

# 一种空时块编码 OFDM 系统中的自适应均衡算法<sup>1</sup>

邵怀宗 彭启琮 李玉柏

(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

**摘要:** 该文提出了一种适用于 Alamouti 块编码的多天线发射的 OFDM 系统的自适应均衡算法。该算法充分利用了 Alamouti 编码的正交特性和多发射天线的 OFDM 系统特点,通过灵活的变换对接收信号进行等价的表示;通过对  $\Pi$  矩阵求逆的研究使块最小二乘递推算法 (BRLS) 中的  $2K \times 2K$  的矩阵求逆分解为  $K$  个  $2 \times 2$  矩阵的求逆,从而降低了运算量和接收机的复杂度。计算机仿真结果证明了该自适应均衡算法的有效性和快速收敛性。

**关键词:** 空时块编码的 OFDM(STBC-OFDM) 系统, 自适应均衡接收机, 块最小二乘法,  $\Pi$  矩阵  
**中图分类号:** TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)02-0284-07

## An Adaptive Equalization Algorithm in Space-Time Block Coded OFDM System

Shao Huai-zong Peng Qi-cong Li Yu-bai

(Inst. of Comm. and Info. Eng. of UEST of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract** In this paper, an adaptive equalization algorithm used in Space-Time Block Coded (STBC) OFDM system with Alamouti scheme is proposed. In term of the orthogonal property of Alamouti scheme and the character of the OFDM system with multiple antenna transmitter, the proposed algorithm gets an equivalent model expression of receiver signal for STBC-OFDM system by flexible transform method; Studying on  $\Pi$  matrix, inverse of size of  $2K \times 2K$  matrix in Block RLS(BRLS) can be obtained by getting the inverse of  $k$  matrices of  $2 \times 2$  gotten by decomposing it, so that the complexity of computation and receiver has been decreased. The simulation results prove the validity and property of fast convergence of the proposed algorithm.

**Key words** Space-Time Block Coded(STBC) OFDM system, Adaptive equalization receiver, Block RLS,  $\Pi$  matrix

## 1 引言

在高速无线数据传输系统中,正交频分复用 (OFDM) 技术<sup>[1-5]</sup>是非常有潜力的技术,尤其是将空时分集技术与之有机地结合可进一步提高系统的容量和传输速率。但是对于高传输速率的 OFDM 系统常常采用相干检测技术,因此信道的准确估计对进一步提高系统的传输效率起到关键的作用。目前信道估计算法有适于陆地上音频和视频广播的固定或移动的无线通信中的一维、两个一维和二维滤波算法<sup>[3,5-7]</sup>,还有直接判决法<sup>[4,8,9]</sup>,这些算法适用于单发射天线单接收天线的相干检测的 OFDM 系统;发射机分集 Turbo 码的 OFDM 系统<sup>[10]</sup>采用最大似然法解码,并用解码结果获得信道的估计,计算复杂度很高,解码时延大;发射机分集的信道估计算法还有参数法<sup>[11]</sup>,需要矩阵求逆,计算复杂度很高,不利于实时处理。关于 OFDM 系统信道的自适应跟踪算法目前还没有文献提供参考。

为了实时跟踪信道的变化,本文利用 Alamouti 空时编码和 OFDM 系统的特点,提出了适用于多发射天线 OFDM 系统接收机的新型的自适应均衡器。利用块最小二乘递推算法 (BRLS),

<sup>1</sup> 2002-08-14 收到, 2003-03-27 改回

该接收机能自适应跟踪最大比合并系数，从而间接达到自适应跟踪时变信道的目的。仿真结果表明该接收机具有收敛速度快的特点。本文结构为在第 2 节中讨论了空时块编码-OFDM(STBC-OFDM) 系统及其接收机的数学模型，在第 3 节中给出了推导自适应算法的详细过程，算法仿真及讨论在第 4 节中，最后一节为小结。文中的黑体大写字母表示矩阵，黑体小写字母表示矢量。

## 2 STBC-OFDM 系统

本文的空时编码采用 Alamouti 空时编码图景<sup>[12]</sup>。对具有  $K$  个子载波的 OFDM 系统作如下假设：(1) 各发射天线到接收天线之间的无线信道是相互独立的并具有相同的统计特性，且没有共同的信道零点；(2) 系统具有良好的同步，信道是慢变化的，可认为至少在一个 STBC-OFDM 码字内是恒定的，即信道为准平稳信道；(3) OFDM 码字前面插入的循环前缀的长度大于 FIR 信道的抽头数。

图 1 给出了 STBC-OFDM 系统的原理框图。输入的信息序列  $\{a[n, m], m = 0, 1, \dots\}$  分成大小为  $K \times 1$  等长的块  $s(n) = [s(nK), s(nK+1), \dots, s(nK+K-1)]^T$ ，在时刻  $n$  将连续的两个块  $s(2n)$  和  $s(2n+1)$  送入空时块编码器形成信号  $\{t_g[L, k], k = 0, 1, \dots, K-1, L \in (2n, 2n+1)\}$  其中  $g = 1, 2$ ，且满足：

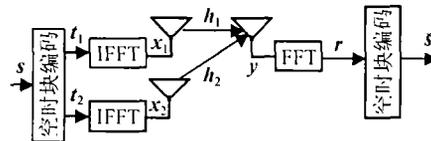


图 1 STBC-OFDM 系统

$$\begin{pmatrix} t_1(2n) & t_1(2n+1) \\ t_2(2n) & t_2(2n+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s(2n) & -s^*(2n+1) \\ s(2n+1) & s^*(2n) \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \text{时间} \\ \downarrow \text{空间} \end{matrix} \quad (1)$$

其中“\*”表示共轭运算。STBC-OFDM 码字经过处理后得到四个 OFDM 符号块。两个发射天线分两个时隙分别同时发射这两个由  $t_1[L, :]$  和  $t_2[L, :]$  调制后的 OFDM 块。若 IFFT 处理后的数据分别为  $x_i(L), i \in [1, 2], L \in [2n, 2n+1], n = 0, 1, \dots$ ，接受端进入 FFT 前的数据为  $y(L), L \in [2n, 2n+1], n = 0, 1, \dots$ ，则接收块  $2n$  和  $2n+1$  在时域可表示为

$$y(L) = H_1(L)x_1(L) + H_2(L)x_2(L) + \eta(L) \quad L = 2n, 2n+1 \quad (2)$$

其中  $H_1$  和  $H_2$  分别与发射天线 1 和发射天线 2 相对应的循环卷积信道矩阵， $\eta(L)$  为循环高斯白噪声矢量。用 FFT 矩阵  $F$  和 IFFT 矩阵  $F^H$  对  $H_1$  和  $H_2$  作本征值分解，则有  $H_i = F^H \Lambda_i F$ ，其中  $\Lambda_i$  为对角矩阵，其值为  $\Lambda_i = \text{diag}\{\Lambda_i(0), \Lambda_i(1), \dots, \Lambda_i(K-1)\}, i = 1, 2$ 。当信道冲激响应为  $h_i = [h_i(0), h_i(1), \dots, h_i(g-1)]$ ， $i = 1, 2$  时，第  $k$  个子信道的频率响应则为  $\Lambda_i(k) = \sum_{l=0}^{g-1} h_i(l)e^{-j2\pi lk/K}, i = 1, 2, k \in [0, K-1]$ 。在上述 3 个假设条件下式 (2) 可改写为

$$r(L) = \Lambda_1(2n)t_1(L) + \Lambda_2(2n)t_2(L) + n(L), \quad L = 2n, 2n+1 \quad (3)$$

将式 (1) 和式 (3) 结合起来有

$$\hat{r} = \begin{bmatrix} r(2n) \\ r^*(2n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & \Lambda_2 \\ \Lambda_2^* & -\Lambda_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s^T(2n) \\ s^T(2n+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n(2n) \\ n(2n+1) \end{bmatrix} = A \cdot \hat{s} + \hat{n} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{n}(L) = \text{FFT}(\boldsymbol{\eta}(L))$ 。由于  $2K \times 2K$  矩阵  $\mathbf{A}$  为正交矩阵, 所以可在式 (4) 的两端同时左乘矩阵  $\mathbf{A}$  的共轭转置  $\mathbf{A}^H$ , 可得

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{A}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}^T(2n) \\ \mathbf{s}^T(2n+1) \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (5)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{A}} = \text{diag}\{|\Lambda_1(0)|^2 + |\Lambda_2(0)|^2, |\Lambda_1(1)|^2 + |\Lambda_2(1)|^2, \dots, |\Lambda_1(K-1)|^2 + |\Lambda_2(K-1)|^2\} \quad (6)$$

$\tilde{\mathbf{n}}$  为滤波后的噪声矢量, “H” 表示共轭转置, “T” 表示转置运算。通过上述处理则可获得多天发射的分集增益。利用最小均方误差准则求解式 (5), 则第  $m$  个子信道的一步抽头均衡系数为  $\alpha(m) = (|\Lambda_1(m)|^2 + |\Lambda_2(m)|^2 + \beta/\text{SNR})^{-1}$ ,  $m = 0, 1, \dots, K-1$ , 这里的  $\beta = E\{|s(m)|^2\}E\{|1/s(m)|^2\}$  是仅与信号星座有关的常数, 如对 16QAM 和 QPSK 来说,  $\beta$  分别为 17/9 和 1。均衡器的输出送入判决器获得发送信号的估计。接收机块图如图 2 所示。

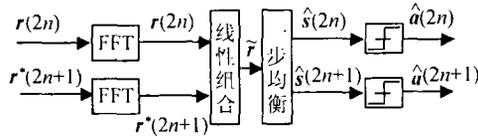


图 2 接收机原理图

### 3 自适应算法原理

由于上面讨论的均衡接收技术需要准确的信道状态信息 (CSI), 而 CSI 的获得往往通过发送训练序列或者插入导频符号的方法来解决。由图 2 可知 MMSE 均衡器由一个线性组合器和一个由对角矩阵组成的标量乘法器组成, 则经组合后得到信号的估计为

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}^T(2n) \\ \hat{\mathbf{s}}^T(2n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{A}_2^* & -\mathbf{A}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}(2n) \\ \mathbf{r}^*(2n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{r}(2n) \\ \mathbf{r}^*(2n+1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_1^* \text{diag}\{(|\Lambda_1(m)|^2 + |\Lambda_2(m)|^2 + \beta/\text{SNR})^{-1}\}_{m=0}^{K-1} \quad (8)$$

和

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_2 \text{diag}\{(|\Lambda_1(m)|^2 + |\Lambda_2(m)|^2 + \beta/\text{SNR})^{-1}\}_{m=0}^{K-1} \quad (9)$$

同时式 (7) 还可改写成为

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}^T(2n) \\ \hat{\mathbf{s}}^H(2n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{diag}\{\mathbf{r}(2n)\} & \text{diag}\{\mathbf{r}^*(2n+1)\} \\ -\text{diag}\{\mathbf{r}(2n+1)\} & \text{diag}\{\mathbf{r}^*(2n)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_1 \\ \boldsymbol{\omega}_2 \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{Y}_n \mathbf{w}_n \quad (10)$$

其中  $\boldsymbol{\omega}_1$  和  $\boldsymbol{\omega}_2$  分别为  $\mathbf{A}_1$  和  $\mathbf{A}_2$  的对角元组成的列矢量,

$\mathbf{w}_n$  为  $2K \times 1$  矢量,  $\mathbf{Y}_n$  是由接收符号块  $2n$  和  $2n+1$  组成的大小为  $2K \times 2K$  正交矩阵,  $(\cdot)^H$  表示共轭转置。式 (7) 和式 (10) 揭示了 STBC-OFDM 结构的特殊性。在非自适应的情况下,  $\mathbf{w}_n$  从每个块插入的训练符号或导频符号来获得其估计。式 (10) 表明使用 BRLS 算法可自适应地计算  $\mathbf{w}_n$ , 均衡器系数按每 STBC-OFDM 码字更新一次, 并按下面的递推方法更新:

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} + \boldsymbol{\Gamma}_n \mathbf{e}_n \quad (11)$$

其中  $\Gamma_n = \lambda^{-1} P_{n-1} Y_n (\Sigma_n)^{-1}$ ,  $\Sigma_n = I_{2K} + \lambda^{-1} Y_n P_{n-1} Y_n$ ,  $\lambda$  为遗忘因子, 其值取小于但接近于 1 的常数,  $P_n = \lambda^{-1} [P_{n-1} - \Gamma_n Y_n P_{n-1}]$ ,  $e_n = d_n - Y_n w_{n-1}$ 。初始条件  $w_0 = \mathbf{0}$  和  $P_0 = \xi I_{2K}$ ,  $\xi$  为一大的正常数,  $I_{2K}$  为  $2K \times 2K$  单位矩阵,  $d_n$  为希望的响应矢量, 当系统发射训练序列时  $d_n = [s(2n), s^*(2n+1)]^T$ , 当系统采用直接判决跟踪时  $d_n = [\check{s}(2n), \check{s}^*(2n+1)]^T$ 。

初看式 (8) 计算复杂度似乎很高, 因为需要求解大小为  $2K \times 2K$  矩阵的逆。但是由于 STBC 的特殊结构, 矩阵  $\Gamma_n$  中的矩阵  $\Sigma_n = I_{2K} + \lambda^{-1} Y_n P_{n-1} Y_n$  的求逆可用下面的定理 2 (证明在附录中) 求解以减小运算复杂度。

**定义** 具有结构为  $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$  的矩阵称为  $\Pi$  矩阵, 其中  $A = \text{diag}\{a_0, a_1, \dots, a_{K-1}\}$ ,  $B = \text{diag}\{b_0, b_1, \dots, b_{K-1}\}$ ,  $C = \text{diag}\{c_0, c_1, \dots, c_{K-1}\}$  和  $D = \text{diag}\{d_0, d_1, \dots, d_{K-1}\}$ ,  $a_i, b_i, c_i, d_i, i = 0, 1, \dots, K-1$  为不等于 0 的实数或复数。  $\Pi$  矩阵具有两个重要性质: (1) 两个大小相同的  $\Pi$  矩阵的乘积仍是  $\Pi$  矩阵; (2)  $\Pi$  矩阵与其相同大小的单位矩阵的和仍为  $\Pi$  矩阵。

**定理 1** 上面讨论的  $2K \times 2K$  矩阵  $\Gamma_n, P_n$  和  $\Sigma_n$  具有  $\Pi$  矩阵结构。

**定理 2**  $\Pi$  矩阵的求逆可通过  $K$  个  $2 \times 2$  矩阵  $\Xi_i = \begin{bmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{bmatrix}, i \in [0, 1, \dots, K-1]$  的求逆并将相应逆矩阵  $\Xi_i^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{a}_i & \hat{b}_i \\ \hat{c}_i & \hat{d}_i \end{bmatrix}, i \in [0, 1, \dots, K-1]$  的元素  $\hat{a}_i, \hat{b}_i, \hat{c}_i$  和  $\hat{d}_i$  放回  $\Pi$  矩阵中元素  $a_i, b_i, c_i, d_i$  的相应位置获得。

上述两个定理有效地解决了上述矩阵求逆的问题。现将提出的自适应算法总结如下:

步骤 1 初始化:  $n = 0, w_0 = \mathbf{0}, P_0 = \xi I_{2K}$ ;

步骤 2 更新:  $n = n + 1, e(n) = d(n) - Y_n w_{n-1}, \Gamma_n = \lambda P_{n-1} Y_n / (\lambda I_{2K} + Y_n P_{n-1} Y_n), P_n = \lambda^{-1} [P_{n-1} - \Gamma_n Y_n P_{n-1}], w_n = w_{n-1} + \Gamma_n e_n$ 。

自适应接收机原理图如图 3 所示。接收到的信号经过采样后进行 FFT 处理, 再用式 (10) 形成数据矩阵  $Y_n$ , 滤波器的输出为数据矩阵  $Y_n$  和滤波器系数  $w_{n-1}$  的乘积即  $Y_n w_{n-1}$ , 滤波器输出  $Y_n w_{n-1}$  一路进入判决器进行判决, 另一路则进入反馈环路。因此均衡器有训练和判决反馈跟踪两个工作模式, 先用训练模式使算法收敛后再切换到判决反馈跟踪模式。当信道处于快变化时, 必须重复发送训练数据块以防止算法发散。

不同的参数选择会影响到自适应均衡器的性能, 影响参数选择的主要因素是信道的变化快慢, 而描述信道变化快慢的主要参数是 Doppler 频率  $F_d$ 。通过仔细选择这些参数可使系统达到好的工作状态, 例如 Doppler 频率增加时, 取小遗忘因子可较好跟踪信道的变化。

## 4 仿真与讨论

这一节给出了提出的适用于 STBC-OFDM 系统自适应均衡器的性能仿真结果。在该仿真中使用了两个发射天线和 16QAM 信号星座。OFDM 系统中  $K$  为 16 和 32, 子载波间距为 2kHz, 载波频率为 100MHz。FIR 信道的最大抽头数为 4, 循环前缀的长度为 3。

图 4 给出了算法的收敛性能比较。图 4 表明算法的收敛速度很快, 一般在经过 3~4 次迭代后就能迅速收敛; 训练的 STBC-OFDM 码字大小对算法的收敛速度影响较小; 信噪比越大算法收敛时符号的均方误差越小。图 5 对算法 (每 30 个符号重新训练) 收敛时得到的均衡器系数用于均衡后进行判决得到的误比特率的比较, 当 Doppler 频率增加即信道变化速度加快时, 误比特率也增加。由于信道的快速变化是影响算法稳定性的重要因素, 而均衡器系数的更新是以块的方式更新, 因此在信道快速变化时可使用小的数据块, 同时减小训练间隔也可较好地解决上述缺点。图 6 给出了在信噪比分别为 5dB 和 20dB 时算法收敛后均衡器系数与真实系数的比

较, 从图中可知信噪比为 20dB 时, 均衡器收敛后的系数非常接近于信道的真实值, 由此可见算法是非常有效的。

### 5 结论

在无线 STBC-OFDM 系统中提出了一种自适应均衡算法并讨论自适应均衡器的结构。根据 STBC-OFDM 系统的结构特点, 使改进的 BRLS 算法在用本文定义并提出的特殊  $\Pi$  矩阵的求逆方法后, 提出的算法的复杂度大大降低, 符号中的码字大小对其收敛速度的影响较小。算法的训练和跟踪性能的仿真结果表明了该算法的有效性和具有快速收敛的特性。

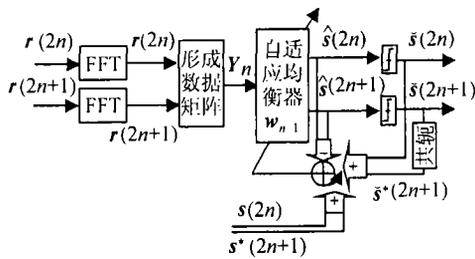


图 3 提出的接收机原理图

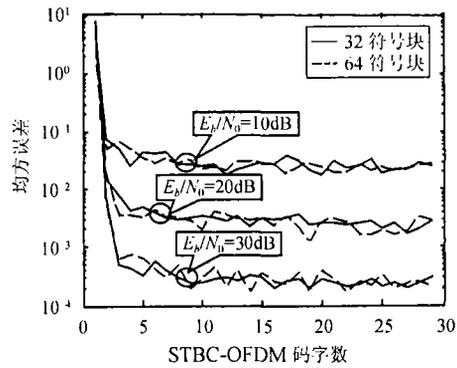


图 4 算法的收敛性能比较

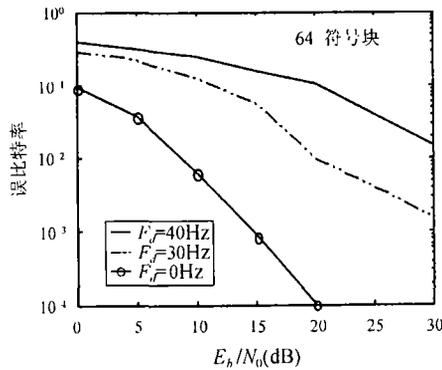


图 5 均衡器均衡后的误比特率比较

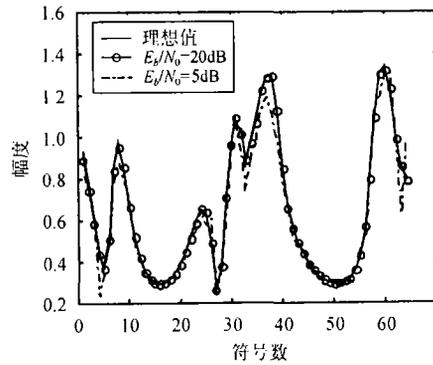


图 6 算法得到的均衡器系数与真实系数的比较

### 附录

定理 2 证明 由文中的定义可将矩阵写成

$$\Pi = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & \cdots & 0 & b_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_1 & \cdots & 0 & 0 & b_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & a_{K-1} & 0 & 0 & 0 & b_{K-1} \\ c_0 & 0 & \cdots & 0 & d_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_1 & \cdots & 0 & 0 & d_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & c_{K-1} & 0 & 0 & 0 & d_{K-1} \end{bmatrix}_{2K \times 2K} \quad (A1)$$

由于  $\mathbf{II}$  矩阵的行列式的值为

$$\det(\mathbf{II}) = \det(\mathbf{AD} - \mathbf{BC}) = \prod_{i=0}^{K-1} (a_i d_i - b_i c_i) \tag{A2}$$

其中  $\det(\ )$  表示求矩阵行列式的值。不失一般性设  $\mathbf{II}$  的逆矩阵与  $\mathbf{II}$  中  $a_0$  对应位置的元素  $\hat{a}_0$  为

$$\hat{a}_0 = \frac{1}{\det(\mathbf{II})} (-1)^2 \det \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 & b_1 & 0 & 0 \\ & \ddots & & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & a_{K-1} & 0 & 0 & 0 & b_{K-1} \\ 0 & \cdots & 0 & d_0 & 0 & \cdots & 0 \\ c_1 & \ddots & \vdots & 0 & d_1 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots \\ 0 & 0 & c_{K-1} & 0 & 0 & 0 & d_{K-1} \end{pmatrix} \tag{A3}$$

由矩阵行列式的性质可得

$$\hat{a}_0 = \frac{d_0}{\det(\mathbf{II})} \det \begin{pmatrix} a_1 & 0 & \cdots & 0 & b_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_2 & \cdots & 0 & 0 & b_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & a_{K-1} & 0 & 0 & 0 & b_{K-1} \\ c_1 & 0 & \cdots & 0 & d_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_2 & \cdots & 0 & 0 & d_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & c_{K-1} & 0 & 0 & 0 & d_{K-1} \end{pmatrix} = \frac{d_0}{\det(\mathbf{II})} \prod_{i=1}^{K-1} (a_i d_i - b_i c_i) \tag{A4}$$

将式 (A2) 代入式 (A4) 有

$$\hat{a}_0 = d_0 / (a_0 d_0 - b_0 c_0) \tag{A5}$$

同理可证明

$$\left. \begin{aligned} \hat{b}_0 &= c_0 / (a_0 d_0 - b_0 c_0) \\ \hat{c}_0 &= b_0 / (a_0 d_0 - b_0 c_0) \\ \hat{d}_0 &= a_0 / (a_0 d_0 - b_0 c_0) \end{aligned} \right\} \tag{A6}$$

而矩阵  $\Xi_0 = \begin{bmatrix} a_0 & b_0 \\ c_0 & d_0 \end{bmatrix}$  的逆刚好是矩阵  $\Xi_0^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{a}_0 & \hat{b}_0 \\ \hat{c}_0 & \hat{d}_0 \end{bmatrix}$ 。同理可得  $\mathbf{II}$  的逆矩阵其它位置上的元素也有如式 (A5) 和式 (A6) 的类似关系:

$$\left. \begin{aligned} \hat{a}_i &= d_i / (a_i d_i - b_i c_i), \\ \hat{b}_i &= c_i / (a_i d_i - b_i c_i), \\ \hat{c}_i &= b_i / (a_i d_i - b_i c_i), \\ \hat{d}_i &= a_i / (a_i d_i - b_i c_i), \end{aligned} \right\} \quad i \in [1, 2, \dots, K-1] \tag{A7}$$

因此矩阵  $\mathbf{II}$  的逆可转化为  $K$  个  $2 \times 2$  的矩阵  $\begin{bmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{bmatrix}_{i=0}^{K-1}$  的求逆。

## 参 考 文 献

- [1] Weinstein S B, Ebert P M. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans. on Commun. Technol.*, 1971, 19(10): 628-634.
- [2] Cimini L J, Jr., Daneshrad B, Sollenberger N R. Clustered OFDM with transmitter diversity and coding in Proc. 1996 IEEE Global Telecommunications Conf. London, U.K, 1996: 703-707.
- [3] Mignone V, Morello A. CD3-OFDM: A novel demodulation scheme for fixed and mobile receivers. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, COM-44(9): 1144-1151.
- [4] Van de Beek J J, Edfors O, Sandell M, Wilson S K, Borjesson P O. On channel estimation in OFDM systems. in Proc. 45th IEEE Vehicular Technology Conf., Chicago, IL, 1995: 815-819.
- [5] Moon J K, Chio S. Performance of channel estimation methods for OFDM systems in multipath fading channels. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2000, 46(1): 161-170.
- [6] Hoehner P, Kaiser S, Robertson P. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering. In Proc. 1997 IEEE Int. Conf. ASSP, Munich, Germany, 1997: 1845-1848
- [7] Hminy H H. Channel estimation based on coded pilot for OFDM. in Proc. 47th IEEE Global Telecomm. Conf., Phoenix, AZ, May 1997: 1375-1379.
- [8] Edfors O, Sandell M. OFDM channel estimation by singular value decomposition. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, COM-46(7): 931-939.
- [9] Li Ye, Cimini L J, Jr., Sollenberger N R. Robust channel estimation for OFDM system with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, COM-46(7): 902-915.
- [10] Agrawal D, Tarokh V, Naguib A, Seshadri N. Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels. in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., Ottawa Canada, March 1998: 2232-2236.
- [11] Li Ye(Geoffrey), Seshadri N, Aryavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels. *IEEE J. on Selected Areas in Commun.*, 1999, 17(3): 461-471
- [12] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1998, IT-44(3): 744-765.

邵怀宗: 男, 1969年生, 博士, 主要从事无线宽带通信技术及其信号处理、统计信号处理等方面的研究工作, 已发表论文十余篇。

彭启琮: 男, 1946年生, 通信与信息工程学院院长, 教授, 博士生导师, 主要从事实时信号处理、通信信号处理和无线宽带通信技术的研究, 已发表学术论文数十篇。

李玉柏: 男, 1965年生, 教授, 主要从事宽带无线通信技术、DSP技术的应用研究, 已发表论文二十余篇。