

基于非均匀分布的 MIMO OFDM 系统最优导频序列设计

胡蝶^① 何良华^② 杨绿溪^①

^①(东南大学无线电工程系 南京 210096)

^②(同济大学电子与信息工程学院 上海 200092)

摘要: 在 OFDM 系统中, 为了避免发送端低通滤波器的影响, 一些处在所分配带宽边缘的子载波是不用来进行数据传输的, 这些子载波通常被称为虚拟子载波。由于虚拟子载波的存在, 某些情况下传统最优的均匀分布导频序列是不可用的, 该文基于使多输入多输出(MIMO)OFDM 系统中最小二乘信道估计的均方误差达到最小的准则, 推导了非均匀分布最优导频序列。可以证明, 此时的最优导频序列必须通过求解一约束不等式组来得到。仿真结果显示了所提方法的有效性。

关键词: 信道估计; MIMO; OFDM; 导频序列

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)03-0635-04

Optimal Pilot Sequence Design Based on Nonuniform Placement for MIMO OFDM Systems

Hu Die^① He Liang-hua^② Yang Lü-xi^①

^①(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(School of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 200092, China)

Abstract: In Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems, to avoid influence of the low-pass filter on the transmitter side, some subcarriers on both edges of the allocated bandwidth are not used for transmission. These subcarriers are usually called virtual subcarriers which cause approach of conventional uniformly placed pilot tones inapplicable in some situations. Therefore, in this letter, based on nonuniform pilot tone placement, the optimal pilot sequences are derived, which can achieve the minimum mean square error of the least squares estimate for Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) OFDM systems. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed approach.

Key words: Channel estimation; MIMO; OFDM; Pilot sequence

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术因其能实现高速数据传输、能有效抵抗信道多径衰落以及实现简单等优点而受到了广泛的关注。其基本原理是将整个系统频带划分为若干个带宽相同的独立的子信道, 每个子信道传输各自的调制信号, 通过在每个OFDM符号前插入保护间隔来减小或避免码间干扰(ISI)。目前OFDM已被应用于多种领域, 如无线局域网(WLANs)、高清晰数字电视(HDTV)、数字视频广播(DVB)和数字音频广播(DAB)等。可以证明^[1], 将OFDM与多天线相结合后, 通过发送端与接收端的分集能极大地提高系统容量。但另一个方面, 这样的系统依赖于接收端能已知信道状态信息(CSI)。

CSI对于信道的均衡和数据的检测起着非常关键的作用。获得CSI的方法之一是利用发送的训练序列。例如对于

单输入单输出(SISO)OFDM系统, 相应的算法由文献[2, 3]给出; 而对于多输入多输出(MIMO)OFDM系统, 相应的算法由文献[4]给出。然而在快时变环境下, 上述系统必须不断地发送训练序列来重新估计信道。所以在两次估计之间, 由于使用了陈旧的信道信息, 系统的误比特率(BER)将会增大。为了在快时变环境下进行可靠的信道估计, 文献[5]首先提出了另一种获得CSI的方法, 也即利用每个OFDM符号中所插入的导频序列, 并且给出了使SISO OFDM系统信道最小二乘(LS)估计的均方误差(MSE)达到最小的最优导频分布。文献[6]进一步推导了使MIMO OFDM系统中LS估计的MSE最小的最优导频序列。不论是文献[5]还是文献[6], 它们都要求导频必须均匀分布在频域上。但是在OFDM系统中, 为了避免发送端的低通滤波器对发送信号产生影响, 一些被称作虚拟子载波的处在所分配带宽边缘的子载波通常是不用来进行传输数据的^[7], 所以当均匀分布导频序列中相邻两个导频间的子载波数小于虚拟子载波数时, 调整那些落在虚拟子载波区域内导频的频点位置将会产生非均匀分布的导频序列。

因此基于非均匀导频分布方式推导能使MIMO OFDM系统的信道估计均方误差达到最小的最优导频序列就显得十分必要, 本文将解决这个问题。

本文的安排如下: 第2节简要描述了MIMO OFDM的系统模型, 给出了信道的最小二乘估计和估计的均方误差; 第3节在基于非均匀导频分布方式下, 推导了使估计均方误差最小的最优导频序列; 第4节给出仿真结果; 第5节为本文的一些结论。

符号定义: $\text{diag}(\mathbf{v})$ 为以向量 \mathbf{v} 为对角线元素的对角矩阵; $E\{\cdot\}$ 表示取数学期望; $\text{tr}\{\cdot\}$ 表示矩阵的迹; \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 维的单位矩阵; $\mathbf{0}_{N \times M}$ 表示 $N \times M$ 维的全零矩阵; $\lceil x \rceil$ 表示上取整; $\|\cdot\|$ 为欧几里德范数。

2 MIMO OFDM 系统最小二乘信道估计

考虑一个有 N_t 根发送天线, N_r 根接收天线和 K 个子载波的MIMO OFDM系统, 其基本模型如图1所示。

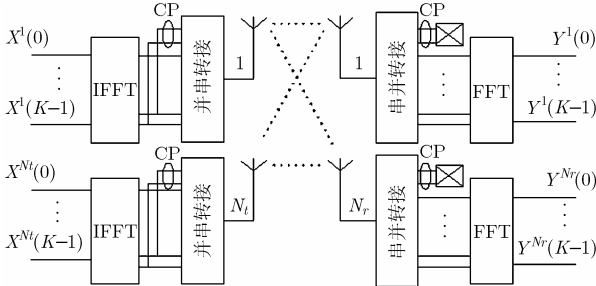


图1 MIMO OFDM 系统模型

在第 q 个接收端进行 FFT 后, 频点 k 上的接收信号可表示为

$$Y^q(k) = \sum_{p=1}^{N_t} H^{q,p}(k) X^p(k) + W^q(k), \quad 0 \leq k \leq K-1, \quad 1 \leq q \leq N_r \quad (1)$$

其中 $X^p(k)$ 为来自第 p 根发送天线频点 k 上的发送信号; $H^{q,p}(k)$ 为第 p 根发送天线到第 q 根接收天线信道在频点 k 上的频域响应; $W^q(k)$ 为第 q 根接收天线上均值为 0 方差为 σ_w^2 的加性高斯白噪声。假定每个 OFDM 符号中有 M 个导频, 且被放置在频点 k_1, \dots, k_M 上, 则可得到长为 M 的接收导频向量^[6]:

$$\tilde{\mathbf{Y}}^q = \sum_{p=1}^{N_t} \text{diag}(\tilde{\mathbf{X}}^p) \tilde{\mathbf{H}}_v^{q,p} + \tilde{\mathbf{W}}^q = \sum_{p=1}^{N_t} \text{diag}(\tilde{\mathbf{X}}^p) \tilde{\mathbf{F}}_L \mathbf{h}^{q,p} + \tilde{\mathbf{W}}^q \quad (2)$$

其中 $\tilde{\mathbf{Y}}^q = [Y^q(k_1), \dots, Y^q(k_M)]^T$, $\tilde{\mathbf{X}}^p = [X^p(k_1), \dots, X^p(k_M)]^T$, $\tilde{\mathbf{W}}^q = [W^q(k_1), \dots, W^q(k_M)]^T$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_v^{q,p} = [H^{q,p}(k_1), \dots, H^{q,p}(k_M)]^T$ 均为 $M \times 1$ 的向量; $\mathbf{h}^{q,p}$ 表示从第 p 根发送天线到第 q 根接收天线抽头数为 L 的信道冲激响应; $\tilde{\mathbf{F}}_L$ 为由 \sqrt{K} 倍标准 DFT 矩阵对应的 M 行和前 L 列组成的 $M \times L$ 维矩阵。

定义 $N_t L \times 1$ 维向量 $\mathbf{h}^q = [\mathbf{h}^{q,1T}, \dots, \mathbf{h}^{q,N_tT}]^T$ 和 $M \times N_t L$ 维矩阵 $\tilde{\mathbf{A}} = [\tilde{\mathbf{X}}_D^1 \tilde{\mathbf{F}}_L, \dots, \tilde{\mathbf{X}}_D^{N_t} \tilde{\mathbf{F}}_L]$, 其中 $\tilde{\mathbf{X}}_D^p = \text{diag}(\tilde{\mathbf{X}}^p)$, 我们可将式(2)重写为

$$\tilde{\mathbf{Y}}^q = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{h}^q + \tilde{\mathbf{W}}^q \quad (3)$$

则 \mathbf{h}^q 的最小二乘估计为

$$\hat{\mathbf{h}}^q = \tilde{\mathbf{A}}^\dagger \tilde{\mathbf{Y}}^q \quad (4)$$

与文献[6]相同, 我们假定设计的导频使得矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}$ 为列满秩, 因此这样所需的最少导频数为 $M = LN_t$ 。由于有 $E\{\tilde{\mathbf{W}}^q \tilde{\mathbf{W}}^{qH}\} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_M$, 则根据式(4)可得到信道最小二乘估计的均方误差为

$$\text{MSE} = \frac{1}{LN_t} E\{\|\hat{\mathbf{h}}^q - \mathbf{h}^q\|^2\} = \frac{\sigma_w^2}{LN_t} \text{tr}\{(\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}})^{-1}\} \quad (5)$$

可以证明^[6], 当 $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}} = \mathcal{P} \mathbf{I}_{LN_t}$ 时, MSE 达到最小, 这里 \mathcal{P} 为分配给导频序列的固定功率。

3 最优导频序列的设计

本节基于使估计均方误差最小的准则, 推导了非均匀分布时的最优导频序列。首先, 将 $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}}$ 重写为

$$\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{F}}_L^H \tilde{\mathbf{X}}_D^1 \tilde{\mathbf{X}}_D^1 \tilde{\mathbf{F}}_L & \dots & \tilde{\mathbf{F}}_L^H \tilde{\mathbf{X}}_D^1 \tilde{\mathbf{X}}_D^{N_t} \tilde{\mathbf{F}}_L \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{F}}_L^H \tilde{\mathbf{X}}_D^{N_t} \tilde{\mathbf{X}}_D^1 \tilde{\mathbf{F}}_L & \dots & \tilde{\mathbf{F}}_L^H \tilde{\mathbf{X}}_D^{N_t} \tilde{\mathbf{X}}_D^{N_t} \tilde{\mathbf{F}}_L \end{bmatrix} \quad (6)$$

如上节所述, 为了获得最小的 MSE, 要求 $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}} = \mathcal{P} \mathbf{I}_{LN_t}$, 也即

$$\tilde{\mathbf{F}}_L^H \tilde{\mathbf{X}}_D^p \tilde{\mathbf{X}}_D^s \tilde{\mathbf{F}}_L = \begin{cases} \mathcal{P} \mathbf{I}_L, & p = s \\ \mathbf{0}_{L \times L}, & p \neq s \end{cases} \quad (7)$$

若系统中所有的子载波均可用来传送数据, 则文献[6]推导出 MIMO OFDM 系统中的最优导频序列为等间隔等能量且相位正交的导频序列。但在 OFDM 系统中, 为了避免发送端的低通滤波器对发送信号产生影响, 一般不使用落在滤波器滚降区域中的子载波(也即所分配带宽边缘的一些子载波)来传送数据, 这些置零的子载波通常被称为虚拟子载波^[7]。如果考虑采用了虚拟子载波的 OFDM 系统, 则当均匀分布方式中两个相邻导频间的子载波数小于虚拟子载波数时, 由于一些导频落在了虚拟子载波的区域, 因此传统最优的均匀分布导频序列将不再可用, 而调整这些落在虚拟子载波区域中的导频将会产生非均匀的导频分布。下面就基于非均匀导频分布方式推导能满足式(7)的最优导频序列。

首先考虑式(7)中 $p \neq s$ 的情况。若导频可以均匀地分布在整个频域上, 则相位正交的导频序列可以满足该条件。但若导频为非均匀分布时, 该条件只有当下式成立时才能满足

$$\tilde{\mathbf{X}}_D^p \tilde{\mathbf{X}}_D^s = \mathbf{0}_{M \times M} \quad (8)$$

这也意味着 $X^p(k_m)$ 与 $X^s(k_m)$ 中至少有一个为 0。若定义 $\mathcal{M}^p = \{k_1^p, \dots, k_M^p\}$ 为第 p 根发送天线上非 0 的 M 个导频所在频点的集合, 则有 $\sum_{p=1}^{N_t} \mathcal{M}^p = M$, $\mathcal{M}^p \cap \mathcal{M}^s = \emptyset$, $p \neq s$ 和 $\bigcup_{p=1}^{N_t} \mathcal{M}^p = \mathcal{M}$, 其中 $\mathcal{M} = \{k_1, \dots, k_M\}$ 。

接下来来看式(7)中 $p = s$ 的情况。让 $\mathcal{P}_m^p = |X^p(k_m^p)|^2$ 代表第 p 根发送天线频点 k_m^p 上导频的发送功率, 则有

$$\tilde{\mathbf{F}}_L^H \text{diag}\{\mathcal{P}_1^p, \dots, \mathcal{P}_M^p\} \tilde{\mathbf{F}}_L = \mathcal{P} \mathbf{I}_L \quad (9)$$

进一步,由式(9)可得到 $2L-1$ 个方程

$$\sum_{m=1}^{M^p} \mathcal{P}_m^p e^{j(2\pi/K)k_m^p \xi} = \begin{cases} 0, & \xi = 1-L, \dots, -1, 1, \dots, L-1 \\ \mathcal{P}, & \xi = 0 \end{cases} \quad (10)$$

本文的目的是选择合适的 \mathcal{P}_m^p 来满足上述方程。将式(10)写成由实系数数组成的等效方程组

$$\left. \begin{aligned} \sum_{m=1}^{M^p} \mathcal{P}_m^p \cos(2\pi k_m^p \xi / K) &= 0, & \xi &= 1, \dots, L-1 \\ \sum_{m=1}^{M^p} \mathcal{P}_m^p \sin(2\pi k_m^p \xi / K) &= 0, & \xi &= 1, \dots, L-1 \\ \sum_{m=1}^{M^p} \mathcal{P}_m^p &= \mathcal{P}, & \xi &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

定义长为 M^p 的向量 $\bar{\mathcal{P}}^p = [\mathcal{P}_1^p, \dots, \mathcal{P}_{M^p}^p]^T$ 和 $(2L-1) \times M^p$ 维的矩阵

$$\mathbf{B}^p = \begin{bmatrix} \cos(2\pi \cdot k_1^p \cdot 1/K) & \cdots & \cos(2\pi \cdot k_{M^p}^p \cdot 1/K) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(2\pi \cdot k_1^p \cdot (L-1)/K) & \cdots & \cos(2\pi \cdot k_{M^p}^p \cdot (L-1)/K) \\ \sin(2\pi \cdot k_1^p \cdot 1/K) & \cdots & \sin(2\pi \cdot k_{M^p}^p \cdot 1/K) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin(2\pi \cdot k_1^p \cdot (L-1)/K) & \cdots & \sin(2\pi \cdot k_{M^p}^p \cdot (L-1)/K) \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

则可将式(11)重写为

$$\mathbf{B}^p \bar{\mathcal{P}}^p = \mathbf{b}^p \quad (13)$$

其中 $\mathbf{b}^p = [0, \dots, 0, \mathcal{P}]^T$ 为 $M^p \times 1$ 维。这样, $\bar{\mathcal{P}}^p$ 可以通过求解下面的约束线性不等式组得到

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B}^p \bar{\mathcal{P}}^p &= \mathbf{b}^p \\ \bar{\mathcal{P}}^p &\geq \mathbf{0}_{M^p \times M^p} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

获得 $\bar{\mathcal{P}}^p$ 以后,我们就可设计最优导频 $X^p(k_m^p)$ 的幅度为

$$|X^p(k_m^p)| = \sqrt{\mathcal{P}_m^p}, \quad \forall k_m^p \in \mathcal{M}^p, \quad m = 1, \dots, M^p, \\ \forall p \in \{1, \dots, N_t\} \quad (15)$$

最优导频的相位可以任意取值。值得注意的是,当系统没有虚拟子载波时,等能量均匀分布的导频序列可以使式(14)得到满足,也即 $\mathcal{P}_m^p = \mathcal{P}/M^p$ 且 $k_m^p = k_0^p + mK/M^p$, 其中 $K/M^p \in \mathbb{Z}$ 为相邻导频间的子载波数, $k_0^p \in \{0, \dots, K/M^p - 1\}$ 为某一偏移量^[5,6]。由于 M^p 需要整除 K , 并且在实际系统中,为了快速简单地实现DFT, K 通常取为2的幂,因此通常选取 M^p 为 $M^p = 2^{\lceil \log_2 L \rceil}$, 这也是在当均匀分布时能满足式(14)所需要的最少导频数。注意尽管 $M = N_t L$ 是估计信道所需的最少的导频数,但只有当 L 为2的幂时它才能满足式(14)。

正如本节前面所提,当 K/M^p 小于子载波的个数时,一些 k_m^p 将会落在虚拟子载波的区域中,因此必须调整这

些 k_m^p 。为了在导频非均匀分布时对式(14)进行求解,要求 $M^p \geq 2L-1$ 。由于 $\sum_{p=1}^{N_t} M^p = M$, 则可以得到这时所需的最少导频数为 $M = N_t(2L-1)$, 这个接近于仅使用 $M = N_t \cdot L$ 个导频方式的两倍。众所周知,求解一个线性不等式组与求解一个规划问题是等价的。因此求解式(14)等效于求解下述规划问题

$$\left. \begin{aligned} \min F(\bar{\mathcal{P}}) &= \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M ((\mathcal{P}_m)^2 - \mathcal{P}_m |\mathcal{P}_m|) \\ \mathbf{B} \bar{\mathcal{P}} &= \mathbf{b} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

这里,由于对于不同的发送天线,求解式(14)都是独立的,因此为了记号的方便,这里省去上标 p 并且用 M 来代替 M^p 。根据式(16), $\bar{\mathcal{P}}$ 可以通过下面的步骤得到^[8]:

(1)取 $\mu > 0$, 置 $k = 0$ 。令 $\bar{\mathcal{P}}^{(0)} = \mathbf{e} - \mathbf{B}^T(\mathbf{B}\mathbf{B}^T)^{-1} \cdot (\mathbf{B}\mathbf{e} - \mathbf{b})$, 其中 $\mathbf{e} = [1, 1, \dots, 1]^T$ 。

(2)计算 $\mathbf{t}^{(k)} = -(\mathbf{I}_M - \mathbf{D}^{(k)})^{-1} \mathbf{B}^T(\mathbf{B}\mathbf{D}^{(k)-1} \mathbf{B}^T)^{-1} \mathbf{B} \mathbf{D}^{(k)-1} \cdot \nabla F(\bar{\mathcal{P}}^{(k)})$, 其中 $\nabla F(\bar{\mathcal{P}}) = \bar{\mathcal{P}} - |\bar{\mathcal{P}}|$, $|\bar{\mathcal{P}}| = (|\mathcal{P}_1|, |\mathcal{P}_2|, \dots, |\mathcal{P}_M|)^T$, $\mathbf{D}^{(k)}$ 为一 $M \times M$ 维的对角阵, 对角元素为

$$d_{m,m}^{(k)} = \begin{cases} \mu, & \mathcal{P}_m^{(k)} \geq 0 \\ 1, & \mathcal{P}_m^{(k)} < 0 \end{cases}$$

(3)如果 $\mathbf{t}^{(k)} = \mathbf{0}_{M \times 1}$, 结束, 否则继续。

(4)求 $\alpha^{(k)} > 0$, 使得 $F(\bar{\mathcal{P}}^{(k)} + \alpha^{(k)} \mathbf{t}^{(k)}) = \min_{\alpha \geq 0} F(\bar{\mathcal{P}}^{(k)} + \alpha \mathbf{t}^{(k)})$ 。令 $\bar{\mathcal{P}}^{(k+1)} = \bar{\mathcal{P}}^{(k)} + \alpha^{(k)} \mathbf{t}^{(k)}$, 置 $k = k + 1$, 转到步骤(2)。

应该指出的是,通过求解式(16)得到的最优解不一定是式(14)的解。因为根据文献[8]可以知道,式(14)相容的充要条件是 $F(\bar{\mathcal{P}}^*) = 0$, 其中 $\bar{\mathcal{P}}^*$ 为式(16)的最优解,也即只有当 $F(\bar{\mathcal{P}}^*) = 0$ 时,式(14)才是相容的,我们可以通过求解式(16)来找到它的解,反之式(14)是不相容的,它的解不存在。这就意味着我们要得到最优的导频序列必须选取那些可以使式(14)相容的矩阵 \mathbf{B}^p 。由于 \mathbf{B}^p 实际上是依赖于导频的分布(也即导频所在频点的集合 \mathcal{M}^p), 所以必须从所有可能的导频分布中找出 N_t 个能使式(14)相容的。一个直接的方法是依次测试所有的导频分布方式直到能够获得最优的导频序列。

4 仿真结果

考虑一个有两根发送天线和四根接收天线的MIMO OFDM系统。它有 $K = 128$ 个子载波, 其中118个子载波用来传输数据, 而频带两边各剩下5个作为虚拟子载波, 也即有用子载波(包括导频子载波和数据子载波)和虚拟子载波所在的频点集合分别为 $\{0, \dots, 59, 70, \dots, 127\}$ 和 $\{60, \dots, 69\}$ 。系统带宽为800kHz, 信号的调制方式采用QPSK。假定信道的抽头数为 $L = 10$, 且每个抽头系数均为时间相关函数满足Jakes'模型的独立同分布随机变量。仿真中采用信道估计的

均方误差和迫零均衡后的误符号率(SER)来衡量系统的性能。多谱勒频偏为 $f_d=40$ Hz。

在仿真中,我们比较了3种不同的导频序列:(1)最优的导频序列,其导频数为 $M=M^1+M^2=N_t(2L-1)=38$,且不同天线上非零导频的频点集合分别为 $\mathcal{M}^1=\{6,7,8,18,20,32,33,45,46,58,71,83,84,96,97,109,111,121,123\}$ 和 $\mathcal{M}^2=\{9,11,19,24,26,35,36,47,48,59,70,79,80,89,100,110,114,122,126\}$; (2)等能量的随机导频序列,其导频数为 $M=38$,导频分布为 $\mathcal{M}=\mathcal{M}^1\cup\mathcal{M}^2$,这里 \mathcal{M}^1 和 \mathcal{M}^2 与(1)相同;(3)等能量的正交导频序列,其导频数为 $M=M^1+M^2=N_tL=20$,不同天线上非零导频的频点集合分别为 $\mathcal{M}^1=\{2,14,26,38,50,70,82,94,106,118\}$ 和 $\mathcal{M}^2=\{3,15,27,39,51,71,83,95,107,119\}$ 。虽然第3种导频序列使用了估计信道所需要的最少导频数,但它不满足式(14)。

从图2,图3中可以看出,本文所推导的最优导频序列在MSE和SER上都要优于其他两种导频序列。例如,与第2种导频序列相比,MSE和在 $\text{SER}=10^{-3}$ 时的性能改进均为2dB;与第3种导频序列相比,MSE和在 $\text{SER}=10^{-3}$ 时的性能改进分别为4dB和2.8dB。

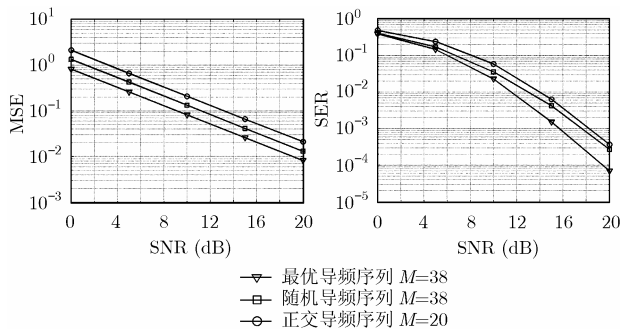


图2 3种导频序列的MSE性能 图3 3种导频序列的SER性能

5 结束语

本文推导了当传统最优的均匀导频分布不可用时,基于非均匀导频分布下的MIMO OFDM系统最优导频序列。可以证明,为了获得最小的信道估计均方误差,不同发送天线上的导频序列必须是正交的,且每根天线上的最优导频序列必须通过求解一约束线性不等式组来获得。仿真结果表明,

估计信道所需的最少导频数的正交导频序列。

参考文献

- [1] Bölcskei H, Gesbert D, and Paulraj A J. On the capacity of OFDM based spatial multiplexing systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(2): 225–234.
- [2] Van de Beek J J, Edfors O, Sandell M, Wilson S K, and Börjesson P O. On channel estimation in OFDM systems. Vehicular Technology Conference, Chicago, IL, July 1995: 815–819.
- [3] Edfors O, Sandell M, van de Beek J J, Wilson S K, and Börjesson P O. OFDM channel estimation by singular value decomposition. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(7): 931–939.
- [4] Jeon W G, Paik K H, and Cho Y S. An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity. in Proc. IEEE Int. Symp. Pers., Indoor Mobile, London, 2000: 1246–1250.
- [5] Negi R and Cioffi J. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system. *IEEE Trans. on Consum. Electron.*, 1998, 44(3): 1112–1128.
- [6] Barhumi I, Leus G, and Moonen M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in Mobile wireless channels. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 2003, 51(6): 1615–1624.
- [7] Sari H, Karam G, and Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Commun. Magazine*, 1995, 33(2): 100–109.
- [8] 卢新明, 吴方. 一个求解线性不等式组的新算法. *应用数学学报*, 1995, 18(3): 340–343.

- 胡蝶: 女, 1979年生, 博士生, 研究移动通信中的数字信号处理、OFDM系统中的信道估计/跟踪和导频序列的设计。
- 何良华: 男, 1977年生, 博士后, 主要研究模式识别以及数字信号/图像处理。
- 杨绿溪: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究数字信号/图像处理、盲信号处理、神经智能信息处理以及移动通信中的空时信号处理。

采用本文所推导的最优导频序列要优于其他两种导频序列,包括有着相同导频数和导频分布的随机导频序列和仅使用