时频扩展因子 M 的整倍数,则每次迭代的运算复杂度为: $4N$ 次复数乘法, N 次复数除法, $(4 - 1/M) \cdot N$ 次复数加法.如果忽略复数加法,每条分集支路只需要 4 次复数乘法运算和 1 次复数除法运算,这是由于 LMS 算法本身具有简单性。

仿真实验显示, $\mu = 0.1$, OLC-NLMS 算法达到收敛状态需要的 OFDM 符号数量为 30 个左右,并且算法的收敛速度不受输入信号能量的影响,收敛性能具有一致性.这主要归于 NLMS 算法的快速收敛性和对输入信号能量的不敏感,以及 3.2 节推导出的约束条件.图 4 给出了一帧数据的平均收敛曲线,其中信噪比(SNR)定义为 σ_e^2 / σ_n^2 .

4.3 误比特率性能

图 5 给出了 $M = 2, M = 4$ 时,自适应联合均衡与文献[9]中的 MMSE 均衡器在不同信噪比下的平均误比特率性能. MMSE

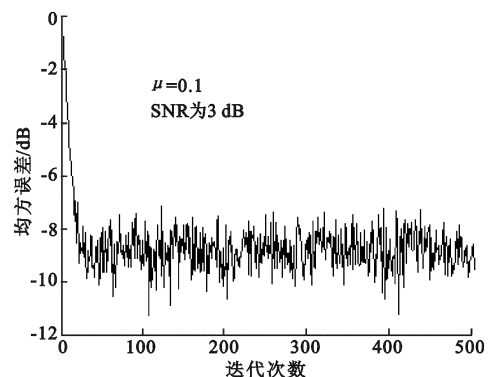


图 4 OLC-NLMS 算法的收敛曲线

均衡器的输出符合 MMSE 准则,完成最优合并,与笔者所提方法有较强的可比性.可以发现,联合均衡的 BER 性能比 MMSE 均衡器有比较大的提高,在 10^{-2} 误比特率, $M=2$ 时,有大约 1.2 dB 的增益; $M=4$ 时,有大约 2.7 dB 的增益.这主要是由于自适应联合均衡更多的利用了分集支路之间的相关性,不但提高了均方误差性能,也提高了相位误差性能,而后者对 QPSK 的 BER 性能至关重要.

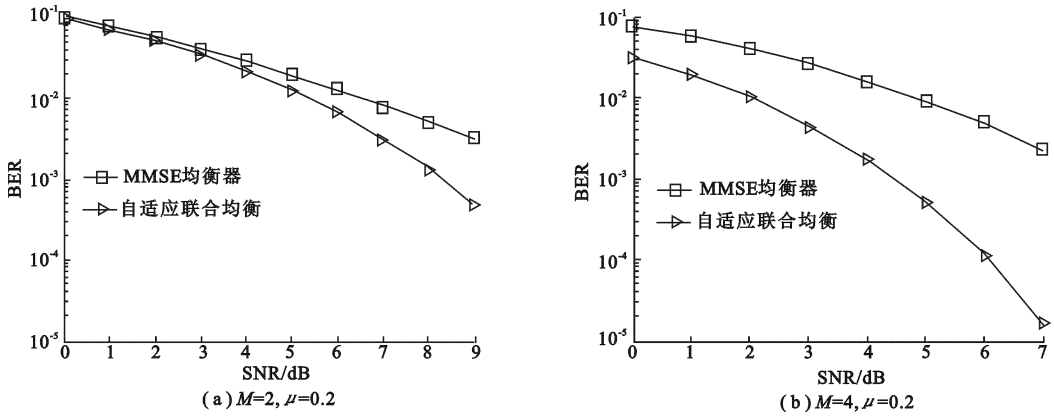


图 5 联合均衡与 MMSE 均衡器的误比特率性能对比

5 结束语

传统的最优合并需要用信道参数对支路信号进行加权,而要获得信道参数,必然要进行信道估计,这一步会引入估计误差.自适应联合均衡却跳过了这一环节,不需要信道估计,通过自适应的方式实现了支路信号的最优合并,有明显优势.首先,避免了信道估计,使运算复杂度降低;其次,消除了信道估计引入的误差.对于类似 UWB,短时信道稳定的无线通信系统,自适应联合均衡可以明显改善系统的性能.

参考文献:

- [1] Molisch A F. Ultrawideband Propagation Channels—Theory, Measurement, and Modeling [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2005, 54(5): 1528-1545.
- [2] Siriwongpairat W P, Han Zhu, Liu K J R. Power Controlled Channel Allocation for Multiuser Multiband UWB Systems [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2007, 6(2): 583-592.
- [3] Batra A. MultiBand OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a [EB/OL]. [2007-04-20]. <http://www.wimedia.org/>.
- [4] Munier F, Eriksson T. Time-Frequency Channel Estimation for MB-OFDM UWB Systems [C]//The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC'2006). Helsinki: IEEE, 2006: 1-5.
- [5] Molisch A F. Wideband Wireless Digital Communication [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002: 128-140.
- [6] Clark M V. MMSE Diversity Combining for Wide-Band Digital Cellular Radio [J]. IEEE Trans on Communications, 1992, 40(6): 1128-1135.
- [7] Tseng S H. Optimum Diversity Combining and Equalization over Interference-Limited Cellular Radio Channel [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1998, 47(1): 103-118.
- [8] Annavajjala R, Milstein L B. Performance Analysis of Optimum and Suboptimum Selection Diversity Schemes on Rayleigh Fading Channels With Imperfect Channel Estimates [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2007, 56(3): 1119-1130.
- [9] Traverso S. Improved Equalization for UWB Multiband OFDM [C]//Information and Communication Technologies, ICTTA'06. 2nd. Kandahar: IEEE, 2006: 2634-2638.