

## MIMO-OFDM 系统中一种新的联合迭代信道估计与符号检测算法

周 鹏 赵春明

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

**摘 要:** 该文提出了一种 MIMO-OFDM 系统中基于 MMSE 准则的联合迭代信道估计和符号检测算法。联合迭代算法的性能取决于初始信道估计器的精度和迭代算法。首先提出了一种基于时频变换(TFT)的信道估计算法;其次提出了利用初始信道估计值与检测符号在 MMSE 准则下进行联合迭代信道估计和符号检测的算法。分析和仿真结果显示,在准静态和快时变信道条件下,新的联合迭代信道估计和符号检测算法有效地提高了系统性能。

**关键词:** MIMO-OFDM; MMSE; 迭代; 信道估计; 符号检测

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)05-1101-05

## A Novel Joint Iterative Channel Estimation and Symbol Detection Algorithm for MIMO-OFDM Systems

Zhou Peng Zhao Chun-ming

(National Mobile Communication Research Lab., Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** This paper proposes a novel joint iterative channel estimation and symbol detection algorithm based on MMSE criterion for MIMO-OFDM systems. The performance of the joint iterative algorithm mainly depends on initial channel estimator and iterative algorithm. Therefore, a new channel estimation algorithm is developed based on Time-Frequency Transform(TFT), then the joint iterative channel estimation and symbol detection algorithm according to MMSE criterion by using initial channel estimated values and detected symbols is advanced. Analysis and simulation illustrate that the novel joint iterative algorithm improves remarkably performance both quasi-static and fast time-varying channels.

**Key words:** MIMO-OFDM; MMSE; Iterative; Channel estimation; Symbol detection

### 1 引言

未来移动通信系统需要获得高数据传输速率和高频谱利用率。MIMO(Multi-Input Multi-Output)技术利用空间增加传输信道,在发送端和接收端采用多天线或天线阵列同时发送和接收信号,因此大大地提高了系统容量和频谱利用率<sup>[1]</sup>。OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技术通过将频率选择性衰落信道在频域内转变成平坦信道,从而可以减小或消除由于多径衰落的影响<sup>[2]</sup>。如果将MIMO和OFDM这两种技术相结合,就可以达到两种效果:一种是系统可以具有很高的传输速率;另一种是系统通过分集可以获得很强的可靠性。因此MIMO-OFDM技术已成为未来移动通信系统中候选方案之一<sup>[3]</sup>。

通信系统中,接收机采用相干解调时必须对信道参数进行估计。基于导频辅助的信道估计算法具有良好的估计性能。文献[4-6]主要研究了准静态信道条件下基于 MMSE (Minimum Mean Square Error)准则的信道脉冲响应估计算法,其中文献[4,5]研究了 LS(Least Square)信道估计算法;文献[6]提出了利用信道统计信息的 LMMSE(Linear MMSE)

信道估计算法,以此来提高 LS 算法的估计性能。而基于导频辅助的信道频率响应估计算法主要有 LS, LMMSE 算法<sup>[7, 8]</sup>。LS信道估计算法简单,但性能较差,而基于维纳滤波的LMMSE信道估计器具有最优的估计性能。但LMMSE算法的运算复杂度和对系统存储空间要求都较高。而基于DFT信道估计算法具有算法简单,性能较好的优点<sup>[9]</sup>。

MIMO-OFDM系统中,基于导频辅助的信道估计必须折衷考虑频谱效率和估计性能,而迭代信道估计是解决上述问题的有效途径<sup>[10, 11]</sup>。本文提出了一种MIMO-OFDM系统中基于MMSE准则的联合迭代信道估计和符号检测算法。初始信道估计器的精度直接影响迭代信道估计算法的性能,为提高其性能,本文首先提出了一种基于时频变换(Time-Frequency Transform, TFT)的信道估计算法,基于TFT信道估计算法主要是利用时频变换的滤波和插值效果来提高信道估计器的性能;其次,在MMSE准则下,利用信道估计值和检测符号之间的互信息进行联合迭代信道估计和符号检测可以进一步提高系统性能。新的联合迭代信道估计和符号检测算法具有频谱效率高、实现简单、收敛速度快且能获得较好的系统性能的优点。

文中,  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$  和  $(\cdot)^{-1}$  分别表示向量或矩阵的共

转、转置、共轭转置和逆； $E[\cdot]$  表示数学期望； $\text{Int}[\cdot]$  表示取整； $\mathbf{I}_N$  表示  $N \times N$  的单位矩阵。

## 2 系统模型

### 2.1 无线信道描述

无线移动信道的复基带形式可以表征为

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

式中  $L$  为信道多径数， $h_l(t)$ ， $\tau_l$  分别为第  $l$  条路径的复数增益和时延，且不同的路径互不相关。路径的平均功率  $E[|h_l|^2] = \sigma_l^2$ ，满足  $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2 = 1$ 。时变信道的脉冲响应可以简化为

$$h(t, \tau) = h(nT_s, lT_s) = h(n, l) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) \delta(\tau - l) \quad (2)$$

其中  $T_s$  表示系统的采样周期。对于典型的 Jakes 信道模型，信道的自相关函数为

$$E[h(n_1, l_1) h^*(n_2, l_2)] = \sigma_l^2 \cdot J_0(2\pi f_D T_s (n_1 - n_2)) \cdot \delta(l_1 - l_2) \quad (3)$$

其中  $f_D$  为移动信道中多普勒频偏， $J_0(\cdot)$  为第一类零阶 Bessel 函数。

### 2.2 MIMO-OFDM 系统描述

MIMO-OFDM 系统中，发射和接收天线数分别为  $N_T$  和  $N_R$ ，且满足  $N_R \geq N_T$ ；子载波数为  $N$ ；符号采样周期为  $T_s$ 。在第  $i$  个发射天线上， $N$  个符号经串并转换成为周期为  $T_N = NT_s$  并行数据  $X_i(k)$ ， $k = 0, \dots, N-1$ ，再经 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 调制后并加上 CP (Cyclic Prefix) 成为一个 OFDM 符号，通常 CP 长度  $G$  应大于等于信道的最大时延。第  $i$  个发射天线上发送符号可以表示为

$$x_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) e^{j2\pi nk/N}, \quad -G \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

发送符号经 D/A 变换、上变频后发送到无线信道。在接收端，接收天线对接收信号进行下变频、A/D 采样、去 CP、串并转换、DFT 解调成为接收到的 OFDM 符号。第  $j$  个接收天线上接收信号可以表示为

$$Y_j(k) = \sum_{i=1}^{N_T} X_i(k) H_{i,j}(k) + I_j(k) + W_j(k), \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5)$$

其中

$$H_{i,j}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,j}(n, l) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}},$$

$$I_j(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_i(m) h_{i,j}(n, l) e^{-\frac{j2\pi mn}{N}} e^{\frac{j2\pi n(m-k)}{N}}$$

$H_{i,j}(k)$  可以认为是第  $i$  个发射天线与第  $j$  个接收天线之间的子信道  $h_{i,j}$  所对应的第  $k$  个子载波的频率响应值； $W_j(n)$  为第  $j$  个接收天线接收到独立同分布、均值为零、方差为  $\sigma_w^2$

的 AWGN (Additive White Gaussian Noise)。由于信道的时变性， $I_j(k)$  为各发射天线上其余子载波对第  $j$  个接收天线上的 OFDM 符号中第  $k$  个子载波的干扰分量，简称为 ICI (Inter-Carrier Interference)。式(5)用矩阵表示如下：

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{X}(k) + \mathbf{I}(k) + \mathbf{W}(k), \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{X}(k) = [X_1(k), \dots, X_{N_T}(k)]^T, \quad \mathbf{Y}(k) = [Y_1(k), \dots, Y_{N_R}(k)]^T, \\ \mathbf{I}(k) = [I_1(k), \dots, I_{N_R}(k)]^T,$$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(k) & \cdots & H_{N_T,1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1,N_R}(k) & \cdots & H_{N_T,N_R}(k) \end{bmatrix}$$

由于 OFDM 符号宽度通常小于信道相干时间，所以信道在一个符号间隔内是缓慢变化的。此外，由式(5)可以看出，信道频率响应是一个关于  $k$  的正弦函数，变化速率取决于  $l/N$ ，通常  $l \ll N$ ，所以信道频率响应是关于  $k$  慢变的。另外， $I_j(k)$  取决于随机的发送符号和信道频率响应。当  $N_T \cdot N$  较大时， $I_j(k)$  可以近似认为是一个均值为零，方差为  $E[|I(k)|^2]$  的附加 WGN， $E[|I(k)|^2]$  表示如下<sup>[12]</sup>：

$$E[|I(k)|^2] = \frac{N_T E_s}{N^2} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \left( N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_0 \left( \frac{2\pi f_D T_N n}{N} \right) \right) \cdot \cos \left( \frac{2\pi n(m-k)}{N} \right) \quad (7)$$

其中  $E_s$  表示信号的平均功率。

文献[10]提出了一种通过用 DFT/IDFT 对信道估计值进行不断地滤波来提高性能的迭代信道估计算法，但算法的性能提高有限。本文提出了一种基于 MMSE 准则的联合迭代信道估计与符号检测算法。首先为提高初始信道估计器的性能，提出了一种基于 TFFT 信道估计的改进算法；其次，提出了在 MMSE 准则下联合迭代信道估计与符号检测的算法；最后对联合迭代算法的收敛判决准则进行了简单的分析。

## 3 改进的初始信道估计算法

MIMO-OFDM 系统中，通过 LS 算法估计信道频率响应必须对发射天线上的导频进行正交性设计<sup>[7]</sup>。设系统中采用梳状导频结构，每个 OFDM 符号内等间隔地插入  $N_p$  ( $N_p > G$ ) 个导频。为满足正交性，导频设计准则为  $X_i(k) = \text{Pilot}$ ，则  $X_{i'}(k) = 0, i' \in \{1, \dots, N_T\}$  且  $i' \neq i$ 。

基于 DFT 信道估计算法其本质就是信道脉冲响应子空间和噪声子空间的分离过程，亦即一个滤波和插值过程<sup>[9]</sup>。基于 DFT 信道估计算法可用下式表示：

$$\widehat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}} = \text{DFT} \left( \text{IDFT} \left( \widehat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}^{\text{Pilot}} \right) [1:G], N \right) \quad (8)$$

其中  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}^{\text{P}}$  为导频子信道上的 LS 估计值。因  $G \geq L$ , 通常取  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = \text{IDFT}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}^{\text{P}})$  的前  $G$  个值作为信道脉冲响应的估计值。这样就实现了信道脉冲响应子空间与噪声子空间的分离, 即实现了滤波过程。然后再经  $N$  点 DFT 估计出整个信道的频率响应, 即实现了插值过程。可以看出, DFT 信道估计算法分离出噪声子空间中  $1-G/N_p$  的 AWGN 和 ICI 分量。因此导频数越多, 其估计性能越好, 但增加导频数会降低系统的频谱效率。

由于信道频率响应是关于子信道  $k$  的低频分量, 而 AWGN 和 ICI 可以认为是“白”信号, 其能量均匀分布在时频域内。无线移动信道中, 为保证  $G \geq L$ , 通常  $G$  的取值较大, 所以式(8)中的  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}}$  还存在着大量的残留“噪声”分量。为进一步提高性能, 本文利用文献[13]中的思想, 提出一种时频变换的信道估计改进算法。改进算法的思想就是对式(8)的  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}}$  进行二次滤波。此时可以认为  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}}$  是一个含有部分残留“高频噪声”的时域信号, 因此对其进行时频变换, 即再通过 DFT/IDFT 进行信道频率响应子空间和噪声子空间的二次分离。改进算法可用下式表示:

$$\hat{\mathbf{H}} = \text{IDFT} \left( \text{DFT} \left( \hat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}} \right) \left[ 0 : P_c - 1; \mathbf{0}_{N-2P_c}; N - P_c : N - 1 \right] \right) \quad (9)$$

式中  $P_c$  表示截止频率。

如前所述, 时频变换主要是进一步抑制  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}}$  中残留的  $G/N_p$  “噪声”分量, 所以截止频率  $P_c$  选取对于改进算法的性能改善至关重要。由于信道频率响应是一个低频时域信号, 能量主要集中在低频部分, 所以截止频率  $P_c$  可以通过下式来确定:

$$\left( \sum_{p=0}^{P_c-1} |\Omega(p)|^2 + \sum_{p=N-P_c}^{N-1} |\Omega(p)|^2 \right) / \left( \sum_{p=0}^{N-1} |\Omega(p)|^2 \right) \approx \frac{\text{SINR} \times N_p}{\text{SINR} \times N_p + G} \quad (10)$$

其中  $\Omega = \text{DFT}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}})$ ; SINR (Signal to Interference and Noise Ratio) 为信干比, 表示如下:

$$\text{SINR} = E_s / (\sigma_w^2 + E[|I(k)|^2]) \quad (11)$$

通常因信道中的多普勒频偏是未知的, 所以在实际的信道估计中 SINR 可以用 SNR (Signal to Noise Ratio) 代替; 其次, 由于 AWGN 和 ICI 的能量均匀分布, 所以截止频率的选取应稍大于式(10)中的计算值从而不会因为截止频率  $P_c$  取得过小而损失信道信息。

#### 4 联合迭代信道估计与符号检测

本文提出的 TFT 算法提供良好的信道估计性能。忽略 ICI 的影响, 基于 MMSE 准则的检测数据可表示如下:

$$\tilde{\mathbf{X}}(k) = \left( \hat{\mathbf{H}}^{\text{H}}(k) \hat{\mathbf{H}}(k) + \mathbf{I}_{N_T} / \text{SNR} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{\text{H}}(k) \mathbf{Y}(k), \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (12)$$

对接收数据可以通过最大似然(Maximum Likelihood, ML)硬判决准则得到检测符号  $\hat{\mathbf{X}}$ 。

从式(12)可以看出, 接收数据  $\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{\mathbf{X}}(0), \dots, \tilde{\mathbf{X}}(N-1)]$  由接收数据  $\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}(0), \dots, \mathbf{Y}(N-1)]$  和信道估计值  $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}(0), \dots, \hat{\mathbf{H}}(N-1)]$  计算得到, 而检测符号  $\hat{\mathbf{X}}$  又取决于检测数据  $\tilde{\mathbf{X}}$ , 所以检测符号  $\hat{\mathbf{X}}$  和信道估计值  $\hat{\mathbf{H}}$  是相关的, 两者之间存在互信息。假设接收数据  $\mathbf{Y}$  和初始信道估计值  $\hat{\mathbf{H}}$  中的信息量不是太少, 检测符号  $\hat{\mathbf{X}}$  就可以反馈给接收机更可靠的信道信息。当发射天线数  $N_T$  较小时, 可以认为相邻  $N_T$  个子信道频率响应近似相等。所以由检测符号  $\hat{\mathbf{X}}$  与接收数据  $\mathbf{Y}$  可以得到新的信道信息  $\hat{\mathbf{H}}^{\text{D}}$ 。MMSE 准则下新的信道信息可以由下式得到:

$$\hat{\mathbf{H}}^{\text{D}} = \bar{\mathbf{Y}} \bar{\mathbf{X}}^{\text{H}} (\bar{\mathbf{X}} \bar{\mathbf{X}}^{\text{H}} + \mathbf{I}_{N_T} / \text{SNR})^{-1} \quad (13)$$

其中  $\bar{\mathbf{Y}} = [\mathbf{Y}(k), \dots, \mathbf{Y}(k+N_T-1)]$ ,  $\bar{\mathbf{X}} = [\hat{\mathbf{X}}(k), \dots, \hat{\mathbf{X}}(k+N_T-1)]$ ,  $k = 0, N_T, \dots, \text{Int}[N/N_T]$ 。利用反馈信道信息  $\hat{\mathbf{H}}^{\text{D}}$  可以继续进行信道估计, 从而再次检测出发送符号, 此时就完成了联合迭代信道估计和符号检测过程。当前后两次检测的结果一致时, 则正确判决的概率会相应增大, 这也是通过联合迭代信道估计与符号检测的算法会提高系统性能的原因。上述的联合迭代信道估计和符号检测也就是求出基于 MMSE 准则下检测符号  $\hat{\mathbf{X}}$  和信道估计  $\hat{\mathbf{H}}$  的联合最优解, 可用下式表示:

$$\{\hat{\mathbf{X}}(k), \hat{\mathbf{H}}(k)\} = \{(\hat{\mathbf{X}}(k), \hat{\mathbf{H}}(k)); E[(\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{H}}(k) \hat{\mathbf{X}}(k)) \cdot \mathbf{Y}^{\text{H}}(k)] = 0\}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (14)$$

MIMO-OFDM 系统中基于 MMSE 准则的联合迭代信道估计和符号检测算法的主要步骤如下:

- (1) 利用基于 TFT 信道估计算法估计出信道的频率响应值  $\hat{\mathbf{H}}^0$ 。其中上标表示迭代次数。
- (2) 利用式(12)求出发送数据  $\hat{\mathbf{X}}$ , 并通过 ML 硬判决检测出发送符号  $\hat{\mathbf{X}}^0$ 。
- (3) 利用检测符号  $\hat{\mathbf{X}}^0$  和导频位置上的导频, 根据式(13)向迭代信道估计器提供信道频率响应的反馈信息  $\hat{\mathbf{H}}^{\text{D}}$ 。在保证接收符号  $\mathbf{Y}$  与信道估计值具有一定精度的基础上, 反馈信息  $\hat{\mathbf{H}}^{\text{D}}$  的可信度要比  $\hat{\mathbf{H}}^0$  高, 此时对  $\hat{\mathbf{H}}^{\text{D}}$  进行滤波和插值从而可以得到迭代信道估计值  $\hat{\mathbf{H}}^1$ 。因基于 TFT 的初始信道器已基本滤去“残留”噪声, 因此, 插值与滤波过程可以采用式(8)来完成以降低接收机的运算复杂度。
- (4) 返回第(2)步, 得到新的迭代检测符号  $\hat{\mathbf{X}}^1$ 。
- (5) 进行收敛性判决, 若收敛, 迭代过程结束。否则返回步骤(3)继续进行迭代。

文中提出的联合迭代信道估计和符号检测算法的收敛性能取决于 SINR。MIMO-OFDM 系统中, 接收信号中受到的干扰随着发射天线、多普勒频偏和 AWGN 的增加而增大, 所以迭代算法收敛判决准则必须折衷考虑系统的性能与运算复杂度。对于系统中采用低调制符号(QPSK), 收敛准则可以采用所有符号判决准则(All Symbols Decision, ASD), 即判决前后两次的检测结果是否全部一致; 而对于采用高阶调制符号(16-QAM)时, 由于其归一化欧氏距离相

对变小，所以当干扰较大时，其收敛速度将变慢，并且有可能会造成错误传播。因此，对于系统中采用高阶调制符号时，迭代算法的收敛性判决可以采用部分检测符号判决准则 (Partial Symbols Decision, PSD)，即对前后两次迭代检测符号  $\hat{\mathbf{X}}^m$  和  $\hat{\mathbf{X}}^{m-1}$  进行比较，如果对于某一子载波位置上的前后两次检测结果已经一致，则认为此检测符号为该子载波上最终的检测结果，对于其它子载波上的符号继续进行迭代检测，直至所有的检测符号前后一致。同时，为进一步降低运算复杂度，还可以通过设定迭代次数或设定迭代判决门限来放宽收敛的条件。

### 5 计算机仿真

本文无线信道仿真采用 ITU R.M. 1225 室外信道模型 A ( $f_D = 250\text{Hz}$ , Jakes 模型)和室内信道模型 B(准静态瑞利衰落信道)，并假设各天线间的子信道互不相关。信道参数如表 1 所示：

表 1 ITU R.M 1225 Channel A,B 模型

抽头数	Channel A (快时变)		Channel B (准静态)	
	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)
1	0	0	0	0
2	310	-1.0	100	-3.6
3	710	-9.0	200	-7.2
4	1090	-10.0	300	-10.8
5	1730	-15.0	500	-18.0
6	2510	-20.0	700	-25.2

仿真系统中的发射和接收天线数为  $N_T = N_R = 2$ ，子载波数  $N = 1024$ ，数据采样周期  $T_s = 2 \times 10^{-7}$  s，CP 长度为 16；比特数据流经格雷(Gray)码映射为 QPSK 或 16-QAM 调制符号；采用梳状导频结构， $N_p = 64$ 。其中定义  $E_b/N_0$  为比特信噪比；BER(Bit Error Rate)为无编码系统的比特误码率。

首先，仿真了改进 TFT 信道估计算法与传统 DFT 信道估计算法在准静态和快时变信道条件下的性能，性能指标为均方误差 (Mean Square Error, MSE)，结果如图 1 所示。从图中首先可以看出，对于不同的信道条件下，改进算法相对于传统算法的性能都有较大的改善。特别地，对于快时变信道，改进算法也能获得良好的估计性能。其次，随着 SNR 的提高，改进算法的性能改善越来越小，主要原因是 SNR 越高，传统算法的残留噪声就越少，因此，改进算法的作用也就越小。仿真结果显示，当  $\text{SNR} = 20\text{dB}$  时，两者性能已基本相当。因此，在低信噪比情况下 ( $\text{SNR} \leq 20\text{dB}$ )，TFT 算法能获得良好的估计性能。

其次，仿真了准静态信道条件下，不同初始信道估计条件下联合迭代信道估计和符号检测算法的收敛性能，系统中分别采用 QPSK，16-QAM 调制符号以及采用不同收敛判决准则，结果如图 2 所示。首先可以看出，当采用 QPSK 调制

符号时，ASD 可以作为收敛准则；而系统采用 16-QAM 调制符号时，随着迭代次数的增加，采用 ASD 准则时出现了错误传播；而采用 PSD 准则时，算法收敛。其次，对于采用不同的初始信道估计，联合迭代算法收敛后都有性能增益；并且可以看出，初始信道估计采用 TFT 时的性能要优于采用 DFT 的性能，这也说明了联合迭代算法的性能与初始信道估计的精度有关；最后可以看出，算法迭代 2, 3 次后，其性能已接近算法收敛时的性能，因此可以通过设定迭代次数来降低接收机的运算复杂度。

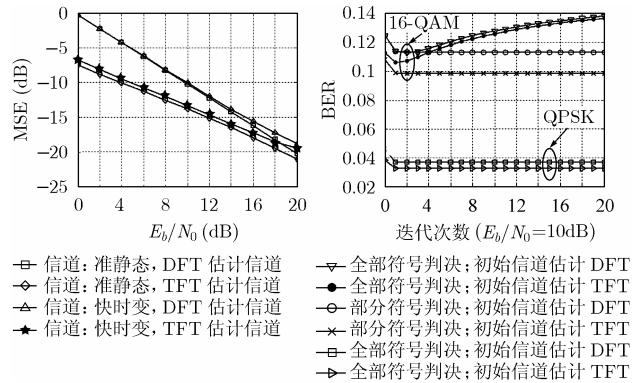


图 1 改进算法与传统算法的性能比较图

图 2 联合迭代算法的收敛性能(准静态)

最后仿真了在不同信道条件下，采用不同调制符号时联合迭代算法的性能。作为性能比较，还分别仿真了 TFT 算法、DFT 算法以及理想信道估计时系统的性能，结果如图 3-图 6 所示。从图中可以看出，当系统未采用迭代算法时，TFT 算法的系统性能要优于 DFT 算法的系统性能；其次，采用迭代算法时系统性能要优于对应的未采用迭代算法的性能；最后可以看出，当初始信道估计算法采用 TFT 时，迭代后的性能也要优于 DFT 算法作为初始信道估计时迭迭代算法的性能。从图中可以看出，当采用基于 TFT 的联合迭代信道估计与符号检测算法时的性能已接近理想信道估计。与理想信道估计时的系统性能相比，在系统采用 QPSK 时仅相差 0.2dB 左右，而在系统采用 16-QAM 时仅相差 1 到 2dB 左右。仿真结果也说明，当采用高阶调制时，信道估计器的精度对于系统性能尤为重要。

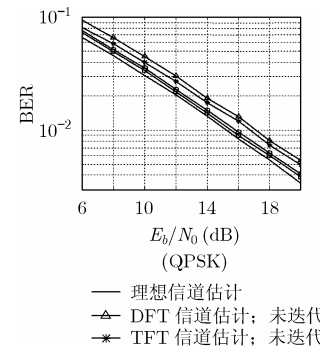


图 3 准静态信道下联合迭代算法的 BER 性能

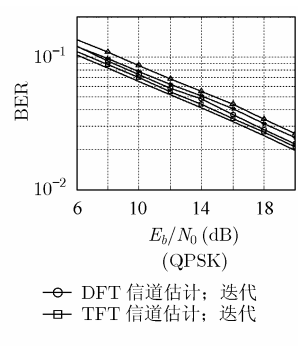


图 4 时变信道下联合迭代算法的性能

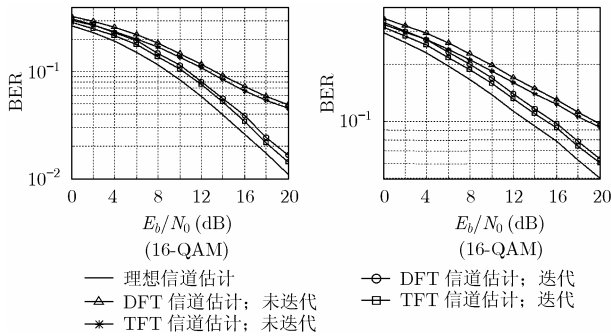


图5 准静态信道下联合迭代算法的性能

图6 时变信道下联合迭代算法的性能

## 6 结束语

本文研究了 MIMO-OFDM 系统中基于导频辅助的信道估计算法,提出了一种基于 MMSE 准则的联合迭代信道估计和符号检测算法。新算法利用初始信道估计值和 ML 硬判决的检测符号在 MMSE 意义下进行联合迭代信道估计和符号检测,以此来提高系统性能。为提高初始信道估计的精度,本文还提出了一种基于时频变换(TFT)的信道估计改进算法;最后对联合迭代算法的收敛判决准则进行了分析。分析和仿真结果显示,改进 TFT 信道估计算法提高了传统的 DFT 信道估计算法的性能;其次,联合迭代信道估计和符号检测算法进一步提高了系统性能。在不同的信道条件下,采用 TFT 作为初始信道估计,联合迭代算法的性能已十分接近理想信道估计时的性能。

## 参考文献

- [1] Fosschini G J and Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. *Wireless Pers. Commun.*, 1998, 6(3): 311–335.
- [2] Cimini L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1985, COM-33(7): 665–675.
- [3] Sampath H, Talwar S, Tellado J, and Erceg V. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results[J]. *IEEE Commun. Mag.*, 2002, 40(9): 143–149.
- [4] Li Y, Seshadrin N, and Ariyavisitalkul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels[J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1999, 17(3): 461–471.
- [5] Barhumi I, Leus G, and Moonen M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[J]. *IEEE Tran. on Sign. Proc.*, 2003, 51(6): 1615–1624.
- [6] 周鹏, 赵春明, 盛彬. MIMO-OFDM 系统中基于导频辅助的信道估计. *电子与信息学报*, 2007, 29(1): 133–137. Zhou Peng, Zhao Chun-ming, and Sheng Bin. Channel Estimation Based on Pilot-Assisted for MIMO-OFDM Systems. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(1): 133–137.
- [7] Jeon W G, Paik K H, and Cho Y S. An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity[A]. *IEEE PIMRC'2000*, London, 2000, 2: 1246–1250.
- [8] Jeon W G, Paik K H, and Cho Y S. Two-dimensional MMSE channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity[A]. *IEEE VTC'2001*, Atlantic, 2001, 3: 1682–1685.
- [9] Garcia M J F, Paez-Borralló M J, and Zazo S. DFT-based channel estimation in 2D-pilot-symbol-aided OFDM wireless systems[A]. *IEEE VTC '2001*, Atlantic, 2001, 2: 810–814.
- [10] Qiao Y, Yu S, Su P, and Zhang L. Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2005, 51(1): 149–153.
- [11] Han B, Gao X Q, and You X H. An iterative joint channel estimation and symbol detection algorithm applied in OFDM system with high data to pilot power ratio[A]. *IEEE ICC'2003*, Ottawa, 2003, 3: 2076–2080.
- [12] Choi Y S, Voltz P J, and Cassara F A. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(8): 1375–1387.
- [13] Zhao Y and Huang A. A novel channel estimation method for OFDM mobile communications systems based on pilot signals and transform domain processing[A]. *IEEE VTC'1997*, Phoenix, 1997, 3: 2089–2093.

周 鹏: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为宽带移动通信中的信号处理技术。

赵春明: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信理论、移动通信系统、纠错编码技术、自适应滤波技术及通信专用集成电路设计。