

基于时变衰落信道分解的 OFDM 信号接收技术

孟德香 吴湛击 梁红玉 吴伟陵
(北京邮电大学信息工程系 北京 100876)

摘要: OFDM 信号在时变衰落信道中传输时存在载波间干扰(ICI), 降低了系统的性能。基于衰落信道的多普勒分解, OFDM 信号在时变衰落信道中的传输可以等效成信息数据直接通过无衰落的离散白噪声滤波器模型信道传输, 改进的 Viterbi 算法可用于接收这类信号。该接收技术可以有效去除传统的 OFDM 系统中的载波间干扰, 消除误码的地板效应, 提高了系统性能。

关键词: OFDM, 时变衰落, 信道分解, 信道模型, Viterbi 算法

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)10-1630-05

OFDM Signal Receiving Technique Based on Time-varying Fading Channels Decomposing

Meng De-xiang Wu Zhan-ji Liang Hong-yu Wu Wei-ling

(Department of Information Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract There exist Inter-Carrier Interference (ICI) phenomena when OFDM signals are transmitted through time-varying fading channels. The performance of communication systems also decreases. Based on decomposing of time-varying fading channels, the system can be treated as data transmitting through a discrete-time white noise filter model channel. The Viterbi algorithm is used to receive the signal. In this way, the ICI and "error floor" in traditional OFDM system are removed, and the performance is enhanced.

Key words Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM), Time-varying fading, Channels decomposing, Channel model, Viterbi algorithm

1 引言

OFDM 是一种多载波并行传输技术, 具有适合宽带传输、较好地克服符号间干扰等优点, 近年来引起众多研究者的兴趣, 并且广泛应用于高速数据接入系统、高速无线局域网标准^[1-2]、数字音频与视频广播^[3-6]和数字电视等系统中。

OFDM信号在传输过程中如果发生频率偏移, 将会破坏载波间正交性, 形成载波间干扰(ICI), 降低了系统通信性能。时变衰落信道存在多普勒频偏, OFDM信号在这类信道传输时, 载波间干扰影响系统性能^[7], 其误码率高于衰落信道的 Rayleigh界。这将限制OFDM系统在诸如移动通信等场合的使用, 缩小了它的应用范围。

本文提出了基于信道分解的 OFDM 信号接收技术, 首次将多普勒分解在 OFDM 系统中的应用, 以提高 OFDM 技术在时变衰落信道中的性能。安排如下: 第 2 节 OFDM 在时变衰落信道中传输的模型; 第 3 节 OFDM 信号在时变衰落信道下的最佳接收技术; 第 4 节算法性能仿真; 第 5 节总结。

2 OFDM 在时变衰落信道中传输的模型

2.1 时变信道的多普勒分解

Sayed 和 Aazhang 在文献[8, 9]中进行了多径衰落信道的频域—多普勒分解, 本节采用文献[8, 9]中的方法和结论对 OFDM 信号在时变衰落信道中传输进行研究。

令 $c(\tau, t)$ 为信道等效低通时变冲激响应, $s_f(t)$ 是信道上传输的等效低通 OFDM 信号, $r_f(t)$ 为等效低通接收信号。由于 OFDM 符号持续时间 T_s 远远大于信道多径扩展时间 T_m , ($T_m \ll T_s$), 相邻组间的多径影响可忽略不计, 则 $c(\tau, t)$ 可记为 $c(t)$ 。不失一般性, 这里讨论仅局限于第 0 组 OFDM 数据的处理。

$$r_f(t) = c(t)s_f(t) + z(t), \quad 0 \leq t < T_s \quad (1)$$

式中 $z(t)$ 为均值为 0, 方差为 $N_0/2$ 加性复值白噪声。

由于持续时间限制在 $[0, T_s]$ 内, 相当于对 $c(t)$ 施加了矩形窗 $g_{T_s}(t)$ 。 $c(t)g_{T_s}(t)$ 的傅里叶变换为

$$C'_\lambda(\lambda) = C_\lambda(\lambda) * G(\lambda) = \int_{-B_d}^{B_d} C_\lambda(\theta)G(\lambda - \theta)d\theta \quad (2)$$

式中 $C_\lambda(\lambda)$, $G(\lambda)$ 分别是 $c(t)$ 和矩形窗 $g_{T_s}(t)$ 的 Fourier 变换, 其

中 $C_\lambda(\lambda)$ 称为信道扩展函数。

$C_\lambda(\lambda)$ 基本为非零值的 λ 取值范围为信道多普勒谱范围, 设最大多普勒频偏为 B_d , 则 $\lambda \in [-B_d, B_d]$ 。 $G(\lambda)$ 的主瓣范围为 $[-1/T_s, 1/T_s]$ 。所以 $C'_\lambda(\lambda)$ 的主要能量区间为 $[-(B_d+1/T_s), B_d+1/T_s]$ 。可将 $c(t) g_{T_s}(t)$ 展开成级数形式¹⁾:

$$c(t)g_{T_s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j2\pi kt/T_s} \approx \sum_{k=-K}^K C_k e^{j2\pi kt/T_s} \quad (3)$$

其中 $C_k = (1/T_s)C'_\lambda(k/T_s)$, $K = \lceil T_s B_d \rceil$ 。式(3)的意义在于, 它将时变衰落信道 $c(t)$ 分解成一组相互正交的子信道 $\{c_k(t), 0 \leq k < L\}$, 而且子信道 $c_k(t)$ 的幅度 $|C_k|$ 不随时间变化。

本文假设信道参数已知, 有关信道参数估计内容不在这里研究。

2.2 OFDM 信号在时变衰落信道中传输的等效白噪声滤波器模型

设 OFDM 子载波个数为 L , 这里只考虑一组 L 个双极性二进制数据 $\{b_i, i \leq 0 < L\}$ 的 OFDM 处理过程。在发送端, OFDM 对数据进行傅里叶逆变换, 发送信号 $s_i(t)$ 为

$$s_i(t) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i e^{j2\pi i t/T_s} \quad (4)$$

式中 T_s 是各子载波信号传输间隔, 它是信息数据传输间隔的 L 倍。

将式(3), 式(4)代入式(1), 得

$$r_i(t) = \sum_{k=-K}^K \sum_{i=0}^{L-1} b_i C_k e^{j2\pi(k+i)t/T_s} + z(t), \quad 0 \leq t < T_s \quad (5)$$

令 $m = (k+i) \bmod(L)$, 式(5)等效为

$$r_i(t) = \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{i=m-K}^{i=m+K} b_i C_{m-i} e^{j2\pi m t/T_s} + z(t), \quad 0 \leq t < T_s \quad (6)$$

在上式中, $b_{-i} = b_{L-i}, i < 0$ 。

令 d_n 为 $r_i(t)$ 与 $e^{-j2\pi n t/T_s}$ 的乘积在 $[0, T_s]$ 上积分, 即

$$d_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r_i(t) e^{-j2\pi n t/T_s} dt, \quad 0 \leq n < L \quad (7)$$

则

$$\begin{aligned} d_n &= \sum_{m=-K}^{K+L-1} \sum_{i=m-K}^{m+K} b_i C_{m-i} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi m t/T_s} e^{-j2\pi n t/T_s} dt \\ &\quad + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} z(t) e^{-j2\pi n t/T_s} dt \\ &= \sum_{i=n-K}^{n+K} b_i C_{n-i} + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} z(t) e^{-j2\pi n t/T_s} dt \end{aligned} \quad (8)$$

式中 $K = \lceil B_d T_s \rceil$, $C_k = (1/T_s)C'_\lambda(k/T_s)$, $C'_\lambda(\lambda)$ 是加窗的信道扩展函数。令 $z'_n = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} z(t) e^{-j2\pi n t/T_s} dt$, 则

$$d_n = \sum_{i=-K}^K b_{n-i} C_i + z'_n, \quad 0 \leq n < L \quad (9)$$

z'_n 是一个均值为 0, 方差为 $N_0/2$ 加性复值白噪声。并且各噪声互不相关, 满足

$$\frac{1}{2} E(z_m^* z'_n) = \begin{cases} N_0, & m = n \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (10)$$

式(9)说明 OFDM 信号在时变衰落信道中传输时, 可以等效成信息数据直接通过多个衰落固定的信道传输, 信道可以等效成滤波器模型。基于式(9)的白噪声滤波器模型如图 1 所示。

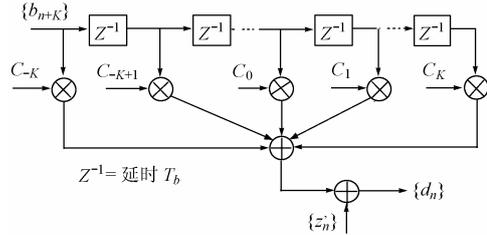


图 1 等效白噪声滤波器模型

滤波器模型中存在符号间干扰 ISI, 与一般滤波器模型不同的是, 本文模型中, 每个数据都与前后各 K 个数据重叠, 首尾数据 b_0, b_{L-1} 也不例外。如 b_0 和 $b_{L-K}, b_{L-K+1}, \dots, b_{L-1}, b_1, b_2, \dots, b_K$ 共 K 个数据重叠。这个特点在数据接收时将会使用, 它会增加系统的效率。

为了去除 ISI 干扰的影响, 需要进行补偿。处理这种白噪声滤波器模型的最优接收技术是 Viterbi 算法, 基于 Viterbi 算法的信号估值是最大似然估计。

3 OFDM 信号通过时变衰落信道传输的最佳接收技术

3.1 白噪声滤波器模型的维特比算法

处理滤波器模型信道的常用算法是 Viterbi 算法。Viterbi 算法是一种 MLSE 算法, 在诸多文献中都有描述^[10-13], 本文不介绍 Viterbi 算法, 只介绍在本文滤波器模型接收算法中的改进之处, 有关 Viterbi 算法的具体描述请参见文献^[10-13]。本文滤波器模型的 Viterbi 接收算法信号度量递推关系式为

$$PM_k(B_{2K+1+k}) = PM_{k-1}(B_{2K+k}) - \left\| d_k - \sum_{j=-K}^K C_j b_{k-j} \right\|^2 \quad (11)$$

一般情况下, Viterbi 算法初始化都要设置初始状态, 通常假设状态为全“0”, 算法在判决时也要进行归“0”处理。初始化假设中可能存在错误, 这对后续判决的正确性造成影响, 并增加正确路径的寻找时间。随着处理的进行, 这种影响会逐渐被克服, 可以忽略不计, 但初始化中的错误还可能存在。另外, 算法在判决归“0”处理时, 需要最后几个数据全为 0, 因此这几个数据位无法承载信息数据。如果承载信息会增加错误的概率。因此, 如果要保证可靠性, Viterbi 算法处理时, 首尾数据都无法承载信息。

¹⁾ 式中误差主要来自于窗函数频谱 $G(\lambda)$ 的旁瓣能量泄露。矩形窗能量泄露约为总能量的 9.7%, 对通信性能的影响可以忽略不计。文中以后内容均按等式处理。

本文Viterbi算法则没有这一限制。处理OFDM信号的Viterbi算法与一般算法不同之处是它的每个数据都与前后各K个数据重叠，首尾数据 b_0, b_{L-1} 也不例外。采用Viterbi比算法进行接收时，数据 $\{b_k\}$ 可循环加入。可以在所有数值处理后再次按顺序输入一部分最先输入的数据 d_n ，这样不仅可以消除初始假设中的错误，还可以替代归“0”数据，增加判决的可靠性。所以，本文算法省略了初始化数据和归“0”数据，较一般Viterbi算法效率高。数据仿真表明，将 $5K(K = \lceil B_d T_s \rceil)$ 个最先输入的数据再重新输入就可达到理想的效果。

3.2 MLSE 接收机结构

在信道的分解基础上，OFDM 时间扩展信号可以等效为数据信号直接在滤波器模型信道中传输，并可进行基于Viterbi 算法的 MLSE 信号检测。信道分解和 Viterbi MLSE 算法是 OFDM 信号接收机的两个基础。在此基础上设计的 OFDM 信号接收机如图 2 所示。

该接收机前一部分是传统的 OFDM 接收机结构，用于补偿载波间干扰的 Viterbi 算法可用软判决的 Viterbi 译码器实现。因此，这种接收机可通过在传统接收机结构基础上增加 Viterbi 译码算法模块实现。

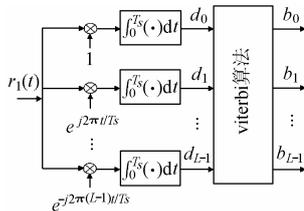


图2 OFDM 信号的最大似然接收机结构图

3.3 白噪声滤波器模型 MLSE 接收的性能

文献[10]分析了白噪声滤波器模型 MLSE 接收机的性能，这里直接引用结果，详细推导请参阅文献[10]。

为了方便，定义差错事件 ϵ 的欧氏重量 $\delta^2(\epsilon)$ ：

$$\delta^2(\epsilon) = \sum_{i=k}^{k+L-1} \left\| \sum_{j=-K}^K C_j \epsilon_{i-j} \right\|^2 \quad (12)$$

符号错误概率近似为

$$P_M \approx K_{\delta_{\min}} Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \delta_{\min}^2} \right) \quad (13)$$

式中 $K_{\delta_{\min}} = \sum_{\epsilon \in E_{\delta_{\min}}} w(\epsilon) Q \prod_{i=0}^{L-2K-1} P(\epsilon_i)$ ， $w(\epsilon)$ 为每一个差错事件

ϵ 中相应的非零分量的数目， $E_{\delta_{\min}}$ 是具有最小 $\delta^2(\epsilon)$ 错误事件的子集。

一般地， $\delta_{\min}^2 \leq 1$ 。因此， $10 \log \delta_{\min}^2$ 表示由于 ISI 而造成的 SNR 损失。下面按照文献中方法求解 OFDM 系统的

δ_{\min}^2 。OFDM 系统中 K 值一般情况下为 1，等效信道系数满足 $\|C_{-1}\|^2 + \|C_0\|^2 + \|C_1\|^2 = 1$ 。定义信道特性多项式：

$$F(z) = C_{-1} + C_0 z^{-1} + C_1 z^{-2} \quad (14)$$

长度为 n 的差错事件 ϵ 的错误多项式定义为

$$\epsilon(z) = \epsilon_0 + \epsilon_1 z^{-1} + \dots + \epsilon_{n-1} z^{-(n-1)} \quad (15)$$

乘积 $\alpha(z) = F(z)\epsilon(z)$ 可以表示为

$$\alpha(z) = \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \dots + \alpha_{n+1} z^{-(n+1)} \quad (16)$$

式中 $\alpha_0 = \epsilon_0 C_{-1}$ ， $\alpha_{n+1} = \epsilon_{n-1} C_1$ 。

按照文献的结论

$$\delta^2(\epsilon) = \sum_{k=0}^{n+1} \|\alpha_k\|^2 \quad (17)$$

显然 $\epsilon_0 \neq 0, \epsilon_{n-1} \neq 0$ ，所以

$$\delta_{\min}^2 \geq \|\epsilon_0\|^2 \|C_{-1}\|^2 + \|\epsilon_{n-1}\|^2 \|C_1\|^2 \quad (18)$$

BPSK 调制时，若 $\epsilon_i \neq 0$ ，则 $\|\epsilon_i\|^2 = 2$ 。QPSK 调制时，若 $\epsilon_i \neq 0$ ，则 $\|\epsilon_i\|^2 \geq 2$ 。设 $k = \pm 1$ 子信道所占的能量百分比为 ρ ，那么对于这两种调制方式

$$\delta_{\min}^2 \geq 2(\|C_{-1}\|^2 + \|C_1\|^2) = 4\rho \quad (19)$$

因此，当能量比 ρ 不小于 0.25 时，信道没有能量损失。能量比与信道时间扩展因子相关，当时间扩展因子增加时，能量比 ρ 也相应增加，时间扩展因子为 1 时， ρ 近似为 0.25，此时没有能量损失。

3.4 BdTs 与能量分布

扩展长度和多普勒频移的积 $B_d T_s$ 是本文 OFDM 接收系统的一个重要参数，本文称其为时间扩展因子。载频 2GHz，取样速率 19.2kHz 时不同运动速度、不同 OFDM 符号长度的 $B_d T_s$ 见表 1。

在信道分解时，各子信道的能量分布会影响系统接收性能。通常情况信道多普勒扩展 B_d 较小， $T_s B_d$ 将小于 1。此时 K 值将取 1。表 1 中就有多种 K 为 1 的情况。这种情况是经常发生的。设 $0 < T_s B_d < 1$ ，则 $K=1$ 。数据 b_i 在第 k 个子信道上的能量为

表 1 几种移动速度，不同 OFDM 符号长度的 $B_d T_s$

$B_d T_s$		符号长度(bit)				
		64	128	256	512	1024
移动速度 (km/h)	27	0.17	0.33	0.67	1.33	2.67
	54	0.33	0.67	1.33	2.67	5.33
	216	1.33	2.67	5.33	10.7	21.3

$$E_k \equiv E \left\{ \left| \int_0^{T_s} [s_i(t)c(t)][q_i^*(t)e^{-j2\pi kt/T_s}] dt \right|^2 \right\} \approx A^2 \int_{-B_d}^{B_d} S_c(\lambda) \frac{\sin^2(T_s \lambda - k)}{(T_s \lambda - k)^2} d\lambda \quad (20)$$

为了简化分析，这里分析均匀谱的能量分布。 $K=1$ 时，

信道可分解为 3 个子信道($k=0, \pm 1$), $k= \pm 1$ 子信道所占的能量百分比为

$$\rho(T_s B_d) \equiv \frac{E_{\pm 1}}{E_0 + 2E_{\pm 1}} = \frac{\int_{-T_s B_d}^{T_s B_d} \frac{\sin^2(\beta - 1)}{(\beta - 1)^2} d\beta}{\int_{-T_s B_d}^{T_s B_d} \frac{\sin^2(\beta)}{\beta^2} d\beta + 2 \int_{-T_s B_d}^{T_s B_d} \frac{\sin^2(\beta - 1)}{(\beta - 1)^2} d\beta} \quad (21)$$

显然 $0 \leq \rho(T_s B_d) \leq 1/3$, 且随 $T_s B_d$ 单调递增。 $P-T_s B_d$ 关系见图 3。

在图 3 中, 当 $T_s B_d$ 为 0 时, 不存在多普勒频移。当 $T_s B_d$ 为 1 时, ρ 近似为 1/4, 3 个多普勒分集子信道的能量分布为 1:2:1。

对 U 形谱、均匀谱和二线谱的能量比 ρ 进行数值分析可以发现, 它们几乎完全相同。这是由于这 3 种谱在时间扩展时都要在时域上乘以长度为 L 的时间扩展窗, 频域表示时是进行卷积。由于 B_d 较小, 3 种谱的加窗后的能量分布几乎相同, 从而形成 $\rho-T_s B_d$ 曲线几乎相同的现象。所以, 通常情况下, OFDM 信道分解对衰落的类型不是十分敏感的。

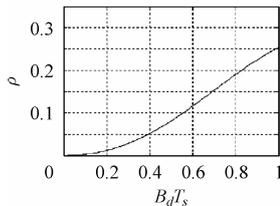


图 3 $\rho-T_s B_d$ 关系图

4 算法性能仿真

4.1 时间扩展因子 $B_d T_s$ 与系统误码率

时间扩展因子是时变信道分解的一个重要参数, 决定了信道分解的数目。系统性能与时间扩展因子关系密切, 不同时间扩展程度下的系统误码率见图 4。

仿真时, 信道采用 Clark 模型, 调制采用 QPSK 方式, 移动台速度为 21.6km/h, 载频 2GHz, 最大多普勒频偏 40Hz, $B_d T_s=0.2, 0.5, 1.0, 1.5$ 时的 OFDM 符号长度为 512, $B_d T_s=2.0, 3.0$ 时的 OFDM 符号长度为 64 (理论分析和仿真都表明时间扩展因子固定情况下, 系统误码率几乎不随时间扩展长度变化)。

从图 4 可以发现, OFDM 时间扩展没有误码地板, 误码率随着 SNR 的增加迅速降低, 下降速度随时间扩展因子增加而增加。与 Rayleigh 信道传输性能相比, OFDM 时间扩展取得了较好的增益。10⁻³ 误码率时, 不同时间扩展因子时的增益见表 2。测试条件为 QPSK 调制, 移动速度 21.6 km/h, 载频 2GHz, 最大多普勒频偏 40Hz, 当 $B_d T_s \geq 2.0$ 时, 扩展长度 $L=64$, 当 $B_d T_s < 2.0$ 时, 扩展长度 $L=512$ 。

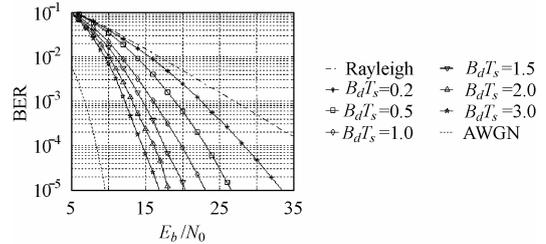


图 4 OFDM 系统不同时间扩展因子时的 BER- E_b/N_0 关系

表 2 几种时间扩展因子 $B_d T_s$ 时的增益

$B_d T_s$	0.1	0.2	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0
增益(dB)	2.4	4.5	8.0	11.0	12.4	13.8	14.4	14.7

在适度的扩展下, OFDM 时间扩展系统就可取得一定的扩展增益。

与 AWGN 信道相比, 10⁻⁵ 误码率时, $K=3$ 时的误码性能和 AWGN 信道性能相差 7.2dB。本算法具有较好的信道改良作用。

从图 4 和表 2 可以发现, $B_d T_s=0.2, 0.5, 1.0$ 时, 信道分解的子信道数目相同, 但性能相差较大。这是由于小的时间扩展因子的扩展不充分, 子信道能量分布不均匀, 性能较均匀时要下降。其它扩展因子时, 如 $B_d T_s=1.5$ 和 2.0, $B_d T_s=2.5$ 和 3.0 也有类似的现象发生。

随着时间扩展因子的增加, 系统性能改善的速度开始变缓, 但此时的处理复杂度却迅速增加。因此, 采用适中的扩展因子既可获得有效的扩展, 也可保证较好的处理复杂性。

4.2 与传统 OFDM 接收机比较

传统 OFDM 接收技术对载频偏移十分敏感, 时变衰落的多普勒效应会严重降低系统的性能。本文 OFDM 接收机利用信道多普勒分解进行分集, 具有较好的处理时变衰落的能力。二者在时变衰落信道下的性能比较见图 5。

仿真时, 信道采用 Clark 模型, 调制采用 QPSK 方式, 移动台速度为 21.6km/h, 载频 2GHz, 最大多普勒频偏 40Hz, OFDM 符号长度为 512 个二进制比特。

从图 5 可以发现, 传统 OFDM 接收技术对载频偏移十分敏感, 接收机性能劣于没有进行 OFDM 处理的 Rayleigh 信道, 并且随着时间扩展因子 $B_d T_s$ 的增加而迅速下降, 并较早出现误码地板。 $B_d T_s=0.1$ 时, 系统误码性能不优于 7×10^{-3} ; $B_d T_s=0.2$ 时, 系统误码率高于 2×10^{-3} ; $B_d T_s=0.5$, 系统误码性能不优于 5×10^{-3} , $B_d T_s=1$, 系统误码增至到 10^{-2} 。

本文 OFDM 接收技术的性能明显优于 Rayleigh 信道的误码性能, 更优于传统 OFDM 接收处理技术的性能。本文 OFDM 接收机更没有误码地板。它的性能随着时间扩展因子 $B_d T_s$ 的

增加而迅速增加,具有较高的增益。与Rayleigh界相比, 10^{-4} 误码率时,接收增益在 $B_d T_s=0.1$ 时为 6.0dB, $B_d T_s=0.2$ 时为 8.7dB, $B_d T_s=0.5$ 时增至 13.8dB, $B_d T_s=1.0$ 时更达到 17.2dB。

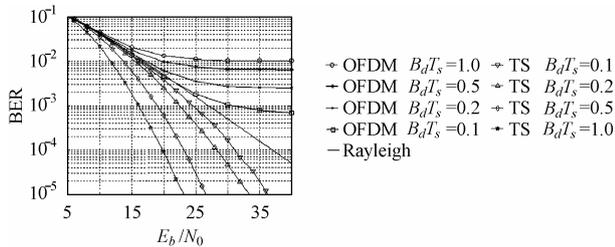


图5 本文OFDM与传统OFDM在时变衰落信道下的性能比较图

5 结束语

OFDM技术是一种多载波调制、并行传输技术,由于子载波数据速率较低,可以较好地克服符号间干扰,非常适合宽带传输。

OFDM信号在时变衰落信道传输时,可以等效成信息数据直接通过滤波器模型信道传输,Viterbi最大似然估计算法非常适用于处理这类信号。基于滤波器模型和Viterbi算法的MLSE接收机结构简单,但性能却非常优良。与传统的OFDM接收机相比,本文OFDM接收技术可以有效去除其中的载波间干扰ICI,消除误码的地板效应,大大提高系统的性能。与信号直接在信道中传输相比,适度OFDM时间扩展因子时系统性能就大大优于Rayleigh信道,时间扩展因子为2的OFDM信号在时变衰落信道中的性能与信号在AWGN信道中的性能差异也低于10dB信号能量。

基于时变衰落信道分解的OFDM信号接收技术拓宽了OFDM技术的应用范围。

参考文献

- [1] IEEE, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band, IEEE Std802.11a-1999.
- [2] ETSI, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer, ETSI TS 101 475 V1.1.1 (2000-04).
- [3] ETSI, Radio broadcasting systems: Digital audio broadcasting to mobile, portable and fixed receivers, European Telecomm-

unication Standard, ETS300-401, Feb. 1995.

- [4] Tuttlebee W H W. Consumer digital radio: from concept to reality. *Electronics and Communication Engineering Journal*, 1998, 10(6): 263-276.
- [5] ETSI, Digital video broadcasting: Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, European Telecommunication Standard, EN 3---744, Aug. 1997.
- [6] Reimers U. DVB-T: the COFDM-based system for terrestrial television. *Electronics and Communication Engineering Journal*, 1997, 9(1): 28-32.
- [7] Ye Li, Cimini L J. Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(3): 401-404.
- [8] Sayeed M, Aazhang B. Exploiting Doppler diversity in mobile wireless communications. in Proc. 1997 Conf. Information Sciences and Systems (CISS'97), Baltimore, MD, 1997, 287-292.
- [9] Sayeed M, Aazhang B. Joint multipath-doppler diversity in mobile wireless communications. *IEEE Trans. on Comm.*, 1999, 47(1): 123-132.
- [10] Proakis J. Digital Communications, New York, McGraw Hill, 4th ed., 2001: 598-616.
- [11] Viterbi A J. Error bounds for convolutional codes and asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1967, IT-13(4): 260-269.
- [12] Wilson S G. Digital Modulation and Coding, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996: 587-588.
- [13] Forney Jr G D. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequence in the presence of intersymbol interference. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1972, IT-18(5): 363-378.

孟德香: 男, 1973年生, 博士生, 研究方向为移动通信信号处理、信道编码等。

吴湛击: 男, 1977年生, 博士, 研究范围包括宽带通信、编码理论、移动通信等。

梁红玉: 女, 1970年生, 博士生, 研究方向为空时编码、OFDM等。

吴伟陵: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师。中国电子学会信息论分会主任委员, 主要从事信息论、信息处理与移动通信方面的教学和科研工作。