

基于正交训练序列的 MIMO 系统联合最大似然时频同步和信道估计

裴敏艳 成文婧 魏急波

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文推导了多输入多输出(MIMO)系统中的符号定时、频偏和信道参数的联合最大似然(ML)估计。针对联合 ML 估计没有闭合的表达式、数值计算复杂度高的问题, 该文提出了一种基于重复结构的正交训练序列的简化估计算法。该估计算法形式简单、复杂度低, 且仍为最大似然估计。最后仿真分析了最大似然参数估计的均方误差与接收信噪比和天线数目的关系, 并与 Cramer-Rao 界作了比较, 表明了该算法的有效性。

关键词: MIMO 系统; 联合 ML 估计; 定时同步; 载波频偏估计; 信道估计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)03-0633-05

DOI:10.3724/SP.J.1146.2009.00163

Joint ML Time-Frequency Synchronization and Channel Estimation for MIMO Systems Using Orthogonal Training Sequences

Pei Min-yan Cheng Wen-jing Wei ji-bo

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: This paper addresses the issue of joint Maximum-Likelihood (ML) time-frequency synchronization and channel estimation for Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems. The resulting joint ML estimation requires solving a maximization problem with no closed-form solution. Since numerical calculation of the estimation is computationally hard, a computationally efficient closed-form ML solution is proposed using two repetitions of orthogonal training sequences. With theoretical analysis and simulations, the mean-square errors of the ML estimates versus the average SNR and the number of antennas are investigated, and then the performance of the proposed estimator is compared with the Cramer-Rao Bound (CRB). The results prove the effectiveness of proposed estimator.

Key words: MIMO systems; Joint ML estimation; Time synchronization; Carrier Frequency Offset (CFO) estimation; Channel estimation

1 引言

在通信系统中, 为了达到较好的符号检测性能, 通常需要准确的符号定时同步、载波恢复和信道冲激响应估计^[1]。多输入多输出(MIMO)系统由于利用了空间资源, 从而提高了数据传输速率, 增加了链路的传输质量, 成为高速数据传输的主要技术。该系统的关键技术之一空时编码是一种可以有效利用空间资源的技术, 然而其解码性能受系统同步性能和信道状态信息(CSI)准确性的影响^[2]。多个参数的联合最大似然(ML)估计产生的估计值通常要优于由各自似然函数最大化得到的估计值, 由于 MIMO 系统采用多天线传输, 需要估计的参数更多, 因而研究时频同步和信道参数的联合估计在 MIMO 系统中显得尤为重要。

与单输入单输出(SISO)系统类似, 采用联合 ML

估计可以得到最佳的估计性能, 但是通常没有闭合的解析表达式, 需要数值计算, 复杂度较高。MIMO 系统的信道参数更多, 信号模型更复杂, 联合 ML 估计算法复杂度会更高, 已有许多文献对 MIMO 系统中的符号定时估计、载波频偏估计和信道估计及其联合估计做出了研究^[3-7]。其中, 文献[4]在假设符号定时已知的前提下考虑了频率平坦衰落 MIMO 系统的载波频偏和信道参数的联合估计; 文献[5]针对 MIMO-OFDM 系统提出了一种基于 EM 算法的迭代频偏和信道参数的联合估计算法; 然而在实际系统中, 符号定时会影响频偏估计和信道估计的性能。文献[6]在频率选择性衰落信道下考虑了 MIMO-OFDM 系统中的定时和信道参数的联合估计, 但是没有考虑收发两端本地晶振不匹配或相对运动而引起的载波频偏的影响。在随后的文献[7]中, 作者考虑了载波频偏的影响, 提出了一种时频和信道参数的联合估计算法, 但是其算法是针对 MIMO-OFDM 系统, 且复杂度较高。从降低联合 ML 估计算法复杂度的角度考虑, 基于训练序列的估计算法简单可

行,同时具有很好的估计性能,文献[8,9]对训练序列的设计准则和方法进行了研究。文献[8]提出了一种循环正交结构的训练序列,但只有在高信噪比和小频偏的情况下才能达到 ML 最佳性能。文献[9]把最小化 Cramer-Rao 界作为训练序列设计的最佳准则,考虑了用于载波频偏和多径信道估计不同能量分配下的训练序列设计问题。

本文在假设 MIMO 系统收发两端存在相同时偏和频偏的情况下,推导了平坦瑞利衰落信道下符号定时、频偏和信道参数的联合最大似然估计表达式;并且通过数学推导,设计了一种具有重复结构的正交训练序列,降低了 ML 估计算法的复杂度;该算法适用于任何空时编码传输方式,但受限于发送天线的数目;最后通过仿真分析了所提出算法的估计性能与接收信噪比和发送/接收天线数目的关系,并将频偏估计和信道估计的 MSE 与其 CRB 做了比较。仿真结果表明,在低信噪比下,本文提出的估计算法性能也渐进趋于 CRB。

本文结构安排如下:第 2 节给出了 MIMO 系统的信号模型;第 3 节推导出了定时、频偏和信道参数的最大似然估计算法;第 4 节通过设计训练序列,提出了简化的 ML 估计算法,并对其性能进行了理论分析;算法仿真结果及分析在第 5 节中给出;最后一节给出了结论。

2 信号模型

考虑具有 N_t 个发送天线, N_r 个接收天线的 MIMO 系统。记 $s_n(t)$ 为第 n 个发送天线上的等效基带信号, h_{mn} 为第 n 个发送天线到第 m 个接收天线的等效衰落信道系数。假设信道为频率平坦衰落且是准静态的,即在一个数据包的发送时间内信道是固定的,在不同数据包之间信道独立变化。当收发天线之间存在相同的频偏 Δf 时,则第 m 个接收天线上接收信号 $r_m(t)$ 可以表示为

$$r_m(t) = \sum_{n=1}^{N_t} e^{j2\pi\Delta ft} h_{mn} s_n(t) + w_m(t) \quad (1)$$

其中 $e^{j2\pi\Delta ft}$ 为由频偏 Δf 引起的相位旋转因子。 $w_m(t)$ 为第 m 个接收天线上的零均值复高斯白噪声,且不同天线之间相互独立。

假设采样时钟准确,将接收信号在 $t = kT_s$ (T_s 为符号采样间隔)处采样,则可以得到第 k 个采样后的接收符号:

$$r_{m,k} \triangleq r_m(kT_s) = \sum_{n=1}^{N_t} e^{j2\pi\Delta f k T_s} h_{mn} s_{n,k} + w_{m,k} \quad (2)$$

其中 $s_{m,k} \triangleq s_m(kT_s)$, $w_{m,k} \triangleq w_m(kT_s)$ 。

利用一个长度为 N 的滑动窗口来观测接收序

列,记在第 k 时刻第 m 个接收天线接收的信号矢量为

$$\mathbf{r}_{m,k} \equiv [r_{m,k} \ r_{m,k+1} \ \cdots \ r_{m,k+N-1}]_{N \times 1}^T \quad (3)$$

记第 k 时刻所有 N_r 个接收天线接收的信号矢量为

$$\mathbf{r}_k = [\mathbf{r}_{1,k}^T \ \mathbf{r}_{2,k}^T \ \cdots \ \mathbf{r}_{N_r,k}^T]_{N_r \times N}^T \quad (4)$$

记第 n 个发送天线上的训练序列为 $\mathbf{a}_n = [a_{n,1} \ a_{n,2} \ \cdots \ a_{n,N}]$,其中 $N(> N_t)$ 为训练序列的长度。假设训练序列的起始位置为正确的定时位置(参考时间),即 $k = 1$,则有

$$r_{m,k} = \sum_{n=1}^{N_t} e^{j2\pi\Delta f k T_s} h_{mn} a_{n,k} + w_{m,k}, \quad 1 \leq k \leq N, 1 \leq m \leq N_r \quad (5)$$

$$\mathbf{r}_{m,1} = \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A} \mathbf{h}_m + \mathbf{w}_{m,1}, \quad 1 \leq m \leq N_r \quad (6)$$

$$\mathbf{r}_1 = (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A}) \mathbf{h} + \mathbf{w}_1 \quad (7)$$

其中 $\mathbf{F}_{\Delta f} = \text{diag}(1, e^{j2\pi\Delta f T_s}, \dots, e^{j2\pi\Delta f (N-1)T_s})_{N \times N}$ 。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1^T \ \mathbf{a}_2^T \ \cdots \ \mathbf{a}_{N_t}^T]_{N \times N_t} \quad (8)$$

$$\mathbf{h}_m = [h_{m1} \ h_{m2} \ \cdots \ h_{mN_t}]_{N_t \times 1}^T \quad (9)$$

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \ \mathbf{h}_2^T \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_r}^T]_{N_r \times N_t}^T \quad (10)$$

AWGN 矢量 \mathbf{w}_1 的定义与矢量 \mathbf{r}_1 的定义类似。

3 ML 估计

假设训练序列的起始位置,即 $k = 1$,为正确的定时位置。则系统定时同步的目标就是找到这个正确的到达时刻 $k = 1$ 。假设 \mathbf{r}_k 服从联合高斯分布,由于在 AWGN 信道下,最大似然准则等价于最小距离准则,于是为了估计信号的正确到达时刻,可以最小化下式的度量函数^[6,7]

$$J(\mathbf{r}_k | k, \mathbf{h}, \Delta f) = (\mathbf{r}_k - (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A}) \mathbf{h})^H \cdot (\mathbf{r}_k - (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A}) \mathbf{h}) \quad (11)$$

当 k 固定后,对上式度量函数关于 \mathbf{h} 求偏导,并令其为零,可得到 \mathbf{h} 的 ML 估计值^[6,7]

$$\hat{\mathbf{h}} = [(\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A})^H (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A})]^{-1} (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A})^H \mathbf{r}_k \quad (12)$$

将式(13)代入式(12),利用 Kronecher 乘积的性质,计算可得

$$\tilde{J}(\mathbf{r}_k | k, \Delta f) = \mathbf{r}_k^H \mathbf{r}_k - \mathbf{r}_k^H (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{F}_{\Delta f}^H) \mathbf{r}_k \quad (13)$$

去掉固定项 $\mathbf{r}_k^H \mathbf{r}_k$ (假定接收信号能量恒定),得到 k 和 Δf 的联合最大似然度量函数

$$\Psi(k, \Delta f) = \mathbf{r}_k^H (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{F}_{\Delta f}^H) \mathbf{r}_k = \sum_{m=1}^{N_r} \mathbf{r}_{m,k}^H \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{F}_{\Delta f}^H \mathbf{r}_{m,k} \quad (14)$$

则信号到达时刻 ($k = 1$) 和频偏 Δf 可以通过最大化式(15)得到, 即

$$(\hat{k}, \hat{\Delta f}) = \arg \max \Psi(k, \Delta f) \quad (15)$$

利用 Kronecher 乘积的性质将式(13)化简, 并将 \hat{k} 和 $\hat{\Delta f}$ 代入, 可以得到信道的 ML 估计

$$\hat{\mathbf{h}} = [\mathbf{I}_{N_r} \otimes (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{F}_{\Delta \hat{f}}^H] \mathbf{r}_{\hat{k}} \quad (16)$$

于是 MIMO 系统的时频和信道参数的联合估计问题转化为一个二元函数 $\Psi(k, \Delta f)$ 求最大值的问题, 此问题需要在定义域范围内进行 2 维网格搜索, 计算复杂度较高。

4 利用正交训练序列简化 ML 估计器

下面从简化二元函数 $\Psi(k, \Delta f)$ 的表达式入手, 在对频偏 Δf 求偏导后, 为了完全分离出频偏值, 我们设计了一种具有重复结构的正交训练序列, 从而提出了一种基于 ML 估计器的具有较低复杂度的估计算法。

记 $\Phi = \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$, 且 $\Phi = [(\phi_{pq})]_{N \times N}$, 则式(15)可表示为

$$\begin{aligned} \Psi(k, \Delta f) &= \sum_{m=1}^{N_r} \mathbf{r}_{m,k}^H \mathbf{F}_{\Delta f} \mathbf{F}_{\Delta f}^H \mathbf{r}_{m,k} \\ &= \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} r_{m,k+p}^* \phi_{pq} r_{m,k+q} e^{j2\pi\Delta f(p-q)T_s} \\ &= \sum_{m=1}^{N_r} \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} \phi_{pp} |r_{m,k+p}|^2 \right. \\ &\quad \left. + \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{N-1} r_{m,k+p}^* \phi_{pq} r_{m,k+q} e^{j2\pi\Delta f(p-q)T_s} \right\} \quad (17) \end{aligned}$$

求式(17)关于 Δf 的偏导, 并令其为零, 可得方程

$$\sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-1} \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} (p-q) r_{m,k+p}^* \phi_{pq} r_{m,k+q} e^{j2\pi\Delta f(p-q)T_s} = 0 \quad (18)$$

由于 Φ 为共轭对称矩阵, 式(17)和式(18)分别可以表示为

$$\begin{aligned} \Psi(k, \Delta f) &= \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-1} \phi_{pp} |r_{m,k+p}|^2 \\ &\quad + 2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-2} \sum_{q=p+1}^{N-1} r_{m,k+p}^* \phi_{pq} r_{m,k+q} e^{j2\pi\Delta f(p-q)T_s} \right\} \quad (19) \\ &\quad + 2j \operatorname{Im} \left\{ \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-2} \sum_{q=p+1}^{N-1} (p-q) r_{m,k+p}^* \phi_{pq} r_{m,k+q} e^{j2\pi\Delta f(p-q)T_s} \right\} \\ &= 0 \quad (20) \end{aligned}$$

当训练序列矩阵 \mathbf{A}^H 由两个相等的大小为 $N_t \times N_t$ 的正交子实矩阵构成时, 此时有 $N = 2N_t$,

矩阵 Φ 中的元素 $\phi_{pq} (q > p)$ 有下述性质

$$\phi_{pq} = \begin{cases} \alpha, & q - p = N_t \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (21)$$

其中 α 为常实数。

将式(21)代入式(20)可以得到如下的最大似然频偏估计(当 k 确定时):

$$\begin{aligned} \Delta \hat{f}(k) &= \frac{1}{\pi N T_s} \operatorname{angle} \left\{ \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-2} \sum_{q=p+1}^{N-1} (p-q) r_{m,k+p}^* \phi_{pq} r_{m,k+q} \right\} \\ &= \frac{1}{\pi N T_s} \operatorname{angle} \left\{ \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-2} \alpha N_t r_{m,k+p}^* r_{m,k+p+N_t} \right\} \\ &= \frac{1}{\pi N T_s} \operatorname{angle} \left\{ \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-N_t-1} r_{m,k+p}^* r_{m,k+p+N_t} \right\} \quad (22) \end{aligned}$$

将式(22)代入式(19)可得最大似然定时估计:

$$\begin{aligned} \hat{k} &= \arg \max_k \Psi(k, \Delta \hat{f}(k)) \\ &= \arg \max_k \left\{ \frac{\operatorname{abs} \left(\sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-N_t-1} r_{m,k+p}^* r_{m,k+p+N_t} \right)}{\frac{1}{2} \sum_{m=1}^{N_r} \sum_{p=0}^{N-1} |r_{m,k+p}|^2} \right\} \quad (23) \end{aligned}$$

于是可得频偏估计为 $\hat{\Delta f} = \Delta \hat{f}(\hat{k})$ 。

将式(22)和式(23)代入式(17), 可得信道估计:

$$h_{mn} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} a_{n,l} e^{-j2\pi l \Delta \hat{f} T_s} r_{m, \hat{k}+l} \quad (24)$$

对于上述简化算法, 我们可以对其性能做出如下的理论分析:

(1)通过设计训练序列满足式(21), ML 估计表达式非常简单, 算法的复杂度大大降低。但由于正交实矩阵的限制, 发送天线数目只能为 2 的正数倍, 即 $N_t = 2^n, n \geq 1$ 。

(2)由上述推导可知, 该算法仍然为 ML 估计, 且只有针对特定的训练序列, 即训练序列矩阵 \mathbf{A} 由两个相等的大小为 $N_t \times N_t$ 的正交子实矩阵构成时成立。由 ML 估计性能可知, 定时、频偏及信道估计均为渐近无偏估计量, 且估计均方误差渐近达到 CRLB。

(3)符号定时估计的性能受训练序列重复结构的长度影响, 本文中训练序列的长度 $N = 2N_t$, 故在发送天线数目较少时, 定时估计精度受限。此外, 由式(22), 可得频偏估计的捕获范围为

$$|\Delta f| < \frac{1}{N T_s} \quad (25)$$

(4)该算法适用于任何空时编码传输方式。

5 仿真结果及分析

在仿真中,信道矩阵中的每一个元素 h_{mn} 都是零均值复高斯随机变量的独立实现,且满足 $E\{\text{Re}(h_{mn})^2\} = E\{\text{Im}(h_{mn})^2\} = 1/2$ 。每根发送天线上的发送符号采用 QPSK 调制,且与训练符号都为单位能量。在经过信道后,根据平均 SNR,给每根接收天线上的期望信号叠加上相应的复高斯白噪声,然后叠加上在频偏估计算法捕获范围内的一个频偏。这里的平均信噪比即定义为平均每根接收天线上的期望信号能量与噪声能量之比。Monte Carlo 次数为 10^4 。记 $\varepsilon = \Delta f T_s$, CRB 由文献[9]给出:

$$\text{CRB}(\varepsilon) = \frac{N^2 \sigma_w^2}{8\pi^2} \left[\mathbf{h}^H (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{A}^H \mathbf{D} (\mathbf{I}_{N_t} - \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H) \mathbf{D} \mathbf{A}) \mathbf{h} \right]^{-1}$$

$$\text{CRB}(\mathbf{h}) = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_r} \otimes (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} + \frac{4\pi^2}{N} \text{CRB}(\varepsilon) \cdot (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{C}) \mathbf{h} \mathbf{h}^H (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{C}^H)$$

其中 $\mathbf{D} = \text{diag}(0, 1, \dots, N-1)$, $\mathbf{C} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{D} \mathbf{A}$ 。

图 1(a),图 1(b)和图 1(c)分别给出了 2×2 , 2×4 和 2×6 MIMO 系统的定时、频偏和信道的联合估计性能随信噪比的变化情况。图 2(a),图 2(b)和图 2(c)分别给出了 2×4 , 4×4 和 8×4 MIMO 系统的定时估计算法性能随信噪比的变化情况。其中,正确定时概率定义为 $P_r\{\hat{k} = 1\}$,假设训练序列的起始位置,

即 $k = 1$ 为正确的定时位置。归一化的 CFO 估计均方误差定义为 $E[\Delta \hat{f} T_s - \Delta f T_s]^2 / (\Delta f T_s)^2$ 。为了评估每个信道参数的平均估计性能,图 1(c)和图 2(c)中的 CRB 定义为 $\text{Tr}\{\text{CRB}(\mathbf{h})\} / (N_t N_r)$,信道估计的平均均方误差定义为 $\sum_{m=1}^{N_r} \sum_{n=1}^{N_t} E[\hat{h}_{mn} - h_{mn}]^2 / (N_t N_r)$ 。

由图 1(a)和图 2(a)可见,当 SNR > 10 dB 时,正确定时概率接近 1;另外随着接收数目和发送天线数目的增加,正确定时概率也随之增加;在发送数目较小时,由于训练序列较短导致定时错误概率较大。

由图 1(b)可见,在 SNR 较低时,估计均方误差曲线偏离了 CRB 曲线,估计性能较差;随着 SNR 的增加,估计曲线渐进趋于 CRB 曲线,并与其重合。同时,由于接收分集增益,随着接收天线数目的增加,估计均方误差逐渐减小。

由图 2(b)可见,在发送天线数目较小时,估计均方误差曲线大大偏离 CRB 曲线,估计性能较差,这与第 4 节最后的理论分析相一致。由于发送天线数目较小时,训练序列长度很短,导致定时不准确,从而使得频偏估计性能下降。固定信噪比,可知随着发送天线数目增加,估计均方误差随之减小,这是由于发送分集增益导致的。

由图 1(c)和图 2(c)可见,在发送天线数目较小时,估计均方误差曲线偏离了 CRB 曲线;随着发送

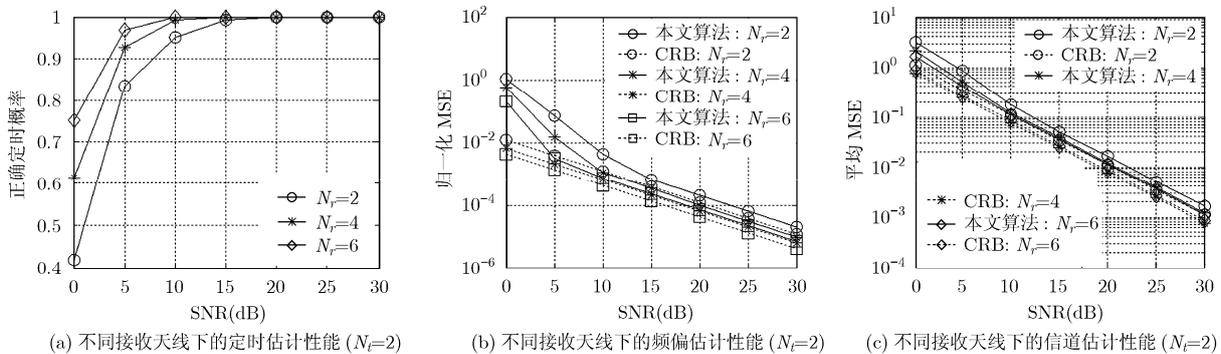


图 1

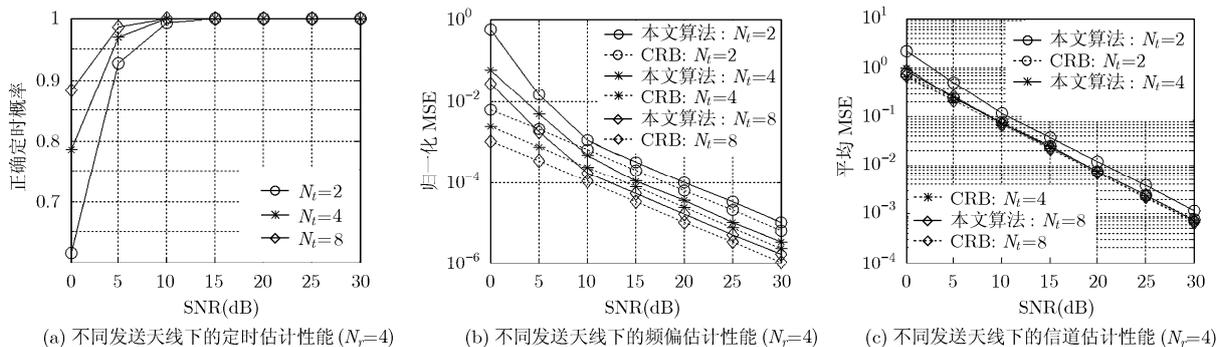


图 2

天线数目的增加, 估计均方误差曲线与其平均 CRB 重合; 由 CRB 曲线可知随着接收天线和发送天线数目的变化, 每个信道参数的 CRB 变化不大。

6 结论

本文基于 MIMO 系统中的定时、频偏和信道参数的联合估计表达式, 设计了具有重复结构的正交训练序列, 给出了简化的联合 ML 估计。我们分别用正确定时概率、归一化的频偏估计均方误差和平均信道参数估计均方误差来表征联合估计器的性能, 并与理论的 CRB 做了比较。仿真结果表明了本文提出算法的有效性。

参 考 文 献

- [1] Proakis J G. Digital Communication. Fourth Edition, New York: McGraw-Hill, 2006, Chapter 6.
- [2] Tarokh V, Naguib A, Seshadri N, and Calderbank A. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility and multiple paths. *IEEE Transactions on Communication*, 1999, 47(2): 199-207.
- [3] Besson O and Stoica P. On parameter estimation of MIMO flat-fading channels with frequency offsets. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(3): 602-613.
- [4] Simoens F and Moeneclaey M. Computationally efficient frequency offset estimation for flat-fading MIMO channels: performance analysis and training sequence design. *IEEE Communications Society Globecom 2004, Dallas, Texas USA*, 29 Nov.-3 Dec. 2004, Vol 4: 2460-2464.
- [5] Salari S, Ardebilipour M, and Ahmadian M. Frequency offset synchronization and channel estimation for MIMO-OFDM systems. *The 9th International Conference on Advanced Communication Technology*, Phoenix Park, Korea, 12-14 Feb. 2007, Vol 3: 1474-1478.
- [6] Saemi A, Meghdadi V, Cances J P, Zahabi M R, and Dumas J M. ML MIMO-OFDM time synchronization/channel estimation for unknown frequency selective fading channels. *48th International Symposium ELMAR-2006, Zadar, Croatia*, 07-09 June 2006: 255-258.
- [7] Saemi A, Meghdadi V, Cances J P, and Zahabi M R. Joint ML time-frequency synchronization and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems. *IET Circuits Devices Systems*, 2008, 2(1): 103-111.
- [8] Lee K and Chun J. Frequency-offset estimation for MIMO and OFDM systems using orthogonal training sequences. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(1): 146-156.
- [9] Ghogho M and Swami A. Training design for multipath channel and frequency-offset estimation in MIMO systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3957-3965.

裴敏艳: 女, 1986 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 及 MIMO-OFDM 系统的同步技术与信道估计。

成文婧: 女, 1985 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 系统的空时编码与检测技术。

魏急波: 男, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信中的信号处理与通信网络。