

# 分布式 MIMO-OFDM 系统的同步捕获算法

许 魁 沈越泓

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

**摘 要:** 该文提出了一种分布式多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统初始信号检测和同步捕获算法。该算法设计了导频符号,采用谱分析方法实现可靠的初始信号检测、粗定时和粗频偏估计,并在快速傅里叶变换(FFT)之后进行精确地频偏和定时估计。仿真结果表明,该算法在低信噪比多径瑞利信道条件下具有很好的性能。

**关键词:** 分布式多输入多输出正交频分复用; 谱分析; 信号检测; 同步捕获

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2207-04

## Synchronization Acquisition Algorithm for Distributed MIMO-OFDM Systems

Xu Kui Shen Yue-hong

(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** A signal detection and synchronization acquisition scheme is proposed for distributed Multiple Input Multiple Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) system. Reliable signal detection scheme and coarse time and coarse frequency estimation based on spectrum analysis method can be obtained by designing pilot symbols. And then the pilot symbols are used for POST-Fast Fourier Transform (FFT) precisely frequency and time estimation. The simulation results show that the new algorithm works well at low SNR over wireless multipath channel.

**Key words:** Distributed MIMO-OFDM; Spectrum analysis; Signal detection; Synchronization acquisition

### 1 引言

MIMO-OFDM 系统的同步包括时间同步和频率同步,时间同步用于确定 OFDM 帧和符号的起始位置,频率同步则保证子载波间的正交性。现有的 MIMO-OFDM 系统的同步捕获算法<sup>[1-6]</sup>都是在集中式(centralized) MIMO-OFDM 系统的假设下完成的,此时接收机接收到各发射机的数据之间不存在互时延 (Inter-Transmitter-Delay, ITD)和互频偏 (Inter-Transmitter-Frequency-Offset, ITFO)。但在分布式 (distributed) MIMO-OFDM 系统中,多个 OFDM 发射/接收机在地理位置上呈现分布式摆放,不同发射机发送的数据帧到达同一接收机的时间不同,从而产生 ITD,由于各个发射/接收机无法共用同一个射频本振源,接收机接收到各发射机的数据的载频不同,从而产生 ITFO,在这种模型下系统性能明显下降<sup>[7]</sup>。

目前对分布式 MIMO-OFDM 系统同步技术的研究主要有文献[8,9]。文献[8]提出了一种时域不等周期同步模式 (Unequal Period Synchronization Pattern, UPSP)的导频结构,但是这种导频结构的在低信噪比多径信道条件下定时同步效果不好。文献[9]提出了一种基于子波段的导频符号设计方案,该方案将所有子载波分为若干个子波段,每个发射机

仅占用其中的一个子波段,通过在每个子波段中周期性插入 0 构成频域导频符号,但是当信噪比较低时,频偏估计的精度不高。

本文设计了一种频域非重叠方式的导频符号,该符号可以利用 m 序列的正交性提高捕获算法在低信噪比时的性能。提出了一种适用于该系统的初始信号检测和同步捕获算法,该算法采用谱分析方法进行初始信号检测、粗定时和频偏估计,并在 FFT 之后进行精确地频偏和定时估计。仿真结果表明,本文提出的算法在低信噪比 AWGN 和多径 Rayleigh 信道条件下具有很好的性能。

### 2 分布式 MIMO-OFDM 系统模型

#### 2.1 系统信号模型

一个由  $N_t$  台发射机和  $N_r$  台接收机构成的分布式 MIMO-OFDM 系统如图 1。 $x_i(t)$  表示发射机  $i$  发送的时域信号,  $y_j(t)$  表示接收机  $j$  接收到的时域信号。图中  $\Delta\tau_{i,j}$  表示发射机  $i$  和接收机  $j$  之间的时延,  $f_c$  为载频,  $\Delta\tilde{f}_i$  和  $\Delta\tilde{f}_j$  分别表示发射和接收机的射频本振源的频率偏移。

不存在 ITFO 和 ITD 时接收机  $j$  的频域接收信号模型可以表示为

$$\mathbf{Y}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{X}_i \mathbf{F} \mathbf{h}_{i,j} + \mathbf{Z}_j \quad (1)$$

其中  $j = 1, 2, \dots, N_r$ 。  $\mathbf{Y}_j \triangleq [Y_j(0), Y_j(1), \dots, Y_j(N-1)]_{(N \times 1)}^T$ ,

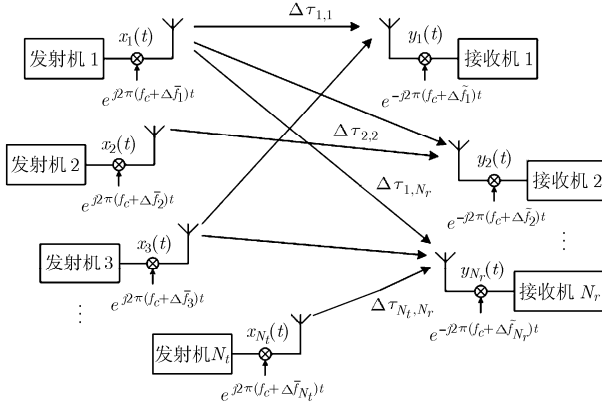


图1 分布式MIMO-OFDM系统示意图

$Y_j(k)$  代表接收机  $j$  接收到的第  $k$  个子载波上频域符号。 $\mathbf{F}$  是一个  $N \times L$  的傅里叶变换矩阵  $[\mathbf{F}]_{m,n} \triangleq e^{-j(2\pi/N)mn}$ ,  $m = 0, 1, \dots, N-1$ ,  $n = 0, 1, \dots, L-1$ ,  $N$  为 FFT 和 IFFT 的点数。 $\mathbf{X}_i$  代表发射机  $i$  第  $n$  个子载波上发送的频域符号向量, 并且  $\mathbf{X}_i = \text{diag}(X_{i,0}, X_{i,1}, \dots, X_{i,N-1})_{(N \times N)}$ 。 $\mathbf{h}_{i,j} \triangleq [h_{i,j}^0, h_{i,j}^1, \dots, h_{i,j}^{L-1}]^T$ ,  $\mathbf{h}_{i,j}$  表示接收机  $j$  与发射机  $i$  之间的  $L$  阶信道冲激响应, 且每对两天线间是相互独立的,  $h_{i,j}^l$  建模成方差为  $\sigma_{i,j,l}^2$  的复高斯随机变量并符合 Jakes 相关模型<sup>[10]</sup>;  $\mathbf{Z}_j$  代表加性高斯白噪声向量, 方差为  $\sigma_z^2$ 。

## 2.2 ITD 和 ITFO 对分布式 MIMO-OFDM 系统的影响

发射机  $i$  与接收机  $j$  之间的归一化定时误差为  $\delta_{i,j}$ ,  $\delta_{i,j} = \Delta\tau_{i,j}/T_s$ ,  $\Delta\tau_{i,j}$  为实际定时误差,  $T_s$  为采样周期。归一化频偏为  $\epsilon_{i,j} = (\Delta f_{i,j} \cdot N)/f_s$ ,  $\Delta f_{i,j}$  为实际频偏,  $f_s$  为采样频率, 其中  $\epsilon_{i,j}$  由两部分组成: 整数倍频偏  $\eta_{i,j}$  和小数倍频偏  $\xi_{i,j}$ , 即  $\epsilon_{i,j} = \eta_{i,j} + \xi_{i,j}$ 。存在 ITFO 和 ITD 时, 接收机  $j$  接收到发射机  $i$  发送的第  $k$  个子载波上的频域符号  $Y_{i,j}(k)$  可以表示为

$$Y_{i,j}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{N-1} X_{i,l} H_{i,j}(l) e^{j \frac{2\pi n(l + \eta_{i,j} + \xi_{i,j})}{N}} e^{-j \frac{2\pi k(n + \delta_{i,j})}{N}} e^{j\theta} + \sum_{n=0}^{N-1} z_n e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} = \frac{1}{N} X_{i,k - \eta_{i,j}} H_{i,j}(k - \eta_{i,j}) \frac{\sin(\pi \xi_{i,j})}{\sin\left(\frac{\pi \xi_{i,j}}{N}\right)} \cdot e^{j \frac{\pi \xi_{i,j}(N-1)}{N}} e^{-j \frac{2\pi k \delta_{i,j}}{N}} e^{j\theta} + \text{ICI}_{i,j,k} + \text{MAI}_{m=j,k} + Z_k \quad (2)$$

其中  $\text{ICI}_{i,j,k}$  是载波间干扰,  $\text{MAI}_{m=j,k,m \neq i}$  是多天线干扰,  $Z_k$  是噪声,  $\theta$  是初始相位,  $\mathbf{H}_{i,j} = [H_{i,j}(0), \dots, H_{i,j}(N-1)]^T$  且  $\mathbf{H}_{i,j} = \mathbf{F} \mathbf{h}_{i,j}$ 。由式(2)可知, 整数倍频偏会带来子载波序号的循环移位, 定时误差和小数倍频偏不仅导致载波间干扰和多天线干扰, 还会导致有用信号在幅度上的衰减和相位的旋转。

## 3 同步捕获算法

### 3.1 导频符号的设计

为了减小载波间干扰和多天线干扰, 将所有的  $N$  个子

载波分为  $2N_t$  段, 即  $N$  可整除  $2N_t$ 。 $\mathbf{C}_l$  表示第  $l$  个子载波段上发送的频域符号向量,  $\mathbf{C}_l(n)$  表示第  $l$  段第  $n$  个子载波上发送的数据符号, 其中  $l = 1, 2, \dots, 2N_t$ ,  $n = 1, \dots, N/2N_t$ 。发射机  $i$  占用的子载波段序号为集合  $\zeta_i = \{l | l = i + kN_t, k = 0, 1\}$ 。在每一个子载波段  $\mathbf{C}_l$  上, 发送一个长度为  $N_s$  的  $m$  序列  $\mathbf{M}_l$ , 且  $\mathbf{M}_m \neq \mathbf{M}_n, \forall m \neq n$ , 并在  $m$  序列的头尾各保留  $N_g$  个保护子载波,  $N_s + 2N_g = N/2N_t$ 。其中  $\mathbf{M}_l$  为经过子载波能量归一化以后的  $m$  序列, 即  $\mathbf{M}_l(k) = \sqrt{N/2N_s} \cdot \mathbf{m}_l(k)$ ,  $\mathbf{m}_l$  为实际的  $m$  序列。每一个子载波段的代数表达式为

$$\mathbf{C}_l(n) = \begin{cases} \mathbf{M}_l(n - N_g), & N_g < n \leq N_g + N_s \\ 0, & 1 \leq n \leq N_g, N_g + N_s < n \leq N/2N_t \end{cases} \quad (3)$$

令  $m = \text{mod}(n, N/2N_t)$ ,  $l = \lfloor n/(N/2N_t) \rfloor$ , 序列  $\mathbf{P}_i$  为发射机  $i$  发送的频域导频符号, 则  $\mathbf{P}_i(n)$ ,  $n = 1, \dots, N$

$$\mathbf{P}_i(n) = \begin{cases} \mathbf{C}_l(m), & l \in \zeta_i \\ 0, & l \notin \zeta_i \end{cases} \quad (4)$$

其中  $\lfloor \cdot \rfloor$  为下取整运算, 将  $\mathbf{P}_i$  经过  $N$  点 IFFT 变换就得到时域导频符号  $\mathbf{g}_i = \text{IFFT}(\mathbf{P}_i)_N$ 。发射机  $i$  在每帧数据前连续发送 2 个  $\mathbf{g}_i$  作为导频符号, 用于初始信号检测、频偏估计和定时同步。

### 3.2 基于谱分析的初始信号检测算法

初始信号检测主要完成可靠的信号检测和初始同步, 发射机  $i$  与接收机  $j$  之间的同步检测算法的判决变量为

$$\mathbf{D}_{i,j}(m) = \frac{|\mathbf{Z}_{i,j}(m, \arg \max_k (|\mathbf{Z}_{i,j}(m, k)|))|}{\Phi_{i,j}(m)} \quad (5)$$

$$\mathbf{Z}_{i,j}(m) = \text{FFT}(\mathbf{z}_{i,j}(m))_{N_{\text{FFT}}} \quad (6)$$

这里  $\mathbf{z}_{i,j}(m, n) = \mathbf{r}_j^*(m, n) \cdot \mathbf{g}_i(n)$ , 其中  $\mathbf{r}_j(m)$  为接收机  $j$  接收到的起始时刻为  $m$  长度为  $N$  的时域序列,  $\mathbf{r}_j(m, n)$  表示向量  $\mathbf{r}_j(m)$  的第  $n$  个元素,  $\mathbf{g}_i(n)$  为发射机  $i$  发送的时域导频符号向量的第  $n$  个元素。 $\Phi_{i,j}(m)$  为归一化因子, 且

$$\Phi_{i,j}(m) = \frac{\left( \sum_{l=1}^{N_t} \mathbf{g}_l \mathbf{g}_l^H \right)^{\frac{1}{2}} (\mathbf{r}_j(m) \mathbf{r}_j^H(m))^{\frac{1}{2}}}{2N_t} \quad (7)$$

当导频符号到达时, 向量  $\mathbf{z}_{i,j}(m, n)$  在频谱上会有一个峰值, 而  $\mathbf{D}_{i,j}(m)$  就表示这个峰值的大小, 当  $\mathbf{D}_{i,j}(m)$  大于判决门限时, 判定有信号到达。

基于谱分析的粗定时和粗频率估计可以表示为

$$\hat{\delta}_{i,j} = \arg \max_m \{ \mathbf{D}_{i,j}(m) \} \quad (8)$$

$$\hat{\epsilon}_{i,j} = \arg \max_k \{ \mathbf{Z}_{i,j}(\hat{\delta}_{i,j}, k) \} \quad (9)$$

为了减少计算量, 式(6)中的 FFT 变换只需要在零频率相邻若干点的范围内进行运算, 但是要保证  $N_{\text{FFT}} > 2 \cdot |\Delta f_{\text{max}}|$ , 否则会造成漏同步, 其中  $N_{\text{FFT}}$  为实际的 FFT 点数,  $\Delta f_{\text{max}}$  为可能发生的最大频偏。由于采用频域内插的方

法可以提高频谱的分辨率,为了使粗频偏的估计精度为 $1/\lambda$ ,式(6)在做谱分析时进行 $\lambda N_{\text{FFT}}$ 点的FFT变换。

图2给出了使用判决变量 $D_{i,j}(m)$ 在-10dB的AWGN信道实现初始信号检测的仿真示意图。仿真是在2发2收系统中,ITFO分别为[1.5,3.8],ITD为5.2时得到的,从图中可以看出当有信号到达时 $D_{1,1}(m)$ 会出现一个峰值。

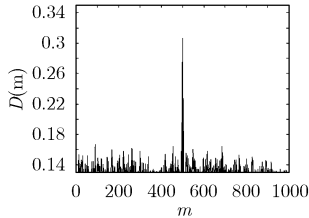


图2  $D_{i,j}(m)$ 实现信号检测示意图(AWGN, SNR=-10dB)

### 3.3 精频偏估计算法

天线 $j$ 接收到发射机 $i$ 发送的第 $q$ ,  $q \in \zeta_i$ 个子载波段上的数据在有频偏和时差的情况下可以表示为

$$Y_{i,j}(k) = \frac{1}{N} C_q \left( k - \frac{(q-1)N}{2N_t} \right) H_{i,j}(k) \frac{\sin(\pi \xi_{i,j})}{\sin\left(\frac{\pi \xi_{i,j}}{N_c}\right)} \cdot e^{j \frac{\pi \xi_{i,j}(N-1)}{N}} e^{-j \frac{2\pi k \delta_{i,j}}{N}} e^{j \theta_{q,k}} + \text{ICI}_{i,j,k} + \text{MAI}_{m,j,k} + Z_k \quad (10)$$

其中 $k = \frac{(q-1)N}{2N_t} + 1, \frac{(q-1)N}{2N_t} + 2, \dots, \frac{qN}{2N_t}$ ,在频域计算接收到的第 $n$ 个导频符号与第 $q$ 个子载波段上的 $m$ 序列 $\mathbf{M}_q$ 的相关值:

$$\begin{aligned} \gamma_{i,j}(q,n) &= \sqrt{\frac{1}{2NN_s}} \frac{\sin(\pi \xi_{i,j}) \sin\left(\frac{\pi N_s \delta_{i,j}}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \xi_{i,j}}{N}\right) \sin\left(\frac{\pi \delta_{i,j}}{N}\right)} \\ &\cdot \left[ \sum_{k=\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+1}^{\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+N_s} H_{i,j}(k) e^{-j \frac{2\pi k \delta_{i,j}}{N}} \right] e^{j \frac{\pi \xi_{i,j}(N-1)}{N}} e^{-j \frac{2\pi \delta_{i,j}}{N} \left( \frac{(q-1)N}{2N_t} + N_g \right)} \\ &\cdot e^{j \theta_{q,n}} + \sum_{k=\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+1}^{\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+N_s} \left( \text{ICI}_{i,j,k} + \text{MAI}_{m,j,k} + Z_k \right) \mathbf{M}_q \\ &\cdot \left[ k - \frac{(q-1)N}{2N_t} - N_g \right] \end{aligned} \quad (11)$$

可见,连续两个导频符号的第 $q$ 个子载波段上的接收数据与本地 $m$ 序列的相关值之间存在相位偏移 $\theta_{q,n+1} - \theta_{q,n} = 2\pi \xi_{i,j}$ ,因此精确频偏的ML<sup>[11]</sup>估计算法可以表示为

$$\hat{\xi}_{i,j} = \frac{1}{2} \sum_{q \in \zeta_i} \frac{\angle(\gamma_{i,j}(q,n+1)/\gamma_{i,j}(q,n))}{2\pi} \quad (12)$$

由于 $m$ 序列具有良好的正交性,提出的精频偏估计算法的估计范围为 $[-N/2, N/2]$ 。

### 3.4 精定时同步算法

本文采用频域处理的方法进行精定时同步,本文提出的算法克服了文献[8]提出算法在低信噪比多径信道条件下自相关峰值不明显的缺点,获得了很好的同步性能。

接收机 $j$ 接收到发射机 $i$ 发送的第 $q$ ,  $q \in \zeta_i$ 个子载波段上的 $m$ 序列在有时差的情况下可以表示为

$$Y_{i,j}(k) = \frac{1}{N} C_q \left( k - \frac{(q-1)N}{2N_t} \right) H_{i,j}(k) e^{-j \frac{2\pi k \delta_{i,j}}{N}} e^{j \theta_{q,k}} + \text{ICI}_{i,j,k} + \text{MAI}_{m,j,k} + Z_k \quad (13)$$

其中 $k = \frac{(q-1)N}{2N_t} + 1, \frac{(q-1)N}{2N_t} + 2, \dots, \frac{qN}{2N_t}$ ,在频域计算第 $q$ 个子载波段上的 $m$ 序列的相关值可以表示为

$$\begin{aligned} \gamma_{i,j}(q,n) &= \sqrt{\frac{1}{2NN_s}} \frac{\sin\left(\frac{\pi N_s \delta_{i,j}}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \delta_{i,j}}{N}\right)} \left[ \sum_{k=\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+1}^{\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+N_s} H_{i,j}(k) e^{-j \frac{2\pi k \delta_{i,j}}{N}} \right] \\ &\cdot e^{-j \frac{2\pi \delta_{i,j}}{N} \left( \frac{(q-1)N}{2N_t} + N_g \right)} e^{j \theta_{q,n}} + \sum_{k=\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+1}^{\frac{(q-1)N}{2N_t}+N_g+N_s} \left( \text{ICI}_{i,j,k} + \text{MAI}_{m,j,k} + Z_k \right) \\ &\cdot \mathbf{M}_q \left[ k - \frac{(q-1)N}{2N_t} - N_g \right] \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)可知,时间偏移会引起接收到不同子载波段上的数据符号与本地 $m$ 序列之间相关值的相位旋转与子载波段序号成正比,利用这一性质,可以得到定时同步算法如下:

$$\hat{\delta}_{i,j} = - \frac{\angle(\gamma_{i,j}(j+N_t,n)/\gamma_{i,j}(j,n))}{\pi} \quad (15)$$

## 4 仿真结果

本节分别给出了本文提出方案在不同信道条件下的性能。所考虑的多径信道模型为 $E|h(l)|^2 \propto e^{-l/4}, 0 \leq l < 50$ ,每条径的Rayleigh衰落由改进的Jakes模型<sup>[12]</sup>产生。系统模型为:2发2收MIMO-OFDM系统, $B=2, N=1024, N_s=128, N_g=64$ 。图3-图6给出了本文算法在AWGN和多径Rayleigh信道条件下的捕获概率、虚警概率、频偏估计和定时同步的均方误差。系统中ITFO为在 $[-10,10]$ 内均匀分布的随机变量,ITD为在 $[-100,100]$ 内均匀分布的随机变量。谱分析范围为 $[-10,10], \lambda=4, N_{\text{FFT}}=80$ ,判决门限为0.18。每个信噪比做5000次Monte Carlo仿真作为统计结果。图中仅给出发射机1和接收机1之间的性能曲线。

从图3-图6中可以知道:(1)无论是在AWGN还是在Rayleigh多径信道条件下,当信噪比大于-10dB时系统能够正确捕获到信号的到达,并且此时由噪声引起的虚警概率为零。(2)无论是AWGN还是Rayleigh多径信道,在信噪比大于-10dB的条件下,粗频偏估计的均方误差已经小于0.01,精频偏估计的均方误差在0dB的情况下已经小于

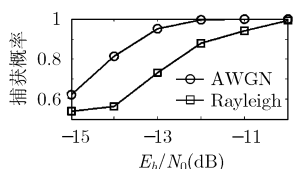


图3 捕获概率性能仿真

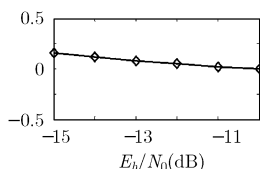


图4 虚警概率性能仿真

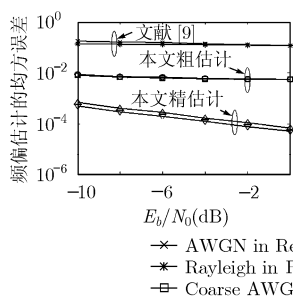


图5 频偏估计性能曲线

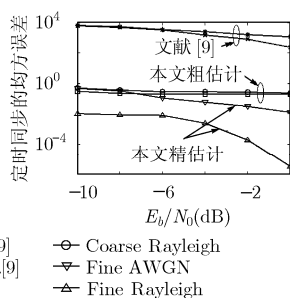


图6 定时同步性能曲线

0.00006, 此时文献[9]方法已不能正确估计出多个频偏。(3) 本文提出的定时同步算法可以在低信噪比条件下准确地估计出个天线间存在的 ITD, 而此时文献[8]中方法由于受噪声和多径信道的影响比较大, 性能不够理想。

## 5 结束语

本文针对现有同步方案将 MIMO-OFDM 系统建模为各天线间不存在 ITD 和 ITFO 以及不适用于低信噪比情况的局限性, 提出了一种分布式 MIMO-OFDM 系统的同步捕获方案, 其包括导频符号设计、初始信号检测和同步捕获算法。分析表明, 本文提出的方案在导频符号的设计上具有很大的灵活性、普遍适用性。仿真结果表明, 初始信号检测算法具有很强的鲁棒性, 同步捕获算法在低信噪比、无线多径信道条件下获得很好的同步性能, 适用于实际的分布式 MIMO-OFDM 系统。

## 参考文献

- [1] Zelst A and Schenk T. Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2001, 52(2): 483-494.
- [2] Mody A N and Stuber G L. Synchronization for MIMO OFDM systems. *IEEE Global Telecommunications Conference*, San Antonio, USA, 2001, 1: 509-513.

- [3] Mody A N and Stuber G L. Receiver implementation for a MIMO OFDM system. *IEEE Global Communications Conference*, Taipei, 2002, 1: 716-720.
- [4] Zhou En, Zhang Xing, Zhao Hui, and Wang Wenbo. Synchronization algorithms for MIMO OFDM systems. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, New Orleans, USA, 2005, 1: 18-22.
- [5] Sun Yong, Xiong Zixiang, and Wang Xiangdong. EM-based iterative receiver design with carrier-frequency offset estimation for MIMO-OFDM systems. *IEEE Trans. on Comm.*, 2005, 53(4): 581-586.
- [6] Schenk T C W and Van Zelst A. Frequency synchronization for MIMO OFDM wireless LAN systems. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Hyatt Orlando Hotel Orlando, Florida, 2003, 2: 781-785.
- [7] Li Zheng, Zhang Wenshu, and Zhu Guangxi. On detection of distributed STBC-OFDM system with multiple carrier frequency offsets. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Melbourne, Australia, 2006, 5: 2130-2134.
- [8] Guo Feng, Li Dong, Yang Hongwei, and Ca Liyu. A novel timing synchronization method for distributed MIMO-OFDM system. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Melbourne, Australia, 2006, 4: 1933-1936.
- [9] 谢玉堂, 姚瑶. 一种基于导频设计的 MIMO-OFDM 载波频偏估计方法. *电子学报*, 2006, 34(1): 110-113.
- Xie Yu-tang and Yao Yao. Carrier frequency offset estimation in MIMO-OFDM systems based on pilots design. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(1): 110-113.
- [10] Jakes W. *Microwave Mobile Communications*. IEEE Press. New York, 1974, Chapter 1.
- [11] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Comm.*, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [12] Zheng Yahong Rosa and Xiao Chengshan. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Comm.*, 2003, 51(6): 920-928.

许 魁: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为软件无线电、MIMO-OFDM 技术、信号处理等。

沈越泓: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为软件无线电、MIMO-OFDM 技术、空时编码、信号处理等。