

# 时变 MIMO 系统的联合符号检测与信道估计

徐 征

(华东交通大学 电气与电子工程学院 江西 南昌 330013)

**摘要:** 针对 MIMO 系统时变多径信道, 结合分集合并, 提出一种带判决反馈的修正混和型 MLSE(DF-MHMLSE) 为基础的低复杂度联合符号检测与信道估计的递推算法. 发送端仅需少量导频符号用于信道估计初始化, 在此基础上, 针对系统中各 MISO 子系统, 分别采用修正混和型 MLSE 算法(MHMLSE), 形成临时判决符号矢量集合及对应的临时信道矢量集合, 最终根据分集合并确定最佳判决符号矢量, 同时实现信道矢量的自适应更新. 该算法减小了传统 MIMO MLSE 的计算复杂度, 实现了逐符号检测, 并取得了较低的误比特率.

**关键词:** MIMO 系统; DF-M-HMLSE; 联合符号检测与信道估计; 时变多径衰落信道

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

在多散射体无线环境中, MIMO 技术能够在不增加带宽的情况下成倍地提高通信系统的容量和频谱利用率<sup>[1]</sup>, 被认为是新一代移动通信中最富有竞争力的技术之一. 在移动通信环境中, 信道呈时变多径衰落的特点, 多径引起的符号间干扰 (ISI) 和时变导致的信道估计困难, 成为影响通信性能的两个主要因素. 对于时变多径衰落信道, 通常采用 OFDM 技术将其转换为频域的平坦衰落信道来处理, 以减小 ISI 影响, 但对于如何有效地克服 OFDM 的频偏敏感性和过高峰均比 (PAR) 目前仍需深入研究<sup>[2,3]</sup>. 在时域, M. F. SIYAU 提出了一种基于判决反馈的 MIMO 时变多径信道跟踪与符号检测算法<sup>[4]</sup>, 但在信道跟踪过程中存在矩阵的病态求逆问题, 信道的跟踪能力有限. 在对存在 ISI 的信道进行均衡和信号解调时, 基于维特比算法实现的传统 MLSE 接收机 (MLSE-VA)<sup>[5]</sup> 是最佳的, 由于存在判决时延和过高的计算复杂度, 对于时变信道的跟踪能力差. 针对 MLSE-VA 存在的两个问题, 有很多改进算法. 全残存路径 MLSE 算法 (PSP-MLSE)<sup>[6]</sup> 解决了判决延迟问题, 但计算复杂度更高. 在计算复杂度与性能之间, 文献 [7] 提出了一种折衷算法—N 残存路径 MLSE 算法 (NPS-MLSE), 而临时判决 MLSE (TD-MLSE,  $N=1$ ) 和 PSP-MLSE ( $N=W$ ,  $W$  为

MLSE 算法中网格状态数) 为其特殊情形<sup>[8]</sup>. TD-MLSE 只有一个残存路径, 对应一个信道参数估计子, 计算简单, 在信道环境好的情况下, 能较好地满足 MLSE 的性能; 虽然用存在  $N$  个残存路径及对应的  $N$  个信道参数估计子的 NPS-MLSE ( $1 < N < W$ ) 可以取得 PSP-MLSE 的大多数性能<sup>[7]</sup>; 但同样存在比较大的计算复杂度, 无法适应较快的时变信道, 为此提出修正 NPS-MLSE 算法, 该算法从  $N$  个幸存路径中选取一个最佳路径及其对应的最佳信道参数估计子, 并将剩余的  $N-1$  个幸存路径也和这个最佳信道参数估计子对应起来, 从而减小了算法本身的复杂度, 并保留了较好的 MLSE 性能.

在分析 TD-MLSE 和修正 NPS-MLSE 算法特性的基础上, 针对 MIMO 系统的时变多径衰落信道环境, 结合分集合并, 提出一种基于 DF-MHMLSE 的低复杂度联合符号检测与信道估计的递推算法. 在信道估计初始化的基础上, 该算法将整个 MIMO 系统根据接收天线数, 划分为若干 MISO 子系统, 根据各 MISO 子系统的信道环境情况, 即将各子系统的瞬时接收信噪比与一阈值  $T_{Limit}$  相比较的结果, 选择 TD-MLSE 或者修正的 NSP-MLSE 算法 (要求  $N > 1$ ), 形成临时判决符号矢量集合及对应的临时信道矢量集合, 最终根据分集合并技术<sup>[9]</sup> 确定最

收稿日期: 2007-11-12

作者简介: 徐征 (1978-), 女, 湖北随州人, 讲师.

佳判决符号矢量, 并实现各 MISO 信道矢量的自适应更新.

符号说明:  $\hat{x}_i^{(0)}(k)$  表示的最终估计值,  $\hat{x}_i^{(l)}(k)$  表示的临时估计值或临时判决值.

### 1 系统模型

考虑一单用户 MIMO 系统配有  $T$  根发射天线,  $R$  根接收天线, 有理想的上、下变频, 系统完全同步, 其离散时间基带等效系统模型如图 1 所示.

设系统为时变信道  $k$  时刻第  $i$  根发射天线到第  $j$  根接收天线的信道脉冲响应为

$$h_{j,i}(k) = [h_{j,i}^{(0)}(k) \ h_{j,i}^{(1)}(k) \ \dots \ h_{j,i}^{(L)}(k)]^T \quad (1)$$

其中  $L$  为信道阶数. 将  $k$  时刻发送端第  $i$  根天线连续发射的  $L+1$  个数据符号表示成矢量

$$X_i(k) = [x_i^{(0)}(k) \ x_i^{(1)}(k) \ \dots \ x_i^{(L)}(k)]^T \quad (2)$$

其中  $x_i^{(p)}(k)$  代表调制星座图映射的数据符号, 满足  $E_s = |x_i^{(p)}(k)|^2 = 1$ ; 为便于描述输入输出关系, 定义 MISO 信道矢量  $H_j(k)$  和数据矢量  $X(k)$

$$H_j(k) = [H_{j,1}(k)^T \ \dots \ H_{j,T}(k)^T] \quad (3)$$

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_T(k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

从而将整个系统分为  $R$  个 MISO 子系统, 在时刻  $k$  第  $j$  个子系统

$$y_j(k) = \sum_{i=1}^T \sum_{l=0}^L h_{j,i}^{(l)}(k) x_i^{(l)}(k) + n_j(k) \quad (5)$$

$$= H_j(k) \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_T(k) \end{bmatrix} + n_j(k) \quad (6)$$

$$= H_j(k) X(k) + n_j(k) \quad (7)$$

其中  $n_j(k)$  为第  $j$  个 MISO 子系统的附加白噪声, 满足  $E[n_j(k)] = 0$ ,  $E[|n_j(k)|^2] = N_0$ ,  $j = 1, 2, \dots, R$ . 将  $R$  个 MISO 子系统的接收数据表示成矢量形式

$$Y(k) = [y_1(k) \ y_2(k) \ \dots \ y_R(k)]^T \quad \text{则}$$

$$Y(k) = \begin{bmatrix} H_1(k) \\ \vdots \\ H_R(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_T(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ \vdots \\ n_R(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$= H_{11R}(k) X(k) + N(k) \quad (9)$$

其中  $H_{11R} = \begin{bmatrix} H_1(k) \\ \vdots \\ H_R(k) \end{bmatrix}$  代表信道矩阵.

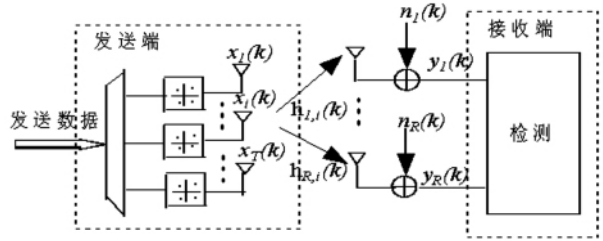


图 1 离散时变频率选择性 MIMO 基带等效系统模型

### 2 联合数据检测与信道估计

#### 2.1 工作原理

对于时变信道, 联合检测估计是一种很有效的技术. 针对时变多径 MIMO 系统, 提出了基于 DF - MHMLSE 的低复杂度联合数据检测与信道估计方法, 工作原理如图 2 所示. 在时刻  $k$  各 MISO 子系统根据瞬时接收信噪比, 选择复杂度不同的 MLSE 算法 (TD - MLSE 或者修正的 NPS - MLSE), 形成临时判决符号集合和临时信道矢量集合, 最终根据分集合并将对各 MISO 子系统的处理结果综合, 形成最佳判决符号矢量  $[\hat{x}_1^{(0)}(k) \ \hat{x}_2^{(0)}(k) \ \dots \ \hat{x}_T^{(0)}(k)]^T$ , 并采用自适应算法跟踪各 MISO 子系统的信道矢量同时反馈更新符号矢量  $[x_i^{(1)}(k) \ \dots \ x_i^{(L)}(k)]^T (i = 1, 2, \dots, T)$ , 为  $k+1$  时刻联合检测估计做准备. 这种根据瞬时信道情况选择复杂度不同的算法降低了系统处理的复杂度.

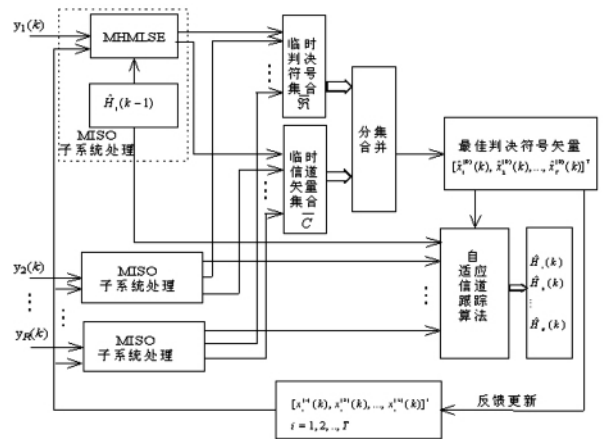


图 2 基于 DF - MHMLSE 算法的联合符号检测与信道估计框图

#### 2.2 利用 DF - MHMLSE 实现联合符号检测与信道估计

数据以帧为单位组织, 包括导频数据和信息数据, 导频数据作为前缀用于估计初始化信道矩阵  $H_{11R}(0)$ .

在  $k$  时刻,由 (5) 式第  $j$  个 MISO 子系统可表示为

$$y_j(k) = \sum_{i=1}^T [h_{ji}^{(0)}(k) x_i^{(0)}(k) + \sum_{l=1}^L h_{ji}^{(l)}(k) x_i^{(l)}(k)] + n_j(k) \quad (10)$$

根据多径信道的 ISI 特点和接收端逐符号检测的特征,将分为未知待检部分和已知部分(分别用  $U$  和  $K$  标识)

$$X_i(k) = [\overbrace{x_i^{(0)}(k)}^U, \overbrace{x_i^{(1)}(k)}^K]^T \quad (11)$$

$i=1, 2, \dots, T$ ; 当  $k=0$  时,  $(\cdot)^K$  部分仅由导频符号组成; 当  $1 \leq k \leq L$  时,  $(\cdot)^K$  部分由导频符号和最近已检信息符号组成;  $k \geq L+1$  时,  $(\cdot)^K$  由最近已检信息符号组成. 结合 (11)、(4) 和 (10) 式  $k$  时刻第  $j$  个 MISO 子系统未知待检部分符号总数正好等于发射天线数  $T$ , 将这  $T$  个符号表示成矢量  $\alpha = [x_1^{(0)}(k), x_2^{(0)}(k), \dots, x_T^{(0)}(k)]^T$ , 因此未知待检部分共有  $Q^T$  个候选符号矢量( $Q$  表示调制星座图元素个数). 以这  $Q^T$  个候选符号矢量为元素, 构成集合  $\Phi$ , 显然满足关系  $\alpha \in \Phi$ .

为便于分析, 定义如下:

(1) 分支度量  $\mu_{jk}$  和瞬时接收信噪比  $\rho_{jk}$ :

$$\mu_{jk} = -|y_j(k) - \sum_{i=1}^T [h_{ji}^{(0)}(k) x_i^{(0)}(k) + \sum_{l=1}^L h_{ji}^{(l)}(k) x_i^{(l)}(k)]|^2 \quad (12)$$

$$\rho_{jk} = H_j(k) H_j(k)^H / N_{jk} \quad (13)$$

其中  $N_{jk} = E[|y_j(k) - H_j(k) X(k)|^2]$ .

(2) 临时判决符号矢量集合  $\bar{R}$  和临时信道矢量集合  $\bar{C}$

对于  $\forall \mu \in \bar{R}$ , 要求  $\mu$  具有与  $\alpha$  相同的结构, 即  $\mu \in \Phi$ , 则  $\bar{R} \subseteq \Phi$ . 同时在  $\bar{C}$  中存在一个与  $\mu$  相对应的临时 MISO 信道矢量  $\hat{H}_j(k) \in \bar{C}$ ,  $j$  取值范围为 1 到  $R$  之间的整数.

### 2.3 联合符号检测与信道估计 (DF - MHMLSE 算法) 的递推过程

(1) 令  $k=0$ , 利用导频符号, 估计初始信道矩阵  $\hat{H}_{1R}(0)$

(2) 令  $k=k+1$ , 预测瞬时接收信噪比

$$\hat{\rho}_{jk} = \frac{\hat{H}_j(k-1) \hat{H}_j(k-1)^H}{\hat{N}_{jk-1}} \quad (14)$$

$$\hat{N}_{jk-1} = (1-r) \hat{N}_{jk-2} + r(|y_j(k-1) - \hat{H}_j(k-1) \hat{X}(k-1)|^2) \quad (15)$$

其中  $0 < r < 1, j=1, 2, \dots, R$ .

(3) 根据修正混和型 MLSE 算法, 形成临时判决符号集合和临时信道矢量集合  $\bar{C}$

当  $\hat{\rho}_{jk} \geq \text{TLimit}$  时, 选择 TD - MLSE 算法, 根据下式

$$\hat{\alpha}_j = \arg \max_{\alpha_j \in \Phi} \hat{\mu}_{jk} \quad (16)$$

这里  $\hat{\mu}_{jk} = -|y_j(k) - \sum_{i=1}^T [\hat{h}_{ji}^{(0)}(k) x_i^{(0)}(k) + \sum_{l=1}^L \hat{h}_{ji}^{(l)}(k) x_i^{(l)}(k)]|^2$ ,  $\alpha_j$  代表  $[x_1^{(0)}(k), x_2^{(0)}(k), \dots, x_T^{(0)}(k)]^T$ . 此时只有一个临时判决符号矢量  $\hat{\alpha}_j$  进入  $\bar{R}$ . 根据  $\hat{\alpha}_j$  产生临时信道矢量  $\hat{H}_j$  进入集合  $\bar{C}$ .

$$\hat{H}_j(k) = \hat{H}_j(k-1) + \hat{G}_{jk} [y_j(k) - \hat{H}_j(k-1) \hat{X}(k)] \quad (17)$$

其中  $\hat{G}_{jk}$  为 RLS 增益矩阵,  $\hat{X}(k)$  由  $\hat{\alpha}_j$  和  $x_i(k)$  中的已知部分构成  $i=1, 2, \dots, T, j=1, 2, \dots, R$ .

当时  $\hat{\rho}_{jk} \geq \text{TLimit}$ , 选择修正的 NSP - MLSE 算法, 具体过程:

① 根据 (12) 式, 从集合  $\Phi$  选择一个最佳临时判决符号矢量  $\hat{\alpha}_{j,1}$  及  $N-1$  个次最优临时判决符号矢量  $\hat{\alpha}_{j,2}, \hat{\alpha}_{j,3}, \dots, \hat{\alpha}_{j,N}$  进入临时判决符号矢量集合  $\bar{R}$ .

② 根据 (17) 式和  $\hat{\alpha}_{j,1}$ , 产生临时信道矢量  $\hat{H}_j(k)$ , 进入集合  $\bar{C}$ .

(4) 分集合并, 产生最佳判决符号矢量, 并自适应更新各 MISO 信道矢量. 根据各 MISO 子系统附加白噪声的统计独立性, 各子系统的联合对数条件概率密度函数可以表示成  $N$  个对数条件概率密度函数之和, 即

$$\ln [p(y_1(k), y_2(k), \dots, y_n(k) | X(k))] = -\frac{1}{N} \sum_{j=1}^R (y_j(k) - H_j(k) X(k))^2 + C \quad (18)$$

其中  $C$  为常数. 结合 (12) 和 (18) 式, 根据最大分集合并原则, 确定最佳判决符号矢量  $\hat{\alpha}$ .

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\hat{\alpha} \in \bar{R}} \max_{\hat{H}(k) \in \bar{C}} [\sum_{j=1}^R (-|y_j(k) - \sum_{i=1}^T [\hat{h}_{ji}^{(0)}(k) x_i^{(0)}(k) + \sum_{l=1}^L \hat{h}_{ji}^{(l)}(k) x_i^{(l)}(k)]|^2) = \arg \max_{\hat{\alpha} \in \bar{R}} \max_{\hat{H}(k) \in \bar{C}} [\sum_{j=1}^R (-|y_j(k) - \hat{H}_j(k) \hat{X}(k)|^2)] \quad (19)$$

式中  $\hat{\alpha} = [x_1^{(0)}(k), x_2^{(0)}(k), \dots, x_T^{(0)}(k)]^T \in \bar{R}, \hat{X}(k)$

由  $\hat{\alpha}$  和  $x_i(k)$  ( $i=1, 2, \dots, T$ ) 中的已知部分依照(4)式构成. 根据最佳判决符号矢量  $\hat{\alpha}$  对应的数据矢量  $\hat{X}(k)$  采用 RLS 自适应算法更新信道矢量.

$$H_j(k) = H_j(k-1) + \hat{C}_{j,k} [y_j(k) - H_j(k-1) \hat{X}(k)] \quad (20)$$

其中  $j=1, 2, \dots, R$ .

(5) 反馈更新, 清空集合  $\bar{R}$  和  $\bar{C}$

根据最佳判决符号矢量, 反馈更新(11)式中  $x_i(k)$  的已知部分 ( $i=1, 2, \dots, T$ ), 清空集合和  $\bar{C}$ , 重复步骤(2)~(5).

### 3 数值仿真结果

采用载波频率 2.4 GHz, 比特率 40 k/s, QPSK 调制方式, 对 2x2 MIMO, 2x3 MIMO, 2x4 MIMO 系统在移动终端以速度  $V=50$  km/h ~ 200 km/h 运动, 信道阶数  $L+1=2$  的情况下进行仿真.

图 3 给出了在  $T_{\text{Limit}} = 24$  dB,  $N=2$ ,  $V=100$  km/h 情况下 2x2 MIMO, 2x3 MIMO, 2x4 MIMO 系统的误比特率随信噪比  $\text{SNR} = E_s/N_0$  变化的曲线图. 结果验证了本文提出的基于 DF-M-HMLSE 的联合符号检测与信道估计算法具有优良的检测性能. 同时可以看出, 由于接收分集的作用, 在同样的发送天线数和移动速度情况下, 2x4 MIMO 系统相比 2x2, 2x3 MIMO 系统具有更优的性能.

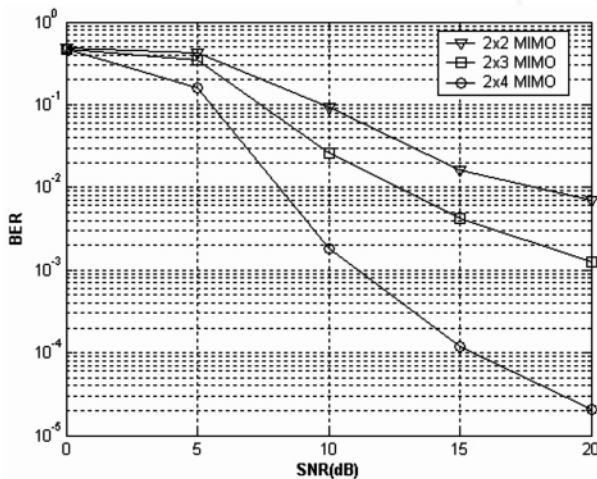


图 3 BER 随 SNR 变化曲线图

( $T_{\text{Limit}} = 24$  dB,  $N=2$ ,  $V=100$  km/h)

图 4 给出了在  $T_{\text{Limit}} = 24$  (dB),  $\text{SNR} = 10$  (dB) 时, 系统误比特率 BER 随终端移动速度  $V$  的变化曲线. 从图中可以看出, 随移动速度的增加, BER 逐渐增大, 这是由于信道变化的快慢随移动速度不同的缘故.

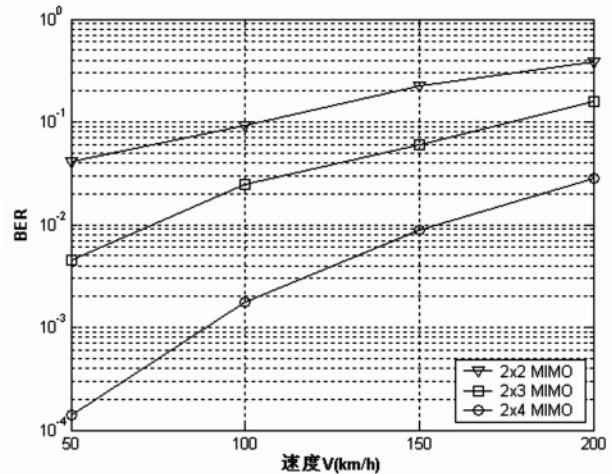


图 4 BER 随移动速度  $V$  变化曲线图  
( $T_{\text{Limit}} = 24$  dB,  $N=2$ ,  $\text{SNR} = 10$  dB)

### 4 结论

提出基于 DF-MHMLSE 算法的联合符号检测与信道估计算法, 不但减小了传统 MIMO MLSE-VA 接收机的计算复杂度, 而且消除了判决延迟问题, 同时也获得较低的误比特率. 在性能和复杂度之间取得了很好的折衷, 为联合检测估计技术在实际 MIMO 系统中尽早实用化提供了一种具有一定参考价值的技术方案.

### 参考文献:

- [1] G. J. Foschini, M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Commun, 1998, (6): 311-335.
- [2] Taiwan Tan, Heath, R. W., Jr. Joint frequency offset estimation and interference cancellation for MIMO-OFDM systems [mobile Radion] [A]. Vehicular Technology Conference [C]. Los Angeles: IEEE 60th, 2004, (3): 1553-1557.
- [3] Myung-Sun Baek, Mi-Jwonf Kim, Young Hwan You. Semi-blind channel estimation and PAR reduction for MIMO-OFDM system with multiple antennas [J]. IEEE Trans. on Broadcasting, 2004, 50(4): 414-424.
- [4] Siyau M. F., Nobles P., Ormondroyd R. F. Channel Estimation for Layered Space-Time Systems in Time-Varying Frequency Selective Wireless Channels [A]. Vehicular Technology Conference, 2003 [C]. Orland Florida: IEEE 58th, 2003, (2): 1258-1262.
- [5] G. D. Rorney. Maximum-likelihood Sequence Estimation of Digital Sequence in the Presence of Intersymbol Interference [J]. IEEE Trans. on Information Theory, 1972, (18): 363-378.

- [6] R. Raheli, A. Polydoros, C. - K. Tzou. Per - Survivor Processing: a General Approach to MLSE in Uncertain Environments [J]. IEEE Trans. Comm. ,1995 ( 43) : 354 - 364.
- [7] R. Raheli, G. Marino, P. Castoldi. Per - Survivor Processing and Tentative Decisions: What is in Between [J]. IEEE Trans. Comm. ,1996 ( 44) : 127 - 129.
- [8] Jung Suk Joo, Seung Chul Hong, Yong Hoon Lee. Adaptive MLSE receiver: hybrid of persurvivor processing and tentative decision MLSE [J]. Electronics Letters, 2000, 36( 7) : 678 - 680.
- [9] Liu Q, Wan Y. an Adaptive Maximum Likelihood Sequence Estimation Receiver with Dual diversity Combining/Selection [A]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communication [C]. New York: IEEE 16th 1992 ( 92) : 245 - 249.
- [10] X. Zhu, R. D. Murch. Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system [J]. IEEE Trans. On Comm 2002, 50( 2) : 187 - 191.
- [11] Gordon L. Stuber. Principles of mobile communication( 2nd Edition) [M]. Kluwer: Academic publishers 2002.
- [12] Simon Haykin. Adaptive filter Theory( 4th Edition) [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry 2002.

## Joint Symbol Detection and Channel Estimation for Time - varying MIMO System

XU Zheng

( School of Electric and Electronic Engineering, East China Jiaotong Uni., Nanchang 330013, China)

**Abstract:** A complexity - reduced recursive algorithm of joint channel estimation and data detection based on decision feedback modified - hybrid - MLSE( DF - MHMLSE) with diversity combining is presented for MIMO time - varying multipath channel. Only a few of pilot symbols are needed for channel estimation initialization, on basis of that, the tentative decision symbol vectors set and tentative channel vectors set are obtained by using modified hybrid MLSE( MHMLSE) to each MISO subsystem respectively. The optimal decision symbol vector is acquired according to diversity combining ultimately, and the channel vectors are adaptively updated. The algorithm greatly reduces the complexity, detects by symbol with lower BER.

**Key words:** MIMO system; DF - MHMLSE; joint channel estimation and data detection; time - varying multipath fading channel

( 责任编辑: 王建华)