

V-BLAST MIMO-OFDM 系统的一种迭代信道估计方案^①

乔晓强^② 梁 涛 赵杭生 蔡跃明*

(总参第六十三研究所 南京 210007)

(* 解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘 要 研究了频率选择性衰落信道条件下 Turbo 编码 V-BLAST MIMO-OFDM 系统的信道估计方法,提出了 V-BLAST MIMO-OFDM 系统的一种新的迭代信道估计方案。该方案首先利用发送的正交导频序列得到导频处的初始信道估计,然后利用导频符号辅助方法对信道进行内插,得到数据处的初始信道估计,经 Turbo 迭代纠错译码后,将得到的信息位和校验位软值信息反馈给信道估计器,并利用期望最大化(EM)迭代信道估计方法对信道进行更新。仿真结果表明,随着迭代次数的增加,系统的信道估计性能显著提高。

关键词 信道估计, Turbo 迭代译码, 导频符号辅助, 期望最大化(EM)算法, MIMO-OFDM

0 引 言

V-BLAST (Vertical Bell laboratory layered space-time)是贝尔实验室提出的一种基于多人多出(MIMO)传输方式的空时码结构^[1],是一种典型的空间复用技术,它所提供的信道容量能非常接近理论上限值^[2]。该技术与具有良好的抗频率选择性衰落的正交频分复用(OFDM)技术相结合,可形成 V-BLAST MIMO-OFDM 系统,该系统同时具备了这两种技术的优点,能够更好地满足下一代高速移动通信的需求,因此对其关键技术的研究尤为重要。

目前,很多文献对 MIMO-OFDM 系统的关键技术之一——信道估计进行了研究。文献[3]利用期望最大化(expectation maximization, EM)算法对基于发射分集的 OFDM 系统进行了迭代信道估计,提高了系统的信道估计性能。文献[4,5]利用导频符号辅助方法对传统的 OFDM 系统进行了信道估计。本文则在前人研究的基础上,针对 V-BLAST MIMO-OFDM 系统提出了一种新的迭代信道估计方案。该方案首先利用频域正交导频序列得到导频处的初始信道估计,再利用导频辅助内插的方法得到整个系统的信道响应,在进行 Turbo 迭代译码纠错后,将得到的信息位和校验位软值信息反馈给信道估计器,并利用 EM 迭代信道估计方法对信道进行更新,随

着整个系统迭代次数的增加,系统的信道估计性能显著提高。系统仿真的结果验证了该方法的有效性。

1 系统模型

1.1 系统描述

系统的发送端框图和接收端框图分别如图 1 和图 2 所示。

假设系统的发送天线数和接收天线数分别为 N_t 和 N_r 。原始信息比特经过 Turbo 编码、信道交织、V-BLAST 空时复用,然后经过 OFDM 调制经不同的天线发送出去。接收端接收到的信号经快速傅立叶变换(FFT)后变为 N_t 个不同信号的叠加,因此每个接收天线接收到的第 l 个 OFDM 块的第 k 个子载波的信号可用式

$$r(k, l) = \sum_{i=1}^{N_t} t_i(k, l) H_i(k, l) + w(k, l) \quad (1)$$

表示。其中, $t_i(k, l)$ 表示第 i 个天线发送的符号, $H_i(k, l)$ 表示第 i 个天线到接收天线之间的信道频域响应, $w(k, l)$ 为加性高斯白噪声,其均值为 0,方差为 σ_n^2 。

接收端接收到的频域信号 $r(k, l)$ 首先通过发送的导频序列进行初始信道估计,然后利用内插方法得到整个信道的冲激响应,接着利用得到的信道

① 国家自然科学基金(60672079)和江苏省自然科学基金(BK2007002)资助项目。

② 男,1981 年生,硕士,工程师;研究方向:无线通信中的关键技术研究;联系人, E-mail: qxr0527@163.com (收稿日期:2009-05-11)

冲激响应进行 V-BLAST 信号检测,并将检测得到的信息进行信道解交织和 Turbo 译码,然后将得到的软判信息重新按照 Turbo 编码端同样的方法进行复用、信道交织和 V-BLAST 空时复用,并反馈到 EM 迭代信道估计器,经过多次迭代,系统的信道估计性能将显著提高。

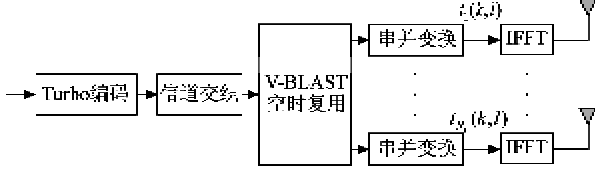


图1 Turbo 编码 V-BLAST MIMO-OFDM 系统发送端框图

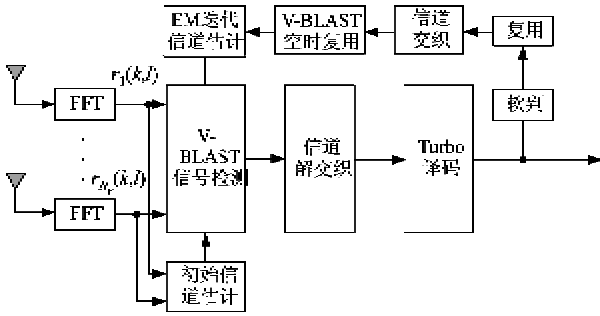


图2 Turbo 编码 V-BLAST MIMO-OFDM 系统接收端框图

1.2 WSSUS 信道模型及其相关特性

移动无线信道可视为一个宽平稳非相关散射 (WSSUS) 模型^[6]:

$$H(k, l) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^M e^{j(\phi_n + 2\pi f_{Dn} T \cdot l - 2\pi \tau_n \Delta f \cdot k)} \quad (2)$$

且有 $E[|H(k, l)|^2] = \sigma_H^2 = 1$ 。其中, M 表示非相干多径数, 每一径的随机初相为 ϕ_n , 多普勒频移为 f_{Dn} , 时延为 τ_n , $1 \leq n \leq M$ 。 k 为频域索引, l 为时域索引, T 为 OFDM 符号持续时间。 ϕ_n, f_{Dn}, τ_n 根据下面的概率密度函数进行选择:

$$p_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi}, 0 \leq \phi \leq 2\pi \quad (3)$$

$$p_{f_D}(f_D) = \frac{1}{\pi f_{D\max} \sqrt{1 - (f_D/f_{D\max})^2}}, |f_D| \leq f_{D\max} \quad (4)$$

$$p_\tau(\tau) = \frac{e^{-\tau/\tau_{ms}}}{\tau_{ms}(1 - e^{-T_{cp}/\tau_{ms}})}, 0 \leq \tau \leq T_{cp} \quad (5)$$

其中, $f_{D\max}$ 为最大多普勒频移, τ_{ms} 为均方根时延扩展, T_{cp} 为 CP 的持续时间。

由于上述信道模型中时域和频域之间相互独立, 所以, WSSUS 信道的自相关和互相关特性为

$$R_{H_p H_p} = E[\tilde{H}_p(k', l') \tilde{H}_p^*(k'', l'')] = r_f(k' - k'') r_l(l' - l'') + \sigma_n^2 E[\frac{1}{|x_k|^2}] \delta(k' - k'', l' - l'') \quad (6)$$

$$R_{H H_p} = E[H(k, l) \tilde{H}_p^*(k', l')] = r_f(k - k') r_l(l - l') \quad (7)$$

其中, k', l' (k'', l'') 表示导频位置索引, k 和 l 表示数据位置索引, $\tilde{H}_p(k', l')$ 为初始信道估计得到的信道响应。

$$r_f(k) = \frac{(1 - e^{-L_{cp}/\tau_{ms}})(1 + j2\pi k \tau_{ms}/N)}{(1 - e^{-L_{cp}/\tau_{ms}})(1 + j2\pi k \tau_{ms}/N)} \quad (8)$$

表示均匀功率时延剖面情况下的信道频域自相关函数, $\tilde{\tau}_{ms} = \tau_{ms}/T_s$ 是相应于采样间隔的均方时延扩展。

$$r_l(l) = J_0(2\pi f_{D\max} (1 + \frac{L_{cp}}{N}) l) \quad (9)$$

为信道的时域自相关函数。

2 信道估计

信道估计包括初始信道估计和迭代信道估计两部分, 其中初始信道估计由导频信道估计和内插信道估计两部分组成, 迭代信道估计部分采用 EM 迭代信道估计算法。

2.1 导频信道估计

为了区分各个天线导频处的初始信道, 需利用块状导频图案, 即在频域对每一帧数据插入连续的正交导频序列。正交导频序列的设计方法按照最佳训练序列^[7]的设计方法进行设计。拟采用的导频图案如图 3 所示, t 和 f 分别代表时域和频域方向。

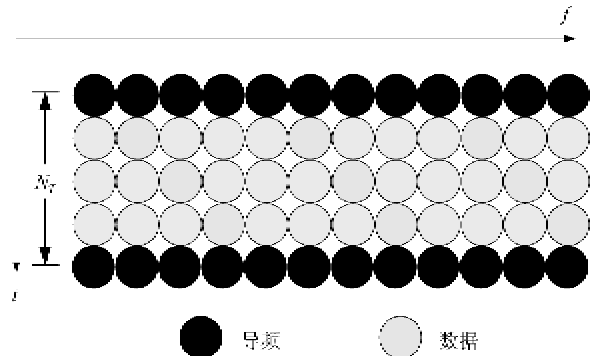


图3 导频图案示意图

2.2 线性内插

在估计出各个天线的导频处的信道频域响应

后,采用内插方法对数据部分的信道频域响应进行粗略估计。传统的方法也是最简单的信道估计方法——线性内插滤波方法,每次估计只需两个导频符号,算法简单、运算量小。时域方向的估计算法描述如下:

$$\begin{aligned}\tilde{H}(l) &= \tilde{H}(pN_T + m) \\ &= (1 - \frac{m}{N_T})\tilde{H}_p(p) + \frac{m}{N_T}\tilde{H}_p(p+1)\end{aligned}\quad (10)$$

其中, N_T 为时域方向导频间隔, $pN_T < l < (p+1)N_T$ 是时域方向数据位置索引, p 是导频索引, $0 \leq m < N_T$ 是数据位置的相对索引。 $\tilde{H}_p(p)$ 和 $\tilde{H}_p(p+1)$ 分别是位置 p 和 $p+1$ 处的导频符号信道估计值。

2.3 维纳内插

在基于导频的信道估计中,维纳内插滤波器^[8-9]是线性最小均方误差意义上的最佳线性估计器。在接收端,利用初始估计的导频信道进行维纳内插,可以得到其它数据位置处的信道响应值:

$$\hat{H}(k, l) = \sum_{\{k', l'\} \in P} \omega(k', l'; k, l) \tilde{H}(k', l') \quad (11)$$

其中, $\hat{H}(k, l)$ 为数据位置信道响应的估计值, $\omega(k', l'; k, l)$ 为维纳内插滤波器的抽头系数, $\tilde{H}(k', l')$ 为初始信道估计得到的信道响应, k', l' 表示导频位置的索引, k 和 l 表示数据位置的索引, P 为实际使用的导频集合。

维纳内插滤波器抽头系数可由维纳方程求得:

$$\omega_0^T(k, l) = \mathbf{R}_{HH_p}(k, l) \mathbf{R}_{HH_p}^{-1} \quad (12)$$

设滤波器抽头数为 N_{tap} , 则 $\mathbf{R}_{HH_p} \in \mathbf{C}^{N_{tap} \times N_{tap}}$, $\mathbf{R}_{HH_p}(k, l) \in \mathbf{C}^{N_{tap} \times 1}$, $\omega_0(k, l)$ 为维纳滤波器最佳抽头系数。均方误差为

$$\begin{aligned}J(\omega(k, l)) &= \sigma_H^2 - \mathbf{R}_{HH_p}(k, l) \omega^*(k, l) \\ &\quad - \omega^T(k, l) \mathbf{R}_{HH_p}^*(k, l) \\ &\quad + \omega^T(k, l) \mathbf{R}_{HH_p}(k, l) \omega^*(k, l)\end{aligned}\quad (13)$$

其中 $\sigma_H^2 = E[|H(k, l)|^2]$ 。该式中不仅包括模型失配引起的误差,同时还包括抽头位置选择和边缘效应所产生的误差。当模型不存在失配时(即对于已知的信道相关特性),最小均方误差为

$$\begin{aligned}J(\omega_0(k, l)) &= \sigma_H^2 - \omega_0^T(k, l) \mathbf{R}_{HH_p} \omega_0^*(k, l) \\ &\leq J(\omega(k, l))\end{aligned}\quad (14)$$

2.4 迭代信道估计

在完成初始信道估计后,可以利用估计出的信道状态信息对系统进行信号检测和信道译码,得到原始发送数据的比特信息。利用得到的初始发送数据比特信息在接收端重构,再进行 EM 迭代信道估计。

EM 算法最早由文献[10]提出,已经应用于很多利用迭代的参数估计方法中^[11]。其方式是将可观测到的“不完整数据”(incomplete data),利用完整的数据空间来完成参数的有效估计。主要有两个步骤:E 步计算完整数据对数似然函数的期望值,M 步则将参数估计的期望做最大化估测。

在 EM 算法中,我们认为观察数据 $\mathbf{r}_n$ 为“incomplete”数据,并定义“complete”数据 $\mathbf{Y}_{i,n}$ 为

$$\mathbf{Y}_{i,n} = \mathbf{t}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n} + \mathbf{W}_{i,n} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{t}_{i,n}$ 为发送信号矩阵,它是 $N \times N$ 阶的对角阵,对角元素为 $t_i[n, k]$ 。 $\mathbf{Y}_{i,n}$ 为第 j 个接收天线接收到的第 i 个发送天线经信道响应后的分量,即 $\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{Y}_{i,n} = \mathbf{r}_{j,n} \mathbf{W}_{i,n}$ 则为第 i 个发送天线到第 j 个接收天线的噪声分量。

下面给出 EM 迭代信道估计算法的步骤:

E 步:对于 $i = 1, 2, \dots, N_t$, 计算

$$\tilde{\mathbf{Z}}_{i,n}^{(k)} = \mathbf{t}_{i,n} \tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k)} \quad (16)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{i,n}^{(k)} = \tilde{\mathbf{Z}}_{i,n}^{(k)} + \beta_i \left[\mathbf{r}_n - \sum_{j=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{Z}}_{j,n}^{(k)} \right] \quad (17)$$

M 步:对于 $i = 1, 2, \dots, N_t$, 计算

$$\tilde{\mathbf{h}}_{i,n}^{(k+1)} = \arg \min_{\mathbf{h}_{i,n}} \{ \|\tilde{\mathbf{Y}}_{i,n}^{(k)} - \mathbf{t}_{i,n} \mathbf{H}_{i,n}\|^2 \} \quad (18)$$

这里的 k 则表示迭代次数,其中 $\sum_{i=1}^{N_t} \beta_i = 1$ 。对于两个发射天线的系统,我们可以取 $\beta_1 = \beta_2 = 0.5$ 。对方程(18)进行求解并转换到频域,得式

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k+1)} = \mathbf{t}_{i,n}^{-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{i,n}^{(k)} \quad (19)$$

将式(16)、(17)、(19)合并得到方程

$$\tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k+1)} = \tilde{\mathbf{H}}_{i,n}^{(k)} + \beta_i \left[\mathbf{t}_{i,n}^{-1} \mathbf{r}_n - \sum_{j=1}^{N_t} \mathbf{t}_{i,n}^{-1} \mathbf{t}_{j,n} \tilde{\mathbf{H}}_{j,n}^{(k)} \right] \quad (20)$$

注意,由于 $\mathbf{t}_{i,n}$ 为对角矩阵,因此它的求逆运算的复杂度很小。从式(20)还可以看出,EM 迭代信道估计方法只涉及到简单的加乘运算,因此整个算法的运算量不大。

3 结果分析

3.1 系统参数

以下是上述系统的仿真参数,采用的是两发两收 Turbo 编码 V-BLAST MIMO-OFDM 系统。我们采用以时域方向抽头系数为 3 的维纳滤波器,导频图

案如图 3 所示,导频间隔为 10。信道模型采用 COST207 TU 信道模型,调制方式为 QPSK,系统子载波个数为 1024,循环前缀保护间隔长度为 216,系统带宽为 20MHz,载波频率为 3.5GHz。Turbo 码采用 PCCC(Parallel Concatenated Convolution Code) 编码方案,使用 16 状态 RSC 编码器和一个 Turbo 码内交织器,编码速率为 1/2。在系统接收端,我们采用最小均方误差排序串行干扰消除(OSIC/MMSE)^[12] 算法对接收信号进行 V-BLAST 分层空时检测。

3.2 仿真结果

图 4 为移动台速度为 100km/h,采用线性内插作为初始信道估计时,初始估计、理想估计以及迭代估计时的系统误比特率与信噪比之间的关系曲线。从图中可以看出,迭代信道估计的系统性能明显优于初始信道估计时的系统性能。而且随着迭代次数的增加,系统的误比特率性能越来越好。当迭代次数为 4 时,EM 算法基本收敛,因此再增加迭代次数也不会产生很大的性能增益,且当系统的误比特率为 10^{-5} 时,采用 4 次迭代的系统性能较理想估计时的性能仅有 0.5dB 的损失。

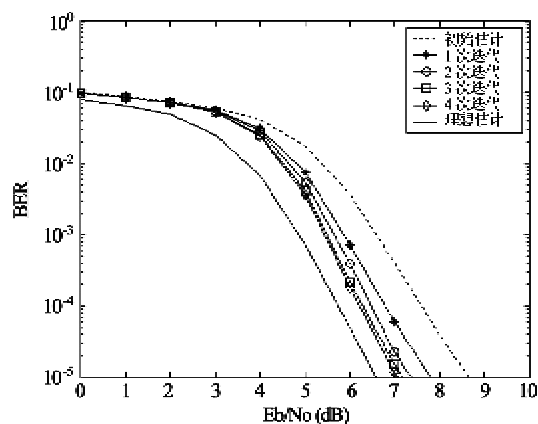


图 4 初始信道估计采用线性内插方法时的迭代信道估计性能比较(移动台速度为 100km/h)

图 5 为移动台速度为 200km/h,采用线性内插作为初始信道估计时,初始估计、理想估计以及迭代估计时的系统误比特率与信噪比之间的关系曲线。由于移动台速度的增加,信道变化越来越快,导致信道条件非常恶劣,因此系统的性能也受到很大影响。与理想信道估计相比,迭代估计的性能损失很大,但仍然优于初始估计的性能。

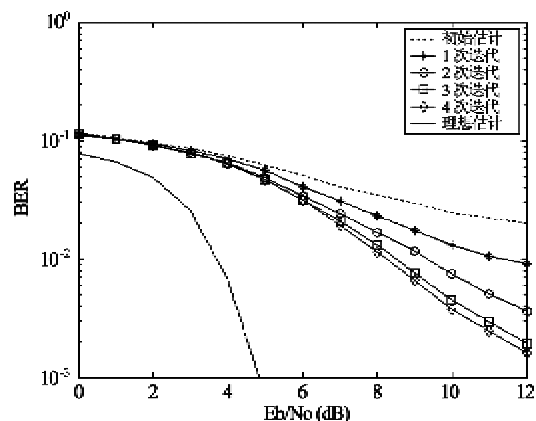


图 5 初始估计采用线性内插方法时的迭代信道估计性能比较(移动台速度为 200km/h)

图 6、图 7 则分别为移动台速度为 100km/h 和 200km/h,采用维纳内插作为初始信道估计时,初始估计、理想估计以及迭代估计时的系统误比特率与信噪比之间的关系曲线。从仿真结果我们可以得到与采用线性内插作为初始信道估计时相一致的结

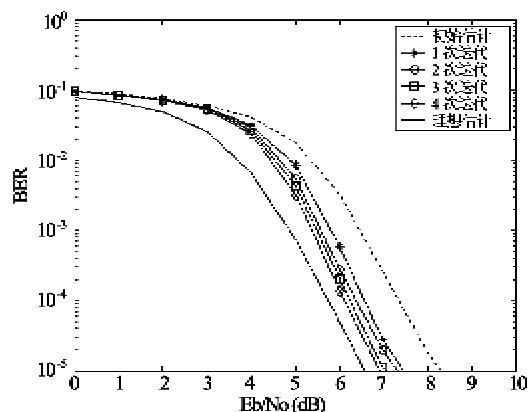


图 6 初始信道估计采用维纳内插方法时的迭代信道估计性能比较(移动台速度为 100km/h)

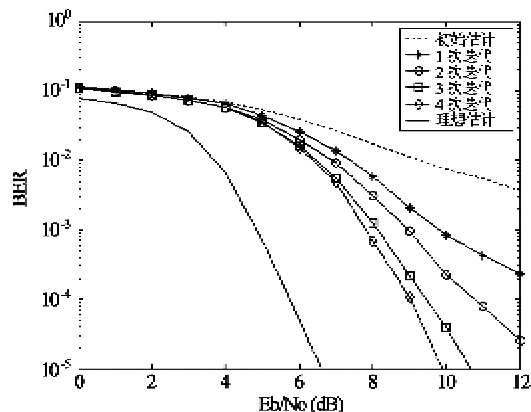


图 7 初始信道估计采用维纳内插方法时的迭代信道估计性能比较(移动台速度为 200km/h)

论。同时,我们还可以看出,采用维纳内插作为初始信道估计时的系统性能优于采用线性内插作为初始信道估计时的系统性能,尤其是当移动台速度为 200km/h 时,即信道环境比较恶劣时,采用维纳内插的系统性能明显优于采用线性内插时的系统性能。当信噪比为 10dB 时,采用维纳内插方法时系统的误比特率可以达到 10^{-5} ,而采用线性内插时系统的误比特率仅仅可以达到 0.003,这充分说明了维纳内插滤波器更能反映无线信道特性,具有很高的实用价值。

4 结 论

本文研究了频率选择性衰落信道条件下 Turbo 编码 V-BLAST MIMO-OFDM 系统的信道估计方法,提出了一种新的迭代信道估计方案,该方案首先利用线性内插或维纳内插方法进行初始信道估计,然后再利用 EM 迭代信道估计算法对初始估计的信道进行不断更新,仿真结果表明,随着迭代次数的增加,系统的性能显著提高。

参考文献

- [1] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, et al. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In: Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, Pisa, Italy, 1998. 295-300
- [2] Driessen P F, Foschini G J. On the capacity formula for multiple input-multiple output wireless channels: a geometric interpretation. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(2): 173-176
- [3] Xie Y Z, Georgiades C N. Two EM-type channel estimation algorithms for OFDM with transmitter diversity. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(1): 106-115
- [4] Dong X D, Lu W S, Soong A C K. Linear interpolation in pilot assisted channel estimation for OFDM. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(5): 1910-1920
- [5] Zhang R R, Dong X D. Pilot-aided channel estimation for OFDM systems in the presence of narrow-band interference. In: Proceeding of the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Vancouver, BC, Canada, 2007. 40-43
- [6] Hoeher P. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1992, VT-41(4): 461-468
- [7] Li Y. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2002, 1(1): 67-75
- [8] Pratt W K. Generalized Wiener filtering computation techniques. *IEEE Transactions on Computers*, 1972, C-21(7): 636-641
- [9] Ekstrom M. Realizable Wiener filtering in two dimensions. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1982, ASSP-30(1): 31-40
- [10] Dempster A P, Laird N M, Rubin D B. Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm. *Journal of the Royal Statistical Society: Series B*, 1977, 39(1): 1-38
- [11] Wills A G, Schon T, Ninness B. Parameter Estimation for Discrete-Time Nonlinear Systems Using EM. In: Proceedings of the 17th IFAC World Congress on Automatic Control, Seoul, Korea, 2008. 6-11
- [12] Golden G D, Foschini C J, Valenzuela R A, et al. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. *Electronics Letters*, 1999, 35(1): 14-15

An iterative channel estimation scheme for V-BLAST MIMO-OFDM systems

Qiao Xiaoqiang, Liang Tao, Zhao Hangsheng, Cai Yueming*

(The 63rd Research Institute of PLA General Staff Headquarters, Nanjing 210007)

(* Institute of Communications Engineering, PLA University of Science & Technology, Nanjing 210007)

Abstract

An iterative channel estimation scheme for V-BLAST MIMO-OFDM systems is proposed. The scheme firstly uses the transmitted orthogonal pilot sequences for the initial channel estimation of the pilot location, and then uses the pilot-symbol-aided method to interpolate the channel, and get the initial channel estimation of the data location. With Turbo iterative decoding, the obtained soft systematic bits and the soft parity bits are fed back to the channel estimator and the expectation-maximization (EM) algorithm is used for iterative channel renewal. The simulation results show that the performance of the systems is improved greatly as the number of the iterations increases.

Key words: channel estimation, Turbo iterative decoding, pilot-symbol-aided, expectation-maximization (EM) algorithm, MIMO-OFDM