

有频偏的 OFDM 信号的抗干扰迭代式接收机

吴莉莉^① 尚勇^② 梁斌^③ 廖桂生^①

^①(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

^②(北京大学信息科学与技术学院 北京 100871)

^③(新疆石河子大学信息工程学院 石河子 832003)

摘要 针对受到共信道干扰的有频率偏移的 OFDM 信号, 该文提出了一种接收机, 其基本思想是先做干扰抑制, 再做频偏估计。仿真实验证实了该文提出的接收机具有良好的性能。

关键词 共信道干扰, 频率偏移, OFDM, 波束形成, 迭代处理

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2103-04

An Iterative Receiver for OFDM Signal with Frequency Offset and Cochannel Interference

Wu Li-li^① Shang Yong^② Liang Bin^③ Liao Gui-sheng^①

^①(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(School of Electronics Engineering and Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China)

^③(Shihezi University, Shihezi 832003, China)

Abstract In this paper, a receiver is proposed for the OFDM signal with CoChannel Interference (CCI) and frequency offset. The basic idea is to perform interference suppression before frequency offset estimate. Computer simulations verify the effectiveness of the proposed receiver.

Key words Cochannel interference, Frequency offset, OFDM, Beamformer, Iterative structure

1 引言

OFDM 是实现宽带高速通信的一种有效技术, 在未来的高速移动通信和卫星通信中将是一种主要的信号调制技术, 它不仅具有较好的抗多径衰落性能, 而且还简化了接收端的均衡器设计。由于 OFDM 的特殊调制方式, 与单载波传输相比, OFDM 对频率偏移更敏感。频率偏移主要是由下面两个因素引起的: 收发装置之间的相对移动所造成的多普勒频移, 以及收发设备的本振的频率漂移所引起的频率差异。频率偏移会破坏 OFDM 的子载波之间的正交性, 引起载波间干扰(ICI), 从而降低系统的检测性能。本文主要考虑由于收发本振的频率差异所引起的频率偏移(简称为频偏)。提出一种新的 OFDM 接收机设计方法。为了在频偏未知的条件下抑制干扰, 提出在发射端为每个用户分配一个扩频序列, 并对该用户的信号在时域进行扩频, 这样, 只要在接收端对接收数据做一定的排列, 仅仅利用各用户的扩频序列这一信息, 就可以做波束形成以抑制 CCI。对接收信号进行干扰抑制之后, 根据训练序列就能够得到期望用户频偏和信道的最小二乘(LS)估计。为了减少由于有限快拍带来的性能损失, 我们用估计出的频偏和信道参数对期望信号进行重构, 再从接收信号中减掉重构的期望信号。本文方法与文献[1]本质不同之处

在于, 后者研究的系统是在频域进行扩频的, 而本文的方法则在时域扩频, 相比之下带来的好处是: 接收端不需要已知多径时延的信息。本文的具体内容安排如下: 第 2 节给出信号模型; 第 3 节提出一种基于波束形成的迭代式 OFDM 接收机; 仿真结果及结论分别在第 4、5 节中给出。

2 信号模型

考虑一个具有 N 个正交子载波的 OFDM 系统, 有 U 个用户同时与基站进行通信。如图 1 所示, 系统在时域为第 u 个用户分配一个周期为 M 的扩频序列 $\{c_u(m)\}_{m=0}^{M-1}$, $\{D_u(n)\}_n$ 表示第 u 个用户发射的比特序列, 将连续的 N 个比特划分为一组(这 N 个比特称为一个符号)进行串/并转换, $D_u^{(k)}(n)$ 表示第 u 个用户发送的第 k 个符号中的第 n 个比特。

数据经过脉冲响应为 $h_u(n)$ 的信道被传送到接收端。接收端去掉 CP 之后, 按照传输速率采样, 得到式(1)所

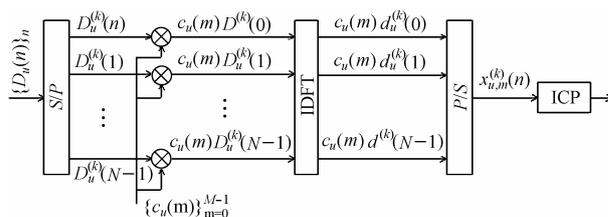


图 1 发射信号的基带模型

Fig.1 Base band model of the signal transmitted

2005-03-08 收到, 2005-09-07 改回

国家自然科学基金(60302006, 60462002)资助课题

示的接收信号

$$r_{u,m}^{(k)}(n) = x_{u,m}^{(k)}(n) \otimes h_u(n), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中 \otimes 为循环卷积。并定义

$$s_u^{(k)}(n) \triangleq d_u^{(k)}(n) \otimes h_u(n) = \text{IDFT}\{D_u^{(k)}(n)H_u(n)\}, \\ n = 0, 1, 2, \dots, N-1; \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (2)$$

其中 $H_u(n)$ 是 $h_u(n)$ 的 DFT。

接收信号的帧结构如图 2 所示。

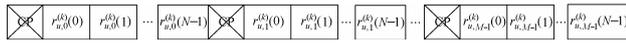


图 2 接收信号的帧结构

Fig.2 Frame structure of the signal received

按照矢量形式可以得到下面的接收信号模型:

$$\mathbf{r}^{(k)}(n) \triangleq \begin{bmatrix} r_0^{(k)}(n) \\ r_1^{(k)}(n) \\ \vdots \\ r_{M-1}^{(k)}(n) \end{bmatrix} \\ = \sum_{u=1}^U \mathbf{a}_u s_u^{(k)}(n) \exp\{j2\pi f_u [n + kM(N + N_g)]\} + \mathbf{v}^{(k)}(n) \\ n = 0, 1, 2, \dots, N-1; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

这里, $\mathbf{v}^{(k)}(n)$ 表示功率为 σ^2 的加性白噪声。式(3)中使用了下面的两个定义:

$$\mathbf{a}_u = [c_u(0), c_u(1) \exp[j2\pi(N + N_g)f_u], \dots, \\ c_u(M-1) \exp[j2\pi(M-1)(N + N_g)f_u]]^T \\ \mathbf{v}^{(k)}(n) = [v_0^{(k)}(n), v_1^{(k)}(n), \dots, v_{M-1}^{(k)}(n)]^T$$

不难看出, 式(3)与我们所熟悉的阵列信号模型具有相同的形式。这里, 我们称 \mathbf{a}_u 是第 u 个用户的导向矢量。下面, 在多用户干扰与频率偏移共存的情况下, 我们将给出一种接收机的设计方案。

3 基于波束形成的迭代式 OFDM 接收机

3.1 基于波束形成的干扰抑制

不妨假设第 1 个用户是期望用户, 其余的为干扰用户。将式(3)写成下面的形式。

$$\mathbf{r}^{(k)}(n) = \underbrace{\mathbf{a}_1 s_1^{(k)}(n) \exp\{j2\pi f_1 [n + kM(N + N_g)]\}}_{s^{(k)}(n)} \\ + \sum_{u=2}^U \underbrace{\mathbf{a}_u s_u^{(k)}(n) \exp\{j2\pi f_u [n + kM(N + N_g)]\}}_{i^{(k)}(n)} + \mathbf{v}^{(k)}(n) \\ = s^{(k)}(n) + \mathbf{i}^{(k)}(n) + \mathbf{v}^{(k)}(n) \quad (4)$$

由于不同用户发送的数据序列是零均值、相互独立的随机过程, 而且它们与背景噪声相互独立。所以, 接收信号的自相关矩阵可以写成

$$\mathbf{R}_r \triangleq E\left\{\left[\mathbf{r}^{(k)}(n)\right] \left[\mathbf{r}^{(k)}(n)\right]^H\right\} = \sum_{u=1}^U P_u \mathbf{a}_u \mathbf{a}_u^H + \sigma^2 \mathbf{I} = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_{iv} \quad (5)$$

其中

$$P_u = E\left[\left|s_u^{(k)}(n)\right|^2\right] \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_{iv} \triangleq E\left\{\left[\mathbf{i}^{(k)}(n) + \mathbf{v}^{(k)}(n)\right] \left[\mathbf{i}^{(k)}(n) + \mathbf{v}^{(k)}(n)\right]^H\right\} \quad (7)$$

$$\mathbf{R}_s \triangleq E\left\{\left[\mathbf{s}^{(k)}(n)\right] \left[\mathbf{s}^{(k)}(n)\right]^H\right\} = P_1 \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H \quad (8)$$

对相关矩阵 \mathbf{R}_r 做特征分解, 按照特征值由大到小的顺序进行排列: $\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3 > \dots > \lambda_U > \lambda_{U+1} = \lambda_{U+2} = \dots = \lambda_M$, 后 $(M-U)$ 个小特征值所对应的特征矢量构成了噪声子空间的一组基底 $\mathbf{U}_n = [\mathbf{e}_{M-U+1}, \mathbf{e}_{M-U+2}, \dots, \mathbf{e}_M]$ 。并且, 有下面的关系成立

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}_u = 0, \quad u = 1, 2, \dots, U \quad (9)$$

在接收端, 每个用户的扩频序列是已知的, 那么, 第 u 个用户的导向矢量 \mathbf{a}_u 完全决定于一个参数——归一化频偏 f_u 。我们注意到

$$\exp[j2\pi(N + N_g)f_u] \\ = \exp\{j2\pi(N + N_g)[f_u + k/(N + N_g)]\}, \quad k \text{ 是整数} \quad (10)$$

可见, 即使根据式(9)在 f_u 的取值范围内进行一维搜索, 也不能给出频偏的唯一估计。所以, 这里不能用类似于 MUSIC 那样的谱搜索的方法得到频偏估计。

我们引入一个新的参数 z , 它在单位圆上, 并且与期望用户的频偏 f_1 有下面的关系

$$z = \exp[j2\pi(N + N_g)f_1] \quad (11)$$

那么, 用户 1 的导向矢量也可以写成

$$\mathbf{a}_1(z) \triangleq [c_1(0), zc_1(1), z^2c_1(2), \dots, z^{M-1}c_1(M-1)]^T \quad (12)$$

这样, 只要能够估计出 z , 那么就可以确定 \mathbf{a}_1 。根据式(14), 我们有

$$\hat{z} = \arg \max_{\|z\|=1} \frac{1}{\|\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}_1(z)\|^2} \quad (13)$$

估计出使上式取值最大的参数 z 之后, 将它代入式(12), 就估计出期望用户的导向矢量 \mathbf{a}_1 , 进而, 我们利用 \mathbf{a}_1 的信息做波束形成以进行干扰抑制。根据线性约束最小方差(LCMV)准则, 波束形成的最佳权矢量 \mathbf{w} 满足下面的关系:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_r \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a}_1 = 1 \quad (14)$$

它的解是

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{a}_1}{\mathbf{a}_1^H \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (15)$$

另外, 将式(8)代入式(5), 并使用矩阵求逆引理得到:

$$\mathbf{R}_r^{-1} = \mathbf{R}_{iv}^{-1} - P_1 \frac{\mathbf{R}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{R}_{iv}^{-1}}{1 + P_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{R}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15), 不难推出下面的结果。

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1}{\mathbf{a}_1^H \mathbf{R}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (17)$$

这表明: 如果准确已知相关矩阵的理论值, 那么, 用干扰加噪声的相关矩阵 \mathbf{R}_{iv} 代替式(15)中的接收信号的相关矩阵 \mathbf{R}_r , 能够得到完全相同的权向量。

3.2 频偏、信道的估计

前面已经给出了干扰抑制的方法,它完全不需要知道频偏的值。对接收数据做波束形成后,可以认为输出已经不包含干扰用户的信息,于是我们有

$$\begin{aligned} y(n, k) &= \mathbf{W}^H \mathbf{r}^{(k)}(n) \\ &\approx s_1^{(k)}(n) \exp\{j2\pi f_1[n + kM(N + N_g)]\} + \tilde{v}(n, k) \\ n &= 0, 1, 2, \dots, N-1; \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\tilde{v}(n, k) \triangleq \mathbf{W}^H \mathbf{v}^{(k)}(n)$ 。

假设信道脉冲响应的长度是 L , 定义

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(k)} &\square [y(0, k), y(1, k), \dots, y(N-1, k)]_{N \times 1}^T, \\ \mathbf{d}^{(k)} &\triangleq \begin{bmatrix} d_1^{(k)}(0) & d_1^{(k)}(N-1) & \dots & d_1^{(k)}(N-L+1) \\ d_1^{(k)}(1) & d_1^{(k)}(0) & \dots & d_1^{(k)}(N-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_1^{(k)}(N-1) & d_1^{(k)}(N-2) & \dots & d_1^{(k)}(N-L) \end{bmatrix}_{N \times L}, \\ \mathbf{h} &\square [h_1(0), h_1(1), \dots, h_1(L-1)]^T, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi}(f) &\square \text{diag}[1, \exp(j2\pi f), \exp(j2\pi \cdot 2f), \dots, \exp(j2\pi(N-1)f)], \\ \tilde{\mathbf{v}}(n) &\square [\tilde{v}(0, k), \tilde{v}(1, k), \dots, \tilde{v}(N-1, k)]_{N \times 1}^T. \end{aligned}$$

注意到式(2), 可以把式(18)写成下面的矩阵形式

$$\mathbf{y}^{(k)} = \exp[j2\pi kM(N + N_g)f_1] \tilde{\varphi}(f_1) \mathbf{d}^{(k)} \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{v}}(n) \quad (19)$$

我们可以利用发射的 K 个训练符号, 得到归一化频偏 f_1 与信道 \mathbf{h} 的最小二乘(LS)估计

$$\begin{aligned} \{\hat{f}_1, \hat{\mathbf{h}}\} &= \arg \min_{f_1 \in [-0.5, +0.5], \mathbf{h}} J(f_1, \mathbf{h}) \\ &= \arg \min_{f_1 \in [-0.5, +0.5], \mathbf{h}} \sum_{k=0}^{K-1} \|\mathbf{y}^{(k)} - \exp[j2\pi kM(N + N_g)f_1] \tilde{\varphi}(f_1) \mathbf{d}^{(k)} \mathbf{h}\|^2 \end{aligned} \quad (20)$$

由于旋转因子具有周期性, 为了保证能够得到唯一的频偏估计, 这里假设归一化频偏的取值范围是 $[-\frac{1}{2}, +\frac{1}{2}]$ 。

定义

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &\triangleq [\mathbf{y}(0), \mathbf{y}(1), \dots, \mathbf{y}(K-1)]_{NK}^T \\ \mathbf{d} &= [\mathbf{d}^{(0)}, \mathbf{d}^{(1)}, \dots, \mathbf{d}^{(K-1)}]_{NK \times L}^T \\ \mathbf{F} &\square \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \\ \exp\{j2\pi M(N + N_g)f_1\} \mathbf{I}_N \\ \vdots \\ \exp\{j2\pi M(N + N_g)(K-1)f_1\} \mathbf{I}_N \end{bmatrix}_{NK \times NK} \\ \boldsymbol{\varphi} &= \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}(f_1) \\ \tilde{\varphi}(f_1) \\ \vdots \\ \tilde{\varphi}(f_1) \end{bmatrix}_{NK \times NK} \end{aligned}$$

则式(20)中的目标函数可以写成矩阵形式:

$$J(f, \mathbf{h}) = \|\mathbf{Y} - \mathbf{F}(f) \boldsymbol{\varphi}(f) \mathbf{d} \mathbf{h}\|^2 \quad (21)$$

对上式中的参数进行联合寻优涉及到多维优化问题。我们把它分解成一维优化问题近似求解。固定 f , 使式(21)取值最

小的信道响应矢量是

$$\mathbf{h} = (\mathbf{d}^H \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^H \boldsymbol{\varphi}^H(f) \mathbf{F}^H(f) \mathbf{Y} \quad (22)$$

把式(22)代入式(21), 得到只与频偏 f 有关的目标函数。

$$J = \|\mathbf{Y} - \mathbf{F}(f) \boldsymbol{\varphi}(f) \mathbf{P}_d \boldsymbol{\varphi}^H(f) \mathbf{F}^H(f) \mathbf{Y}\|^2 \quad (23)$$

上式中定义 $\mathbf{P}_d \square \mathbf{d}(\mathbf{d}^H \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^H$ 。使式(23)取值最小的参数 f 就是频偏的估计, 然后将它代入式(22), 就得到了信道 \mathbf{h} 的估计。

3.3 提高波束形成的收敛速度

实际中, 只能用有限长的接收数据估计接收信号的相关矩阵, 即用时间平均代替统计平均

$$\hat{\mathbf{R}}_r \square \frac{1}{NK} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} [\mathbf{r}^{(k)}(n)] [\mathbf{r}^{(k)}(n)]^H \quad (24)$$

根据式(15), 用 $\hat{\mathbf{R}}_r$ 估计的波束形成的权向量是

$$\hat{\mathbf{W}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}_r^{-1} \mathbf{a}_1}{\mathbf{a}_1^H \hat{\mathbf{R}}_r^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (25)$$

定义 $\hat{P}_1 \square \frac{1}{NK} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} |s_1^{(k)}(n)|^2$, 那么, 期望信号的自相关矩阵的估计是 $\hat{\mathbf{R}}_s = \hat{P}_1 \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H$ 。同时, 由于有限快拍的影响, 即使期望信号与干扰加噪声是相互统计独立的随机过程, 它们的互相关矩阵的估计也不为零, 如果我们记 $\mathbf{g} \square \frac{1}{NK}$

$\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} s_1^{(k)*}(n) \exp\{-j2\pi f_1[n + kM(N + N_g)]\} [\mathbf{i}^{(k)}(n) + \mathbf{v}^{(k)}(n)]$, 那么, 互相关矩阵的估计可以写成 $\hat{\mathbf{R}}_{s,iv} = \mathbf{a}_1 \mathbf{g}^H + \mathbf{g} \mathbf{a}_1^H$ 。这样, 用有限快拍估计的接收信号的相关矩阵可以写成

$$\hat{\mathbf{R}}_r = \hat{\mathbf{R}}_s + \hat{\mathbf{R}}_{iv} + \hat{\mathbf{R}}_{s,iv} \quad (26)$$

其中 $\hat{\mathbf{R}}_{iv}$ 表示估计的干扰加噪声的自相关矩阵。

下面, 我们定义

$$\mathbf{b} = \hat{P}_1^{\frac{1}{2}} \mathbf{a}_1 + \hat{P}_1^{-\frac{1}{2}} \mathbf{g} \quad (27)$$

$$\mathbf{D} = \hat{\mathbf{R}}_{iv} - \hat{P}_1^{-1} \mathbf{g} \mathbf{g}^H \quad (28)$$

那么, 估计的接收信号的相关矩阵又可以写成

$$\hat{\mathbf{R}}_r = \mathbf{D} + \mathbf{b} \mathbf{b}^H \quad (29)$$

对上式使用矩阵求逆引理, 有

$$\hat{\mathbf{R}}_r^{-1} = \mathbf{D}^{-1} - \mathbf{D}^{-1} \mathbf{b} (\mathbf{b}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{b} + 1)^{-1} \mathbf{b}^H \mathbf{D}^{-1} \quad (30)$$

同样地, 对式(28)使用矩阵求逆引理有

$$\mathbf{D}^{-1} = \hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} + \frac{\hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} \mathbf{g} \mathbf{g}^H \hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1}}{\hat{P}_1 - \mathbf{g}^H \hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} \mathbf{g}} \quad (31)$$

把式(31)代入式(30), 并根据式(25), 我们有:

$$\hat{\mathbf{W}} = \frac{1}{\mathbf{a}_1^H \hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1} \hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1 - \left[\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H}{\mathbf{a}_1^H \hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} \mathbf{a}_1} \right] \hat{\mathbf{R}}_{iv}^{-1} \mathbf{g} \quad (32)$$

注意到式(17), 显然, 式(32)右边的第 1 项是最佳权向量的估计, 它正是我们所期望得到的, 而第 2 项是扰动分量, 它是由于在有限快拍的情况下, 信号与干扰的互相关矩阵非零而产生的。由于有限快拍的影响, 波束形成的性能会有损失, 这被称为慢收敛现象, 也被称作信号相消。为了提高收敛速度, 只要使信号与干扰的互相关矩阵接近零就可以了。当然, 快拍数越多, 估计的互相关就越小, 但是在观测时间及采样

速率确定的情况下,不可能增加快拍数目。其实,只要从接收信号中除掉期望信号,那么就有 $\hat{\mathbf{R}}_{s,iv} = \mathbf{0}$ 。这提示我们使用下面的迭代处理来解决信号相消问题,即根据第 j 次迭代的结果估计并重构期望信号,并在第 $j+1$ 次迭代时从接收信号中减掉期望信号,以估计干扰加噪声的自相关矩阵,用它求波束形成的权向量。后面的实验结果将表明,2~3次迭代后已得到很好的效果。

4 仿真实验

在仿真实验中,OFDM的载波数 $N=64$,循环前缀的长度 $N_g=10$,使用扩频增益为 $M=31$ 的Gold序列对用户信号在时域进行扩频。每个用户到达接收端的无线信道是相互独立的,信道响应的长度 $L=3$ 。随机地产生复的信道脉冲响应向量,并对它进行归一化处理,亦即使它的模为1。所有用户发射的信号都使用BPSK调制,并且每个用户的归一化频偏都落在区间 $[-0.5,+0.5]$ 上。第1个用户是期望用户,其余用户被看作干扰用户。这里,所有干扰用户的发射功率都相同。我们用输出信干噪比(SINR)作为性能指标。波束形成后,即干扰抑制之后,输出SINR是

$$\text{SINR}_{\text{out}} = \frac{P_1 |\mathbf{W}^H \mathbf{a}_1|^2}{\sum_{u=2}^U P_u |\mathbf{W}^H \mathbf{a}_u|^2 + \sigma^2 \mathbf{W}^H \mathbf{W}} \quad (33)$$

同样地,输入信噪比定义为 $\text{SNR}_{\text{in}} = P_1/\sigma^2$,输入信干比定义为 $\text{SIR}_{\text{in}} = P_1/P_u$, $u=2,\dots,U$ 。导频信号由2个符号构成,即 $K=2$ 。我们用500次独立的蒙特卡罗实验来计算一个 SINR_{out} 值,每次实验使用不同的信道及发射数据。为了便于评价本文方法的性能,我们还人为地从接收信号中去掉了真实的期望信号,用完全不包含期望信号的数据来估计噪声加干扰的自相关矩阵及波束形成的权,这里称之为理想接收。下面,我们通过4个实验分别验证本文方法的有效性。

实验1 研究输出SINR与输入SNR的关系。总用户数 $U=10$, $\text{SIR}_{\text{in}}=-10\text{dB}$,期望用户的归一化频偏 $f_1=0.2823$ 。从图3中不难看出,在输入SNR大于0dB的情况下,有信号相消的方法(即不采取迭代处理)对应的SINR几乎不会随着输入SNR的增加而增加,可见期望信号越强,信号相消带来的影响就越大,这种情况下,非常需要解决信号相消的问题,即提高算法的收敛速度。图3表明采用本文的迭代处理确实能够很好地解决了这个问题,而且在进行2次迭代之后,算法已经很接近理想接收的性能,特别地,3次迭代后的性能曲线几乎与理想曲线重合。

实验2 研究输出SINR与期望用户频偏之间的关系。总用户数 $U=10$, $\text{SIR}_{\text{in}}=-10\text{dB}$, $\text{SNR}_{\text{in}}=0\text{dB}$ 。从图4中可以看出,与期望用户频偏为零的情况相比,当非零的归一化频偏在 $[-0.5,+0.5]$ 内任意取值时,输出SINR的损失都很小,不超过0.8dB。并且,进行2~3次迭代处理之后,本文方法依然很接近理想接收的性能。可见,对于在区间 $[-0.5,+0.5]$ 内任意取值的归一化频偏,本文的方法都能够很好地工作。

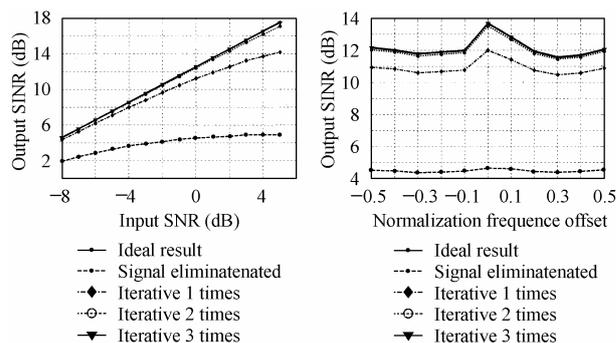


图3 输出 SINR 与输入 SNR 的关系
Fig.3 Output SINR vs. input SNR

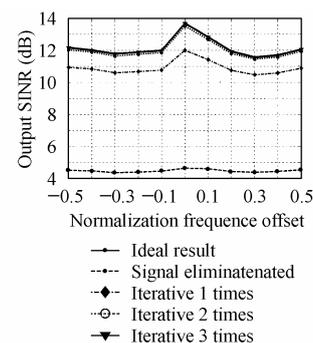


图4 输出 SINR 与期望用户的频偏的关系
Fig.4 Output SINR vs. frequency offset of the user expected

5 结束语

本文提出一种具有频率偏移的OFDM信号的接收机,它具有抗共信道干扰的能力。发射端为每个用户在时域分配一个扩频序列,在接收端对接收数据进行一定的排列,得到与阵列信号模型相似的信号模型。期望信号的导向矢量仅仅决定于该用户的扩频序列及一个与频偏有关的参数。通过一维谱搜索的方法估计出该参数,进而估计出期望信号的导向矢量,并通过波束形成进行干扰抑制。然后,根据波束形成的输出进行频偏、信道的估计。有限快拍会在波束形成一级造成信号相消,为了消除这一现象,我们使用了迭代处理的结构。仿真实验表明,只需要进行2~3次迭代,本文方法就已经很好地接近理想接收的性能了,而且它还具有抗远近效应的能力,即使在用户数比较多的情况下,也能够很好地工作。

参考文献

- [1] Deng Juinn-Horng, Lee Ta-Sung. An iterative maximum SINR receiver for multicarrier CDMA systems over a multipath fading channel with frequency offset. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2003, 2(3): 560-569.
- [2] Moose H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Communications*, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [3] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [4] Kim Y H, Song L, Yoon S, Park S R. An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2001, 50(5): 1307-1312.
- [5] Li Junqiang, Letaief K B, Cao Zhigang. Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2003, 2(1): 41-49.

吴莉莉: 女, 1976年生, 博士, 研究方向为通信信号处理。
尚勇: 男, 1970年生, 副教授, 研究方向为通信信号处理。
梁斌: 女, 教授, 研究方向为通信系统、计算机网络。
廖桂生: 男, 教授, 研究方向为雷达信号处理、通信信号处理。