

分布式发射天线 MIMO OFDM 的一种低复杂度频偏校正算法

孙 科,唐友喜,邵士海,邓 凯

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室,四川成都 611731)

摘 要: 在分布式发射天线 MIMO OFDM 系统中,各发射天线由于使用独立的晶振导致了每根发射天线到接收机间具有不同的频率偏移.为了降低频偏造成的子载波间干扰,本文提出一种以最大化每根接收天线上子载波的条件平均信干噪比为准,校正接收信号中频率偏移的算法.利用多项式近似法对条件平均信干噪比作近似处理,获得了低复杂度的频偏校正值解析式.与已有的频率偏移校正算法相比,所提算法的性能略有提升,复杂度降低 50% 或更多.

关键词: 分布式发射天线系统;多输入多输出;正交频分复用;频偏校正

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 07-1688-05

A Low Complexity Carrier Frequency Offsets Correction Method for MIMO OFDM Systems with Distributed Transmit Antennas

SUN Ke, TANG You-xi, SHAO Shi-hai, DENG Kai

(National Key Lab of Communication, UESTC, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: In multi-input multi-output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems with distributed transmit antennas, each transmit antenna has its own oscillator, which leads to different frequency offsets (FOs) between the receiver and each transmit antenna. In order to reduce the inter-carrier interference caused by the FOs, a FOs correction algorithm is proposed, which maximizes the conditional average signal-to-interference-and-noise ratio (SINR) of subcarriers on each receive antenna. By properly exploiting the polynomial approximation method to approximate the conditional average SINR, a computationally efficient expression of the FOs correction value is obtained. Compared with the existing FOs correction algorithm, the proposed algorithm offers slight performance improvement and achieves at least 50% complexity reduction.

Key words: distributed transmit antenna system; multi-input multi-output; orthogonal frequency division multiplexing; frequency offsets correction

1 引言

在分布式发射天线多输入多输出正交频分复用 (MIMO OFDM, Multi-Input Multi-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 系统^[1,2]中,由于各个分布发射天线本地晶振间的差异以及多个多普勒频移的存在,导致各分布发射天线到接收机之间具有不同的频率偏移^[3],从而造成子载波间干扰 (ICI, Inter-Carrier Interference),并引起性能恶化.

为了对抗多个频偏,文献[4~6]采用均衡的方式消除频偏,但频偏较大时,这种方式性能较差.为了改善基于均衡的频偏消除方式的性能,文献[3]提出了一种分布式发射天线 MIMO OFDM 的频偏校正算法,在均衡前校正多个频偏,减小频偏造成的干扰,以提高均衡后系

统的性能.该算法以最大化每根接收天线上子载波的条件平均信干噪比 (SINR, Signal-to-Interference-and-Noise Ratio) 的下限为准则校正频偏,但其有以下两点不足:

(1) 当发射天线间的频率偏差增加时,条件平均 SINR 的下限会变得越来越松弛^[3],这时以最大化条件平均 SINR 的下限为准则校正频偏,相对于直接最大化条件平均 SINR 会产生一定的性能损失;

(2) 算法需进行较多的三角与反三角运算,整体复杂度较高.

为了解决上述问题,本文提出一种低复杂度的频偏校正算法:直接以最大化每根接收天线上子载波的条件平均 SINR 为准则校正频偏.通过对条件平均 SINR 表达式中的 $\sin^2(\cdot)$ 函数作多项式近似,推导出低复杂度的频偏校正值解析式.与文献[3]相比,所提算法的性能略

有提升,复杂度降低 50% 或更多。

2 系统模型

2.1 发射信号

考察一个采用 M_T 根分布发射天线和 M_R 根集中接收天线的 MIMO OFDM 系统。假设 OFDM 子载波数为 K , 令 $X_m^k (m=1, \dots, M_T; k=1, \dots, K)$ 为发射天线 m 上第 k 个子载波承载的信息符号。经 K 点快速傅里叶反变换并插入循环前缀 (CP, Cyclic Prefix) 后, 在离散时刻 l , 发射天线 m 上的时域信号为:

$$s_m(l) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} X_m^k e^{j2\pi k l / K}, -N_g \leq l \leq K-1 \quad (1)$$

其中, N_g 为 CP 的长度, 并令 N_g 等于或大于各发射天线间最大相对传播时延与信道最大多径时延之和^[2]。

2.2 频偏模型

由于发射天线分布, 接收天线集中, 故各分布发射天线使用各自的本地晶振, 而各集中接收天线使用同一本振^[3]。因此, 本文假设同一根发射天线到接收机各接收天线间的频偏相等, 而不同发射天线到同一根接收天线间的频偏则可能不等。

设 ε_m 为发射天线 m 到接收机各接收天线间的归一化频偏 (真实频偏与子载波间隔之比)。类似于文献 [3], 本文假设在同一个 OFDM 符号周期内, 系统中最大频偏与最小频偏之差不大于半个子载波间隔, 即 $\max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\} \leq 0.5$ 。此外, 假定 ε_m 在一个 OFDM 符号内保持不变, 在 OFDM 符号间可随机变化, 并能被接收机准确估计。

2.3 接收信号

假定 MIMO 信道在空间上不相关, 且具有多径瑞利衰落、路径损耗、阴影衰落三种特性。同时, 假定信道在一个 OFDM 符号内保持不变, 则接收天线 n 上第 k 个子载波的频域信号为:

$$r_n^k = \sum_{m=1}^{M_T} \sqrt{P_m} H_{m,n}^k \Lambda_{m,n}^0 X_m^k + \sum_{m=1}^{M_T} \sum_{q=0, q \neq k}^{K-1} \sqrt{P_m} H_{m,n}^q \Lambda_{m,n}^{q-k} X_m^q + w_n^k = D_n^k + I_n^k + w_n^k \quad (2)$$

式中, $H_{m,n}^k$ 为发射天线 m 到接收天线 n 间小尺度多径瑞利衰落在子载波 k 上的频域响应, 且 $H_{m,n}^k$ 是方差为 1 的零均值复高斯随机变量; P_m 为发射天线 m 到接收机间的大尺度衰落系数, 其表征路径损耗与阴影衰落;

$A_{m,n}^k = \frac{\sin(\pi(k + \varepsilon_m))}{K \sin(\pi(k + \varepsilon_m)/K)} e^{j\pi(K-1/K)(k + \varepsilon_m)}$ 为 ICI 系数^[7]; $D_n^k = \sum_{m=1}^{M_T} \sqrt{P_m} H_{m,n}^k \Lambda_{m,n}^0 X_m^k$ 是有效数据项; I_n^k

$= \sum_{m=1}^{M_T} \sum_{q=0, q \neq k}^{K-1} \sqrt{P_m} H_{m,n}^q \Lambda_{m,n}^{q-k} X_m^q$ 为 ICI 干扰; w_n^k 是方差为 σ_w^2 的零均值复高斯白噪声。

3 频偏校正

类似于文献 [3], 接收机在时域对每根接收天线的接收信号分别乘以频偏校正信号 $\exp(-j2\pi \tilde{\varepsilon}_n l / K)$ 校正频偏, 其中, $\tilde{\varepsilon}_n$ 为接收天线 n 上的归一化频偏校正值。不同于文献 [3] 提出的最大化每根接收天线上子载波的条件平均 SINR (基于 P_m, ε_m 及 $\tilde{\varepsilon}_n$ 的条件平均 SINR) 的下界的频偏校正算法, 本文以直接最大化每根接收天线上子载波的条件平均 SINR 为目标, 校正频偏。

频偏校正后, 接收天线 n 上第 k 个子载波的频域信号为:

$$r_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) = D_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) + I_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) + w_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) \quad (3)$$

其中, $D_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) = \sum_{m=1}^{M_T} \sqrt{P_m} H_{m,n}^k \Lambda_{m,n}^0(\tilde{\varepsilon}_n) X_m^k$ 和 $I_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) = \sum_{m=1}^{M_T} \sum_{q=0, q \neq k}^{K-1} \sqrt{P_m} H_{m,n}^q \Lambda_{m,n}^{q-k}(\tilde{\varepsilon}_n) X_m^q$ 为频偏校正后的有效信号和 ICI 干扰; $A_{m,n}^k(\tilde{\varepsilon}_n) = \frac{\sin(\pi(k + \varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n))}{K \sin(\pi(k + \varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)/K)} e^{j\pi(K-1/K)(k + \varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)}$; $w_n^k(\tilde{\varepsilon}_n)$ 是方差为 σ_w^2 的零均值复高斯白噪声。

假设 X_m^k 是方差为 1 的零均值独立同分布随机变量, 则 $I_n^k(\tilde{\varepsilon}_n)$ 的条件均值和条件方差分别为^[3]:

$$E[I_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) | P_m, \varepsilon_m, \tilde{\varepsilon}_n] = 0 \quad (4)$$

$$E[|I_n^k(\tilde{\varepsilon}_n)|^2 | P_m, \varepsilon_m, \tilde{\varepsilon}_n] = \sum_{m=1}^{M_T} P_m \left(1 - \left(\frac{\sin(\pi(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n))}{K \sin(\pi(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)/K)} \right)^2 \right) \quad (5)$$

由此, 接收天线 n 上第 k 个子载波的条件平均 SINR 为:

$$\gamma_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) = \frac{E[|D_n^k(\tilde{\varepsilon}_n)|^2 | P_m, \varepsilon_m, \tilde{\varepsilon}_n]}{E[|I_n^k(\tilde{\varepsilon}_n)|^2 | P_m, \varepsilon_m, \tilde{\varepsilon}_n] + \sigma_w^2} = \frac{\sum_{m=1}^{M_T} P_m \left(\frac{\sin(\pi(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n))}{K \sin(\frac{\pi}{K}(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n))} \right)^2}{\sum_{m=1}^{M_T} P_m \left(1 - \left(\frac{\sin(\pi(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n))}{K \sin(\frac{\pi}{K}(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n))} \right)^2 \right) + \sigma_w^2} \quad (6)$$

因为子载波数 K 远大于 $\pi(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)$, 故 $K \sin(\pi(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)/K) \approx \pi(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)$ ^[7], 则式 (6) 可化简为:

$$\gamma_n^k(\tilde{\varepsilon}_n) = \frac{\sum_{m=1}^{M_T} P_m \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)}{\sum_{m=1}^{M_T} P_m (1 - \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \tilde{\varepsilon}_n)) + \sigma_w^2} \quad (7)$$

其中

$$\text{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}, & x \neq 0 \\ 1, & x = 0 \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)知, $\gamma_n^k(\bar{\varepsilon}_n)$ 与子载波标号 k 无关, 故同一根接收天线上各个子载波的条件平均 SINR 相等. 为表示方便, 令:

$$\gamma_n(\bar{\varepsilon}_n) = \gamma_n^k(\bar{\varepsilon}_n) \quad (9)$$

由此, 使得接收天线 n 上各个子载波的条件平均 SINR 最大的最优频偏校正值 $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$ 可表达为:

$$\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} = \arg \max_{\bar{\varepsilon}_n} \gamma_n(\bar{\varepsilon}_n), n = 1, \dots, M_R \quad (10)$$

由于 $\gamma_n(\bar{\varepsilon}_n)$ 关于 $\sum_{m=1}^{M_T} P_m \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n)$ 递增, 故式(10)可简化为:

$$\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} = \arg \max_{\bar{\varepsilon}_n} \sum_{m=1}^{M_T} P_m \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n) \quad (11)$$

观察式(11)可知, 直接求解 $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$ 是困难的. 下面将利用函数 $\text{sinc}^2(x)$ 的近似多项式来求解 $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$.

首先给出如下命题:

命题 若 $\max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\} \leq 0.5$, 则 $\min\{\varepsilon_m\} \leq \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} \leq \max\{\varepsilon_m\}$.

证明 令 $F(\bar{\varepsilon}_n) = \sum_{m=1}^{M_T} P_m \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n)$. 因为当 $|\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n| < 1$ 时, $P_m \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n)$ 关于 $|\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n|$ 递减, 因此, 当 $\max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\} < 1$ 时, 若 $\max\{\varepsilon_m\} < \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} < 1 + \min\{\varepsilon_m\}$, 则存在 $\varepsilon_{c,0} = \max\{\varepsilon_m\}$, 满足 $F(\varepsilon_{c,0}) > F(\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}})$; 若 $\max\{\varepsilon_m\} - 1 < \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} < \min\{\varepsilon_m\}$, 则存在 $\varepsilon_{c,1} = \min\{\varepsilon_m\}$, 满足 $F(\varepsilon_{c,1}) > F(\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}})$. 同时, 若 $1 + \min\{\varepsilon_m\} \leq \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$ 或 $\max\{\varepsilon_m\} - 1 \geq \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$, 则会产生整数倍频偏, 导致子载波顺序错位, 严重影响误码率性能. 故当 $\max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\} < 1$ 时, $\min\{\varepsilon_m\} \leq \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} \leq \max\{\varepsilon_m\}$. 因而, 当 $\max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\} \leq 0.5$ 时, $\min\{\varepsilon_m\} \leq \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} \leq \max\{\varepsilon_m\}$.

根据上述命题, 在 $\max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\} \leq 0.5$ 时, 式(11)中函数 $\text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n)$ 的自变量 $\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n$ 在 $\bar{\varepsilon}_n = \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$ 时的取值范围为 $[\min\{\varepsilon_m\} - \max\{\varepsilon_m\}, \max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\}]$. 又因为文中假设 $\max\{\varepsilon_m\} - \min\{\varepsilon_m\} \leq 0.5$, 故 $\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$ 的最大取值范围为 $[-0.5, 0.5]$. 因此, 可在区间 $[-0.5, 0.5]$ 内对函数 $\text{sinc}^2(x)$ 作多项式近似来求解 $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$. 选择近似多项式为二次多项式, 运用拉格朗日插值法^[8], 则 $\text{sinc}^2(x)$ 在区间 $[-0.5, 0.5]$ 内可近似为:

$$\text{sinc}^2(x) \approx \sum_{j=0}^2 \text{sinc}^2(x_j) Q_j(x), -0.5 \leq x \leq 0.5 \quad (12)$$

其中, $Q_j(x) = \prod_{i=0, i \neq j}^2 \frac{(x - x_i)}{(x_j - x_i)}$, $x_j = \frac{1}{2} \cos((2j+1)\pi/6)$, $j = 0, 1, 2$.

经运算, 式(12)可写为:

$$\text{sinc}^2(x) \approx 1 - ax^2, -0.5 \leq x \leq 0.5 \quad (13)$$

其中, $a = 2.5771$.

将式(13)代入式(11), 有:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} &= \arg \max_{\bar{\varepsilon}_n} \sum_{m=1}^{M_T} P_m \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n) \\ &\approx \arg \max_{\bar{\varepsilon}_n} \sum_{m=1}^{M_T} P_m (1 - a(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n)^2) \\ &= \arg \max_{\bar{\varepsilon}_n} f(\bar{\varepsilon}_n) \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $f(\bar{\varepsilon}_n) = \sum_{m=1}^{M_T} P_m (1 - a(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_n)^2)$. 令 $f(\bar{\varepsilon}_n)$ 的一阶导函数等于零, 可求得 $f(\bar{\varepsilon}_n)$ 的驻点为:

$$\bar{\varepsilon}_{n,0} = \sum_{m=1}^{M_T} P_m \varepsilon_m / \sum_{m=1}^{M_T} P_m \quad (15)$$

将 $\bar{\varepsilon}_{n,0}$ 代入 $f(\bar{\varepsilon}_n)$ 的二阶导函数, 有:

$$\left. \frac{d^2 f(\bar{\varepsilon}_n)}{d \bar{\varepsilon}_n^2} \right|_{\bar{\varepsilon}_n = \bar{\varepsilon}_{n,0}} = -2a \sum_{m=1}^{M_T} P_m < 0 \quad (16)$$

因此, $f(\bar{\varepsilon}_n)$ 在 $\bar{\varepsilon}_n = \bar{\varepsilon}_{n,0}$ 处取得最大值. 由此可得:

$$\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} \approx \bar{\varepsilon}_{n,0} = \sum_{m=1}^{M_T} P_m \varepsilon_m / \sum_{m=1}^{M_T} P_m \quad (17)$$

由式(17)知, $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$ 与接收天线标号 n 无关, 故每根接收天线上的最优频偏校正值是相同的, 即:

$$\bar{\varepsilon}_{1, \text{opt}} = \bar{\varepsilon}_{2, \text{opt}} = \dots = \bar{\varepsilon}_{M_R, \text{opt}} = \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} \approx \frac{\sum_{m=1}^{M_T} P_m \varepsilon_m}{\sum_{m=1}^{M_T} P_m} \quad (18)$$

4 复杂度分析

本节进行复杂度分析, 并将本文算法和已有算法(即文献[3])作复杂度对比. 已有算法每根接收天线上的频偏校正值为^[3]:

$$\begin{cases} \bar{\varepsilon}'_{n, \text{opt}} = \frac{1}{2\pi} \arctan \frac{\sum_{m=1}^{M_T} P_m \sin 2\pi \varepsilon_m}{\sum_{m=1}^{M_T} P_m \cos 2\pi \varepsilon_m}, n = 1, \dots, M_R \\ \min\{\varepsilon_m\} \leq \bar{\varepsilon}'_{n, \text{opt}} \leq \max\{\varepsilon_m\} \end{cases} \quad (19)$$

类似于文献[9], 本文以算法的总运算次数作为算法的复杂度. 根据式(17)和式(19), 表1列出了本文算法和已有算法的计算复杂度.

表1 本文算法与已有算法(文献[3])复杂度对比

	加法	乘法	除法	正弦	余弦	反正切	总运算次数
已有算法	$2(M_T - 1)$	$2M_T$	2	M_T	M_T	1	$6M_T + 1$
本文算法	$2(M_T - 1)$	M_T	1	0	0	0	$3M_T - 1$

由表1可知, 本文算法总运算次数为 $3M_T - 1$ 次, 已有算法为 $6M_T + 1$ 次, 本文算法低于已有算法. 同时, 对于完成算法所需的任意一种运算, 本文算法所需的次数均小于或等于已有算法. 此外, 已有算法需要 M_T 次正弦运算、 M_T 次余弦运算和 1 次反正切运算, 而本文

算法则无需这些运算.众所周知,在硬件实现中,正弦、余弦、反正切等三角以及反三角运算是资源(时间资源或空间资源)消耗较多的运算.相对于已有算法,本文算法不仅在总运算次数方面具有优势,而且无需进行这些耗费资源的运算,故本文算法更利于实现.

定义 $C(M_T) = (3M_T - 1)/(6M_T + 1)$ 为本文算法与已有算法的复杂度比值函数.因为 $C(M_T)$ 的一阶导函数 $dC(M_T)/dM_T = 9/(6M_T + 1)^2 > 0$,故 $C(M_T)$ 关于发射天线数 M_T 递增,当 M_T 趋于无穷时,我们有 $\lim_{M_T \rightarrow \infty} C(M_T) = 0.5$.故从总的运算次数来看,本文算法的复杂度小于或等于已有算法的 50%.

5 数值结果与分析

本节仿真参数如下:2发2收,QPSK调制,信息符号 X_m^k 相互独立;OFDM子载波数为 $K = 128$,CP长度为 $N_g = 32$,子载波间隔为 20kHz;各收发天线间的小尺度衰落信道相互独立,且均建模为两径等增益瑞利信道^[10],两径间隔为 390.625ns;归一化频偏 ε_m 服从均匀分布(即 $\varepsilon_m \sim U[a, b]$, a, b 的值在下文给出),且 ε_m 与 $\varepsilon_{\bar{m}}$ 在 $m \neq \bar{m}$ 时相互独立;大尺度衰落系数 P_m 在仿真中保持恒定,接收机采用迫零检测.

图1显示了两种场景下误符号率随接收天线2的频偏校正值 $\bar{\varepsilon}_2$ 变化的情况,其中,SNR = 30dB, $\varepsilon_m \sim U[-0.2, 0.2]$.场景1(虚线)中,接收天线1的频偏校正值固定为 $\bar{\varepsilon}_1 = \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$, $\bar{\varepsilon}_2$ 的取值点为 $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}, \Gamma_p = \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} - p\Delta_1$ 及 $\Omega_p = \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} + p\Delta_2$, 这里, $\Delta_1 = (\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} - \min(\varepsilon_1, \varepsilon_2))/5$, $\Delta_2 = (\max(\varepsilon_1, \varepsilon_2) - \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}})/5$, $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}} = \sum_{m=1}^2 P_m \bar{\varepsilon}_m / \sum_{m=1}^2 P_m$ 为最优频偏校正值, $p = 1, \dots, 5$;场景2(实线)中, $\bar{\varepsilon}_1$ 和 $\bar{\varepsilon}_2$ 取相同值,取值点为 $\bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}, \Gamma_p$ 及 $\Omega_p, p = 1, \dots, 5$.由图1知,两种场景下的误符号率均在 $\bar{\varepsilon}_1 = \bar{\varepsilon}_2 = \bar{\varepsilon}_{n, \text{opt}}$ 时达到最小,这说明本文理论结果与仿真结果相符.

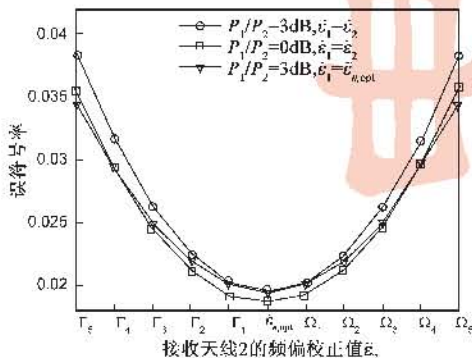


图1 误符号率随接收天线2的频偏校正值 $\bar{\varepsilon}_2$ 变化的关系曲线

图2为采用本文算法、已有算法和理想算法校正频偏后,子载波理论条件平均信干比(SIR, Signal-to-Inter-

ference Ratio)的对比(本文将采用式(11)的理想解校正频偏的算法称为“理想算法”),这里,理论条件平均 SIR 定义为:

$$\begin{aligned} \text{SIR} &= \frac{E[|D_n^k(\bar{\varepsilon}_o)|^2 | P_m, \varepsilon_m, \bar{\varepsilon}_o]}{E[|I_n^k(\bar{\varepsilon}_o)|^2 | P_m, \varepsilon_m, \bar{\varepsilon}_o]} \\ &= \frac{\sum_{m=1}^2 P_m \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_o)}{\sum_{m=1}^2 P_m (1 - \text{sinc}^2(\varepsilon_m - \bar{\varepsilon}_o))} \end{aligned} \quad (20)$$

式中, $\bar{\varepsilon}_o$ 为频偏校正值.

图2显示,本文算法的 SIR 曲线与理想算法吻合较好,而已有算法的 SIR 曲线则随着两根发射天线间的频率偏差 $\varepsilon_2 - \varepsilon_1$ 的增加而逐渐低于理想算法.这是因为随着 $\varepsilon_2 - \varepsilon_1$ 增加,条件平均 SINR 的下限会越来越松弛^[3],这时以最大化条件平均 SINR 的下限为准则校正频偏(已有算法)会带来较明显的误差.

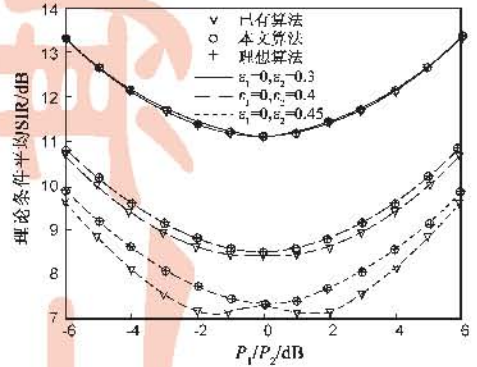


图2 采用本文算法、已有算法(文献[3])和理想算法校正频偏后子载波理论条件平均SIR的对比

图3对比了本文算法与已有算法的误符号率,其中, $P_1/P_2 = 3\text{dB}$, $\varepsilon_m \sim U[-0.24, 0.24]$.图3显示,频偏校正后的误符号率性能优于未校正频偏时的性能,且本文算法的性能略优于已有算法.

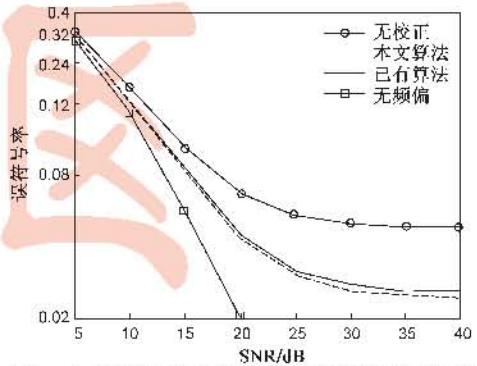


图3 本文算法与已有算法(文献[3])的误符号率对比

6 结束语

本文提出了一种分布式发射天线 MIMO OFDM 多个频偏的校正算法.以最大化每根接收天线上子载波的条

件平均 SINR 为准则校正频偏,通过对条件平均 SINR 表达式中的 $\text{sinc}^2(\cdot)$ 函数作多项式近似,得到了低复杂度的频偏校正解析式.与已有频偏校正算法相比,所提算法的性能略有提升,复杂度降低 50% 或更多.

参考文献:

- [1] Dawod N H, Marsland I D, Hafez R H M. Improved transmit steering for MIMO-OFDM downlinks with distributed base station antenna arrays[J]. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 2006, 24(3): 419 - 426.
- [2] SHEN Ying, et al. Optimal antenna location for STBC-OFDM downlink with distributed transmit antenna in linear cell[J]. *IEEE Communications Letters*, 2007, 11(5): 387 - 389.
- [3] DENG Kai, et al. Correction of carrier frequency offsets in OFDM-based spatial multiplexing MIMO with distributed transmit antennas[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(4): 2072 - 2077.
- [4] HUANG Min, et al. Joint space-frequency iterative interference suppression in multiuser MIMO-OFDM systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2007, 11(10): 802 - 804.
- [5] ZHANG Wen-shu, Qu Dai-ming, ZHU Guang-xi. Performance investigation of distributed STBC-OFDM systems with multiple carrier frequency offsets[A]. *Proc IEEE PIMRC 2006*[C]. Helsinki, Finland: IEEE, 2006. 1: 1 - 5.
- [6] LI Zheng, Qu Dai-ming, Zhu Guang-xi. An equalization technique for distributed STBC-OFDM system with multiple carrier frequency offsets[A]. *Proc IEEE WCNC 2006*[C]. Las Vegas, USA: IEEE, 2006. 2: 839 - 843.
- [7] Dao D N, Tellambura C. Intercarrier interference self-cancellation

space-frequency codes for MIMO-OFDM[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2005, 54(5): 1729 - 1738.

- [8] 徐士良. 数值分析与算法[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003. 134 - 139.
- [9] Marinkovic S, Vucetic B, Ushirokawa A. Space-time iterative and multistage receiver structures for CDMA mobile communication systems[J]. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 2001, 29(8): 1594 - 1604.
- [10] Huang D, Letaief K B. An interference-cancellation scheme for carrier frequency offsets correction in OFDMA systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(7): 1155 - 1165.

作者简介:



孙科男, 1982年4月生于重庆市, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生, 主要研究方向为 OFDM、分布 MIMO 等.

E-mail: sunke@uestc.edu.cn



唐友喜男, 1964年8月生于河南潢川, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授, 主要研究方向为分布 MIMO、认知无线电等. Email: tangyx@uestc.edu.cn