

## OFDMA 框架下一种低代价直接信道信息反馈方法

许道峰 黄永明 杨绿溪

(东南大学信息科学与工程学院 DSP 实验室 南京 210096)

**摘要:** 该文提出一种低代价下行信道信息实时反馈方法。在接收端将模拟量信道信息扩频后叠加在上行信息序列中进行上传,不必为下行信道信息分配单独的时频资源。在基站侧利用干扰消除原理,迭代进行信息序列检测与信道信息估计。由于对下行信道信息进行了扩频处理,即使分配较低的能量也能在基站侧可靠恢复。仿真实验证明这种方法的有效性。

**关键词:** 正交频分多址; 多用户; 反馈; 下行信道信息; 频分双工

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2008)06-1409-04

## A Low Cost Direct Channel Feedback Method in OFDMA Systems

Xu Dao-feng Huang Yong-ming Yang Lü-xi

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** A low cost, real-time CSI feedback method is proposed. The analog DownLink Channel State Information (DL-CSI) obtained at receivers is spreaded and then superimposed upon UpLink User Sequences (UL-US) before transmitting, thus avoiding DL-CSI from exclusive occupation of system resources. Using interference cancellation, iterative UL-US detection and DL-CSI estimation is carried out at base station. Due to spreading, DL-CSI can be accurately recovered even with little allocated energy. Simulations results demonstrate the practicability of the proposed method.

**Key words:** OFDMA; Multiuser; Feedback; Downlink CSI; FDD

### 1 引言

面对日益紧张的频谱资源,未来移动通信对速率有更高的要求,同时也越来越注重提高频谱利用率和能量利用率。采用多天线技术(MIMO)能很大程度地提高系统的容量,如果能够进一步利用空分多址(SDMA)技术,则系统的速率将成倍增加。然而随之而来的问题就是如何在基站侧及时、准确地获得下行信道信息,使得多用户预编码技术能够实用化。对于 FDD 系统,上、下行信道不具备互易性,必须建立一种有效的下行信道信息(DL-CSI)反馈机制,以及及时可靠地将下行信道信息反馈到发射端。

从反馈的数据形式来看,目前信道信息反馈方法主要包括:基于 CQI 的信道质量指标反馈方法<sup>[1]</sup>,如反馈 SINR 等,这种反馈方法有较少反馈量,一般用于随机(多)波束形成;基于码本<sup>[2, 3]</sup>的信道信息反馈方法,这种方法反馈与信道状态相对应的码本索引,有较少的反馈量(如一个 64 长度的码本仅需要 6bit 反馈),但也存在由于矢量量化而带来的准确性问题;还有一类是最近刚刚提出来的直接信道信息反馈方法(DCFB)<sup>[4-6]</sup>,这种方法不对信道信息进行量化和编码,

而仅仅将接收端估计出的信道状态信息(CSI)进行波形合成后发射。由于省去了量化和编码,DCFb 方法有较小的延时。

另一个方面,以上几类 CSI 反馈方法均为反馈开辟了专门的系统资源(如时隙、频带等),故反馈的开销相对较大,影响有效的数据速率。基于以上分析,本文提出一种基于叠加信息序列的直接信道信息反馈方法,该方法不对 DL-CSI 做量化和编码,而是直接将其扩频后以很小的能量叠加在上行信息序列之上进行发射。由于 CSI 所占的能量很小(20%以下),故对信息序列的检测影响不大。另外,当采用迭代的信息序列检测与 CSI 估计之后,系统的性能将有大幅度的提高。值得注意的是,由于本文所提方法不单独为 DL-CSI 分配资源,CSI 的反馈可以看成是反向数据链路的一个副产品,故反馈成本很小,系统的频谱效率将有较大提高。平衰落 MIMO 多用户系统的 CSI 叠加反馈方案可以参考文献[7]。

文中所使用的符号定义如下:上(下)标依据上下文分别与天线、时隙对应;大写黑体字母代表频域数据;括号内的索引依据上下文分别代表时间、频点; $(\bullet)^T$ 、 $(\bullet)^H$  分别表示转置及共轭转置; $\|\bullet\|$  表示 Frobenius 范数; $A(i, j)$ ,  $A(i, :)$  分别表示矩阵  $A$  的第  $i$  行,第  $j$  列元素和第  $i$  行元素; $I_N$  表示  $N$  阶单位矩阵; $F$  表示归一化的 FFT 变换阵; $\text{dec}(\bullet)$ ,  $\text{vec}(\bullet)$  分别表示硬判决和矩阵拉直运算; $\text{reshape}(\bullet)$  表示矩阵元素重新排列,定义同 MATLAB 命令。

2006-11-27 收到, 2007-10-22 改回

国家自然科学基金重大基金(60496310), 国家自然科学基金(60672093), 江苏省自然科学基金(BK2005061)和华为高校基金资助课题

## 2 OFDMA 框架下的系统模型

参照3GPP2的标准,上行链路也极有可能采用OFDMA多址方式。在OFDMA方式下,用户的调度基于子带<sup>1)</sup>分配而进行。子带大小考虑到信道的频率选择性。对于某个特定的子带,在该子带内信道状态最好的用户得到该子带的使用权。用户可以占用多个子带进行数据传输。在此为了清楚地说明CSI反馈的思想,仅考虑每个用户仅占用一个子带的情形。用户占用多个子带的情形可以类似得到。另外考虑到信道的时变性及处理的复杂度,用户数据的传输单位并不是OFDM符号而是以物理帧<sup>2)</sup>为单位进行分块传输(packet transmission)。对于本文考虑的叠加反馈方案,CSI的反馈可以连续进行,只要在下次系统调度之前能将CSI反馈至基站,系统将能得到及时调度。

考虑如下系统模型:基站天线数 $M$ ,用户采用单天线发射与接收(用户采用多天线时,根据上行链路采用空分复用(SDM)或发射分集(STBC)方案,相应的CSI反馈方法可以类似得到)。上行链路采用OFDMA方案,即上行链路频谱资源被分成子带(连续的 $N_b$ 个OFDM载波)加以调度,且每个子带均被某个用户单独占用。故在以下分析中仅对某个特定的用户进行分析,且仅考虑一个物理帧作为基本的传输单位( $N_b = 16$ ,  $\text{fl} = 8$ )。基站第 $m$ 根天线接收到的关于该用户的时域信号为

$$y_m(n) = \sum_{i=0}^{L_u} h_{n,i}^m x(n-i) + w_k(n) \quad (1)$$

其中 $h_{n,i}^m$ ,  $i = 0, \dots, L_u$ 表示基站第 $m$ 根天线与某个用户之间上行信道在 $n$ 时刻的第 $i$ 个抽头, $L_u$ 为上行信道阶数, $x(n)$ 为该用户发射的时域序列。考虑一个OFDM数据块,有

$$\mathbf{y}_m \triangleq \begin{bmatrix} y_m(0) \\ \vdots \\ y_m(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{0,0}^m & 0 & 0 & h_{0,L}^m & \cdots & h_{0,1}^m \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1,L-1}^m & \cdots & h_{L-1,0}^m & \ddots & 0 & h_{L-1,L}^m \\ h_{L,L}^m & \cdots & \cdots & h_{L,0}^m & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \cdots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & h_{N-1,L}^m & \cdots & \cdots & h_{N-1,0}^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} + \mathbf{w}_m \triangleq \mathbf{H}_m \mathbf{x} + \mathbf{w}_m \quad (2)$$

中 $N$ 为FFT的点数, $\mathbf{x} \triangleq [x(0) \cdots x(N-1)]^T = \text{ifft}(\mathbf{X}) = \mathbf{F}^H \mathbf{X}$ ,  $\mathbf{X} = [0 \ \tilde{\mathbf{X}}^T \ 0]^T$ 为与该用户对应的发射信号。因此相应的频域接收信号为

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{F} \mathbf{y}_m = \mathbf{F} \mathbf{H}_m \mathbf{F}^H \mathbf{X} + \mathbf{W}_m \quad (3)$$

其中 $\mathbf{W}_m = \mathbf{F} \mathbf{w}_m$ 。由于该用户仅占用可用载波的一部分(一个子带, $N_b$ 个载波),故在该子带内基站第 $m$ 根天线接收到的关于该用户的信号为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_m = \mathbf{E} \mathbf{Y}_m = \mathbf{E} \mathbf{F} \mathbf{H}_m \mathbf{F}^H \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{W}}_m \quad (4)$$

其中 $\mathbf{E} = [\mathbf{0}_{N_b \times \text{shift}} \ \mathbf{I}_{N_b} \ \mathbf{0}_{N_b \times (N-N_b-\text{shift})}]$ 为选择矩阵;shift为该用户占用连续载波的起始频点; $\tilde{\mathbf{W}}_m = \mathbf{E} \mathbf{W}_m$ 。

当信道时不变时, $\mathbf{F} \mathbf{H}_m \mathbf{F}^H$ 为对角矩阵,其对角元素为信道抽头的FFT变换系数;当信道时变时, $\mathbf{F} \mathbf{H}_m \mathbf{F}^H$ 为对角占优矩阵,即对角元相对较大,而非对角元近似为零,非对角元的大小取决于信道的变化快慢。记 $\mathbf{E} \mathbf{F} \mathbf{H}_m \mathbf{F}^H = (\tilde{\mathbf{H}}_{m,0} \ \tilde{\mathbf{H}}_m \ \tilde{\mathbf{H}}_{m,1})$ ,进一步化简式(4)可得

$$\tilde{\mathbf{Y}}_m = (\tilde{\mathbf{H}}_{m,0} \ \tilde{\mathbf{H}}_m \ \tilde{\mathbf{H}}_{m,1}) \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{X}} \\ 0 \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{W}}_m = \tilde{\mathbf{H}}_m \tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{W}}_m \quad (5a)$$

虽然该用户在所考虑的子带之外不发射数据,但其它用户却利用这些子带传输数据(OFDMA的基本思想)。若考虑子带间干扰(多用户之干扰),式(5a)应该进一步完善为下式:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_m = (\mathbf{H}_{m,1} \ \tilde{\mathbf{H}}_m \ \mathbf{H}_{m,2}) \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \tilde{\mathbf{X}} \\ \mathbf{X}_2 \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{W}}_m \\ = \tilde{\mathbf{H}}_m \tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{H}_{m,1} \mathbf{X}_1 + \mathbf{H}_{m,2} \mathbf{X}_2 + \tilde{\mathbf{W}}_m \quad (5b)$$

其中 $\mathbf{H}_{m,1}$ ,  $\mathbf{H}_{m,2}$ 是由于信道时变而带来的其它用户在该用户子带内的信道频响; $\mathbf{X}_1$ ,  $\mathbf{X}_2$ 为其它用户(在其它子带内)的数据。由式(5b)可见,此时基站接收的信号中包含了由于信道时变而带来的ICI,包括子带内的干扰(由于 $\tilde{\mathbf{H}}_m$ 为对角阵占优矩阵)及子带间干扰(上式中的第2,3项)。联合考虑基站所有接收天线,基站对应于某个用户的接收信号为

$$\tilde{\mathbf{Y}} \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{Y}}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1 \\ \tilde{\mathbf{H}}_2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_M \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,0} & \mathbf{H}_{1,1} \\ \mathbf{H}_{2,0} & \mathbf{H}_{2,1} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{M,0} & \mathbf{H}_{M,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{W}}_M \end{bmatrix} \quad (6)$$

一般在移动端低速运动时,可以忽略子带间干扰(上式中的第2项)而仅考虑由于时变而带来的子带内干扰。

以上收发模型仅考虑了一个OFDM符号,由于实际系统中的信号传输均以物理帧( $N_b \times \text{fl}$ 频时块)进行块传输,故有必要对一个帧内的发射数据进行分析。一个频时块内的数据是由用户上行信息序列和下行CSI信息构成,信息序列的帧结构相对简单,由一个 $N_b \times \text{fl}$ 的码元块组成,每个OFDM符号周期发射其中一列。下面主要对一个帧内的CSI帧结构进行分析。

显然,一个物理帧内总的数据量为 $T = N_b \times \text{fl}$ 个码元。设在一个物理帧内需要上传的CSI为 $1 \times K$ 维复数向量 $\mathbf{G}$ (接收端估计出的下行信道信息,未量化也未编码),在叠

<sup>1)</sup>通常为处理上的简单,将连续16个子载波定义为一个子带。在一个子带内的系统频响可以认为基本不变。

<sup>2)</sup>物理帧定义为一个子带在连续8个OFDM符号周期所形成的数据块,即 $N_b \times \text{fl} = 16 \times 8$ 的频时块。

加上传之前, 先将 CSI 扩频成长度为  $T$  的序列, 即

$$\mathbf{P}_{1 \times T} = \mathbf{G}\mathbf{U}^H \quad (7)$$

其中  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{T \times K}$  是  $T \times T$  维酉阵的某  $K$  列, 即  $\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_K$ 。扩频可以部分地降低模拟传输的信号峰均比(PAPR), 提高用户信息序列的检测性能。由于上传的 CSI 数量为  $K$ , 而扩频后的长度为  $T = N_b \times \text{fl}$ , 故经过扩频后,  $K$  个 CSI 的能量将被“均匀”分布于扩频后的数据序列之中。

经过扩频处理后的 CSI 被分配一定的能量后, 重新排列形成  $N_b \times \text{fl}$  数据块, 即

$$\tilde{\mathbf{P}} = \text{reshape}(\mathbf{P}_{1 \times T}, N_b, \text{fl}) \quad (8)$$

并与上行用户信息序列按一定能量比例叠加后发射。实际一个帧内发射的信号为

$$\tilde{\mathbf{X}}[1, \dots, \text{fl}] = \sqrt{1 - \rho} \mathbf{S}[1, \dots, \text{fl}] + \sqrt{\frac{\rho T}{K}} \tilde{\mathbf{P}} \quad (9)$$

其中  $\mathbf{S}[1, \dots, \text{fl}]$  为  $\text{fl}$  个 OFDM 符号周期内用户上传的信息序列, 每个 OFDM 符号周期上传其中一列 ( $N_b \times 1$  维矢量);  $\rho$  为分配给  $K$  个 CSI 符号的能量。假设用户上传信息序列及 CSI 满足独立同分布、零均值、单位方差, 可以检验, 实际发射信号在一个时频块内的能量为  $N_b \times \text{fl}$ 。

### 3 发射信号的相关检测

考虑到实际应用中上行信道信息需要通过导频加以估计, 在此为了简化分析, 同时部分考虑信道估计的影响, 本文采用一个 OFDM 符号内信道的平均值做相干解调。虽然用户数据以  $N_b \times \text{fl}$  的频时块进行分块传输, 但接收端仍以 OFDM 符号为单位进行用户信息序列的恢复及 CSI 的估计。

设在第  $l$  个 OFDM 符号内第  $m$  根天线对应的上行信道的平均值为  $\bar{h}_m(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_m(lN + n)$ , 其中  $h_m(n) = (h_{n,0}^m$

$h_{n,1}^m \dots h_{n,L_m}^m)^T$ 。对此平均信道系数补零, 并进行 FFT 变换, 可以得到用户在第  $l$  个 OFDM 符号内的平均信道响应  $\bar{\mathbf{H}}_m$ 。由于以 OFDM 符号为单位进行 CSI 估计及信息序列恢复, 为简洁起见暂时将 OFDM 块索引  $l$  省去。所有  $M$  根天线在用户所占子带内的第  $d$  个载波上的平均信道响应为

$$\mathcal{H}_d \triangleq [\bar{\mathbf{H}}_1(d + \text{shift}) \bar{\mathbf{H}}_2(d + \text{shift}) \dots \bar{\mathbf{H}}_M(d + \text{shift})]^T \quad (10)$$

而由式(6), 此载波上的接收信号为

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_d &\triangleq \tilde{\mathbf{Y}}(d : N_b : M \cdot N_b) \\ &= \tilde{\mathcal{H}}_d \tilde{\mathbf{X}}(d) + \tilde{\mathbf{H}}_d \tilde{\mathbf{X}}_d + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,0}(d,:) & \mathbf{H}_{1,1}(d,:) \\ \mathbf{H}_{2,0}(d,:) & \mathbf{H}_{2,1}(d,:) \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{M,0}(d,:) & \mathbf{H}_{M,1}(d,:) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_1(d) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{W}}_M(d) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

其中  $\tilde{\mathcal{H}}_d \triangleq [\tilde{\mathbf{H}}_1(d, d + \text{shift}) \tilde{\mathbf{H}}_1(d, d + \text{shift}) \dots \tilde{\mathbf{H}}_1(d, d +$

$\text{shift})]^T$ ;  $\tilde{\mathbf{H}}_d$  为子带内的干扰矩阵, 是由  $M \times N$  维矩阵  $(\tilde{\mathbf{H}}_1(d,:) \tilde{\mathbf{H}}_2(d,:) \dots \tilde{\mathbf{H}}_M(d,:))^H$  去掉第  $d + \text{shift}$  列形成的;  $\tilde{\mathbf{X}}(d)$  为该用户在第  $d$  个载波上传的数据;  $\tilde{\mathbf{X}}_d$  为该用户在子带内除了第  $d$  个载波以外所上传的数据; 第 2, 3, 4 项分别为子带内干扰、子带间干扰和噪声。

利用  $\mathcal{H}_d$  进行相干解调可得:

$$\hat{\tilde{\mathbf{X}}}(d) = \mathcal{H}_d^H \mathcal{Y}_d / \|\mathcal{H}_d\|^2 = \mathcal{H}_d^H \tilde{\mathcal{H}}_d \tilde{\mathbf{X}}(d) / \|\mathcal{H}_d\|^2 + \mathcal{I} + \mathcal{N} \quad (12)$$

式(12)中的干扰项包括了子带内部干扰及子带间干扰(多用户干扰)。

### 4 迭代的 CSI 估计与信息序列检测

迭代估计与检测的思想是: 首先将 CSI 当作干扰, 粗略估计出信息序列, 并用此信息做干扰消除, 达到 CSI 的估计; 之后, 从接收信号中消除由于 CSI 带来的干扰, 从而达到更高精度的信息序列的估计。CSI 的估计与信息序列的检测相辅相成, 高精度的 CSI 的估计能够带来低误码率的信息序列检测性能; 而低误码率的信息序列检测性能也能够带来高精度的 CSI 的估计。当用户信息序列被准确恢复后, CSI 的估计性能相当于一个 CDMA 系统的性能, 由于扩频的作用, 即使 CSI 分配的能量很低, 其反馈精度也大大高于 TDMA 反馈模式下 CSI 的性能。迭代方案的具体步骤为

(1) 得到  $\hat{\tilde{\mathbf{X}}}(d)$  后, 先将 CSI 做为干扰项, 对信息序列进行检测, 即

$$\mathbf{S}(d) = \text{dec} \left\{ \hat{\tilde{\mathbf{X}}}(d) / \sqrt{1 - \rho} \right\} \quad (13)$$

(2) 从接收信号中消除信息序列的影响, 并得到扩频后 CSI 在该频点上的 LS 估计, 即

$$\hat{\tilde{\mathbf{P}}}_{\text{LS}}(d) = [\mathcal{H}_d^H \mathcal{H}_d]^{-1} \mathcal{H}_d^H \mathcal{Y}_{\text{csi}} / \sqrt{T\rho/K} \quad (14)$$

$$\mathcal{Y}_{\text{csi}} = \mathcal{Y}_d - \sqrt{1 - \rho} \mathcal{H}_d \hat{\tilde{\mathbf{S}}}(d) \quad (15)$$

(3) 对一个帧内所有时频点按步骤(2)得到扩频后 CSI 的估计值, 即  $N_b \times \text{fl}$  维矩阵  $\hat{\tilde{\mathbf{P}}}_{\text{LS}}$ ;

(4) 将  $\hat{\tilde{\mathbf{P}}}_{\text{LS}}$  拉直成一个长为  $T = N_b \times \text{fl}$  的矢量, 对其解扩得到上传 CSI 的估计, 即  $\hat{\mathbf{G}} = \text{vec}(\hat{\tilde{\mathbf{P}}}_{\text{LS}}) \mathbf{U}$ ;

(5) 利用估计出来的 CSI 做干扰抵消:

(a) 对  $\hat{\mathbf{G}}$  做扩频处理, 同时将其分配到时频块中, 即  $\hat{\tilde{\mathbf{P}}}_{\text{iter}} = \text{reshape}(\hat{\mathbf{G}} \mathbf{U}^H, N_b, \text{fl})$ ;

(b) 对一个帧内的所有  $\text{fl}$  个符号周期, 从接收信号中消除由于 CSI 带来的干扰

$$\mathcal{Y}_{\text{iter}} = \mathcal{Y}_d - \sqrt{T\rho/K} \mathcal{H}_d \hat{\tilde{\mathbf{P}}}_{\text{iter}}(d), \quad d = 1, \dots, N_b \quad (16)$$

将式(12)中的  $\mathcal{Y}_d$  换成式(16)中的  $\mathcal{Y}_{\text{iter}}$ , 对干扰抵消后的接收信号进行相关接收, 并在迭代次数内返回步骤(1)。

### 5 仿真结果

本文针对 3GPP2 的系统要求进行相关的仿真。由于与用户对应的下行信道信息包含  $M \times (L_d + 1)$  个抽头信息, 故有必要将这些 CSI 信息进行某种处理并在一个反馈周期内(6 个物理帧)传递至基站。若在一个物理帧内上传的 CSI 数量

为  $2 \times M$ ，则在一个反馈周期内(5.5ms)可以上传  $12 \times M$  的 CSI(即 12 径)，这基本能够满足实际场景的需要(典型场景的信道抽头数为 6)。具体仿真参数为：基站天线数  $M = 4$ ，移动端单天线；系统载频 2GHz，系统带宽 5MHz，上行信道抽头数取 6，OFDM 载波数为 512，上行用户信息序列采用 4QAM 调制。仿真仅考虑在一个物理帧内信息序列的检测性能及 CSI 的反馈精度。由于基站下发的导频被小区内的所有用户所共用，导频的功率相对较大，故可以认为下行信道信息能够在移动端准确得到。CSI 的反馈精度采用归一化标准均方误差(NRMSE)作为准则，即

$$\text{NRMSE} = \frac{1}{\|\mathbf{G}\|} \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \|\hat{\mathbf{G}}^{(j)} - \mathbf{G}\|^2} \quad (17)$$

$J$  为 Monte Carlo 仿真次数。所有仿真中信息序列的检测性能均为未编码性能时的 SER 性能。每个参数配置下 Monte Carlo 仿真次数在 15000 次以上，且迭代次数均设置为 3 次。作为参考，仿真中也给出了同等参数配置及信道条件下，只传上行信息序列时的 SER 性能曲线，当然此时不能反馈 CSI。

图 1(a)给出移动端在低速 3km/h， $\rho = 0.1$  及  $K = 8$  时 CSI 的反馈精度及 SER 性能。由图可见，迭代处理带来很大的性能增益，尤其是第 1 次迭代处理(即图中标出的“SER 2#”及“mse 2#”)。当  $\rho = 0.1$  时，叠加 CSI 上传时的 SER 性能损失在中低信噪比均小于 0.7dB，而 CSI 的反馈精度在 17dB 左右时达到 0.1 的标准差(即方差为  $10^{-2}$ )。

图 1(b)给出了移动端在中速 30km/h， $\rho = 0.2$  及  $K = 4$  时 CSI 的反馈精度及 SER 性能。由图可见，在 12dB 左右时，CSI 的反馈精度就可以达到 0.1 的标准差，而 SER 的性能损失在  $10^{-2}$  数量级时仅为 1.2dB 以内。可见，反馈量的减小会带来 CSI 反馈精度及 SER 性能的提高。另外， $\rho$  的增加在一定程度上可以提高 CSI 的反馈精度。但如果  $\rho$  过大反而会带来负面影响，因为此时上行信息序列的检测性能将会大大

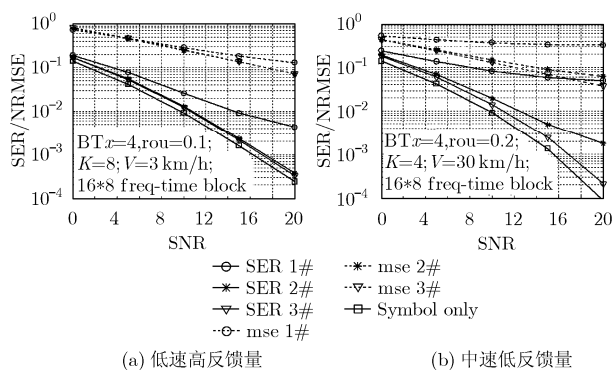


图 1 反馈精度及 SER 性能曲线

下降，从而严重影响迭代的性能。

## 6 结束语

本文提出一种用于 OFDMA 框架下的基于叠加信息序列的下行信道信息直接反馈方法。该方法不需要为下行信道信息的反馈提供额外的系统资源(时间或频带)，故有较高的频谱利用率，同时还能够在保证精度的前提下将下行信道信息快速地反馈至发射端。仿真结果表明，这种上行传输方案有较高的反馈精度。

## 参考文献

- [1] Viswanath P, Tse D N C, and Laroia R. Opportunistic beamforming using dumb antennas[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2002, 48(6): 1277-1294.
- [2] Love D J and Heath R W Jr. Multi-mode precoding using linear receivers for limited feedback MIMO systems[C]. *International Conference on Communications Proceedings*, Paris, France, June 20-24, 2004: 448-452.
- [3] Love D J and Heath R W Jr. Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2005, 51(8): 2967-2976.
- [4] Marzetta T L and Hochwald B M. Fast transfer of channel state information in wireless systems[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(4): 1268-1278.
- [5] Thomas T A, Baum K L, and Sartori P. Obtaining channel knowledge for closed-loop multi-stream broadband MIMO-OFDM communications using direct channel feedback[C]. *IEEE Global Communications Conference Proceedings*, St Louis, Mo, USA, Nov. 28-Dec. 2, 2005: 3907-3911.
- [6] Samardzija D and Mandayam N. Unquantized and uncoded channel state information feedback on wireless channels[C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference Proceedings*, New Orleans, LA, USA, Mar. 13-17, 2005: 1059-1065.
- [7] Xu D, Huang Y, and Yang L. Feedback of downlink channel state information based on superimposed coding[J]. *IEEE Communications Letters*, 2007, 11(3): 240-242.

许道峰：男，1977 年生，博士生，研究方向为 MIMO 通信系统中的信号处理、多用户系统信号处理。

黄永明：男，1977 年生，博士，研究方向为无线通信中的空时信号处理。

杨绿溪：男，1964 年生，教授，博士生导师，主要研究方向为通信信号处理、MIMO 通信中的空时信号处理、盲信号处理与分布式信号处理。