

基于压缩感知的非整数点多径信道估计算法

应军科, 钟杰, 赵民建, 蔡云龙

(浙江大学 信息与电子工程学系, 310000 杭州)

摘要: 基于压缩感知的稀疏信道估计充分利用无线信道的时域稀疏特性, 大大降低正交频分复用 (OFDM) 波形设计时信道估计占用的导频数, 提升带宽利用率. 针对实测信道中普遍存在的非整数采样点时延的多径干扰, 提出了一种基于噪声判决的高采样精度压缩感知信道估计算法, 通过改进压缩感知测量矩阵和引入噪声估计判决, 有效抵抗由非整数点时延多径引起的能量泄露. 仿真结果表明, 相较于传统压缩感知信道估计算法, 本算法能有效抵抗 OFDM 实用数字传输系统中的非整数采样点多径影响, 性能具有明显优势.

关键词: 压缩感知, 正交频分复用 (OFDM), 信道估计, 非整数点时延

中图分类号: TN 92 文献标志码: A 文章编号: 0367-6234(2013)11-0069-05

Channel estimation based on compressive sensing for non-integral delay channel

YING Junke, ZHONG Jie, ZHAO Minjian, CAI Yunlong

(Department of Information Science and Electronic Engineering, Zhejiang University, 310000 Hangzhou, China)

Abstract: Taking full advantage of the time-domain-sparsity of wireless channel, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) sparse channel estimation based on compressive sensing (CS) reconstructs accurate channel information using few pilots. By improving the CS measurement matrix and using judgment of noise estimation, a novel CS channel estimation algorithm opposes the non-integral delay multipath existed in actual OFDM systems and this algorithm effectively combats the energy leakage caused by non-integral delay multipath. Simulations show that the novel algorithm has better performance than the original CS channel estimation algorithm, and it resists the non-integral delay multipath in OFDM digital transmission systems more effectively.

Key words: compressive sensing (CS); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); channel estimation; non-integral delay

借助高效的频带利用率以及优良的抗多径时延特性^[1-2], 正交频分复用 (OFDM) 技术已经逐渐成为了一代无线通信的主要技术手段. OFDM 系统的信道估计方法主要有盲估计^[3]和基于导频的估计^[4], 基于导频的信道估计因其低计算复杂度以及良好的估计性能得到了广泛的应用, 其中应用最广的为基于最小二乘 (LS) 准则和最小均方误差 (MMSE) 准则的信道估计算法.

压缩感知^[5]技术 (CS) 能够有效地通过少量采样点稀疏重构原始信号, 近年来, 该技术被广泛应用于许多领域, 如图像信号处理、通信信号处理等等^[6]. 将 CS 应用于通信信道估计中能够有效地减少导频的开销, 最近国内外一些学者已经将压缩感知应用于稀疏信道估计, 如超宽带 (UWB) 通信^[7]、多载波水声 (UWA) 通信^[8]、OFDM 通信^[9]等. 文献^[9]分析了压缩感知在 OFDM 通信信道估计中的应用, 其前提为信道多径时延是采样间隔的整数倍, 信道建模成理想稀疏信道, 然而考虑一个实际无线信道, 非整数采样点多径普遍存在, 导致信道时域冲击响应能量泄露, 严重破坏其稀疏性, 压缩感知信道估计出现技术难题.

收稿日期: 2013-02-26.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61201230).

作者简介: 应军科 (1987—), 男, 硕士研究生;

赵民建 (1973—), 男, 教授, 博士生导师.

通信作者: 钟杰, zhongjie@zju.edu.cn.

结合前人在压缩感知 OFDM 信道估计中的研究,本文针对非整数点多径信道提出了一种基于噪声判决的高采样精度压缩感知信道估计算法,通过对压缩感知测量矩阵的改进以及引入噪声估计判决,从单倍采样率导频信息中恢复出高倍信道时域冲击响应,有效地抵抗了实测非整数多径信道对压缩感知信道估计的影响,进一步推进了压缩感知信道估计的实际应用。

1 压缩感知算法概述

压缩感知解决了传统奈奎斯特采样率的限制问题,给出了针对稀疏信号抽样和压缩同时进行的技术,文献[5]中提出其通过非线性的重建算法进行随机线性预测,使稀疏信号可以被高概率的恢复.下面以压缩一离散信号为例来阐述 CS 的基本原理^[7]:现在有一个待压缩信号 r ,属于 \mathbf{R}^N 空间, \mathbf{R}^N 空间的任何信号都可以用 $N \times 1$ 维的基向量 $\{\psi_i\}_{i=1}^N$ 的线性组合表示,将向量 $\{\psi_i\}_{i=1}^N$ 作为列向量形成 $N \times N$ 的基矩阵 $\Psi = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_N]$,于是信号 r 可以表示为

$$r = \sum_{i=1}^N \theta_i \psi_i \text{ 或者 } r = \Psi\theta.$$

其中 θ 是 $N \times 1$ 的投影系数 $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N] = [\langle r, \psi_i \rangle]$,可见 r 和 θ 是同一个信号的等价表示.当 θ 向量只有 K 个较大的非零值,且 $K \ll N$ 时,信号相对于 Ψ 来说是稀疏的,即是可以进行压缩的.

采用一个与变换基 Ψ 不相关的平稳 $M \times N$ 维矩阵 Φ ,对信号 r 进行观测,得到 $M \times 1$ 向量

$$y = \Phi r = \Phi\Psi\theta.$$

压缩感知理论证明,当信号为 K 稀疏时, M 只需满足 $M \geq cK \log(N/K)$,接收端即能利用这 M 个采样值高概率恢复出原始信号^[10].经典的信号重建算法是基于最小 l_1 范数的重构问题为

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmin}_{\theta} \|\theta\|_1 \quad \text{s.t. } y = \Phi\Psi\theta.$$

以上问题可以转化成线性规划问题,通过基追踪算法能够进行求解,其计算复杂度很高,此外,重建算法也是寻找最小 l_0 范数的问题为

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmin}_{\theta} \|\theta\|_0 \quad \text{s.t. } y = \Phi\Psi\theta.$$

对于有噪情况,重构问题转化为

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmin}_{\theta} \|\theta\|_0 \quad \text{s.t. } \|y - \Phi\Psi\theta\|_2 \leq \varepsilon.$$

基于贪婪迭代的 OMP 算法^[11-12]是以上问题的近似最优解,其核心内容为:每次迭代从测量矩阵中选取与信号相关性最大的原子,来对信号进行重构,并得到残余误差,再对残余误差重复迭代,最终获得由若干原子线性表示的重构信号.该

算法运算量小且具有良好的性能,易于稀疏信号的重构,因此非常适用于稀疏信道估计。

2 压缩感知 OFDM 信道估计

2.1 OFDM 系统模型

无线信道可以看成是一个线性的离散时变信道,信道的冲击响应为

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

$h(n, \tau)$ 表示在第 n 个采样时刻,空中时延为 τ 的复信道衰落因子.式中, L 为信道最大时延, τ_l 为第 l 径的时延.若 OFDM 符号周期远小于信道的相干时间,可近似认为在每个符号时间里信道冲击响应是稳定不变的,则接收到的信号可以由下式表示:

$$Y = XH + n = XFh + n.$$

式中: $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_N]^T$ 为频域接收信号; $X = \operatorname{diag}(X_1, X_2, \dots, X_N)$ 为频域发送信号; F 是一个从 $N \times N$ 的傅里叶矩阵取 $[0, 1, \dots, L-1]$ 列向量出来得到的 $N \times L$ 子矩阵

$$F = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} w^{00} & \dots & w^{(L-1)0} \\ \dots & \ddots & \dots \\ w^{0(N-1)} & \dots & w^{(L-1)(N-1)} \end{pmatrix}$$

式中: $w^{nl} = e^{-j\frac{2\pi nl}{N}}$, $h = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T$ 是长度为 L 的信道冲激响应, n 为零均值, σ^2 方差的加性白高斯噪声(AWGN).

设 S 为 $P \times N$ 的导频选择矩阵,用于从 N 个子载波中选取 P 个导频的位置.则接收到的频域导频信号如下:

$$Y_p = X_p F_p h + n_p.$$

式中: $Y_p = SY$; $X_p = SX^T$; $F_p = SF$; $n_p = Sn$.由于导频插入位置以及导频信号已知,则 Y_p 、 X_p 以及 F_p 均为已知信号,现需通过这些已知信号对信道 h 信息进行估计.

2.2 信道估计

根据以上分析,当 h 具有稀疏特性时,信道估计过程为典型的压缩感知信号重构问题为

$$\hat{h} = \operatorname{argmin}_h \|\hat{h}\|_0 \quad \text{s.t. } \|Y_p - X_p F_p \hat{h}\|_2 \leq \delta.$$

其中: $\delta \geq \|n_p\|_2$, n_p 为导频对应的信道噪声.于是,下面给出了基于压缩感知的信道估计算法,其估计模型如下图 1 所示.

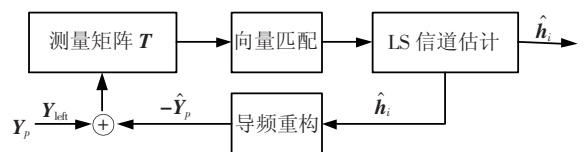


图 1 压缩感知信道估计

迭代初始化: 信号残差 $\mathbf{Y}_{\text{left}} = \mathbf{Y}_p$, 索引集合 $\mathbf{S}_0 = \emptyset$, 初次迭代 $i = 0$.

第 i 次迭代时 ($i = 1, 2, \dots$), 从测量矩阵 $\mathbf{T} = \mathbf{X}_p \mathbf{F}_p = (\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_L)$ 中寻找匹配向量 \mathbf{t}_{τ_i} , 其索引 τ_i 表示矩阵 \mathbf{T} 中的第 τ_i 列, 匹配过程为

$$\tau_i = \underset{\tau_i \in \{1, 2, \dots, L\} \setminus \mathbf{S}_{i-1}}{\operatorname{argmax}} |\langle \mathbf{Y}_{\text{left}}, \mathbf{t}_{\tau_i} \rangle|.$$

更新索引集 $\mathbf{S}_i = \mathbf{S}_{i-1} \cup \{\tau_i\}$, 其中 i 为此时迭代次数, 同时也表示索引集 \mathbf{S}_i 中元素的个数. 索引集 \mathbf{S}_i 表示第 i 次迭代之后, 从测量矩阵 \mathbf{T} 中选取得到的 i 个匹配向量的位置信息.

采用 LS 估计准则进行第 i 次迭代信道估计

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_i &= \arg \min_{\mathbf{h}} \{ \|\mathbf{Y}_p - \mathbf{T}\mathbf{h}\|^2 \}, \\ \text{s. t. } \mathbf{Y}_p &= \mathbf{T}\mathbf{h} + \mathbf{n}_p. \end{aligned} \quad (1)$$

根据索引集 \mathbf{S}_i , $\hat{\mathbf{h}}_i$ 只在索引集 \mathbf{S}_i 元素位置处有值, 其他地方都为零, 则以上方程组(1) 可以简化为

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \arg \min_{\mathbf{h}_s} \{ \|\mathbf{Y}_p - \mathbf{T}_s \mathbf{h}_s\|^2 \}, \quad \text{s. t. } \mathbf{Y}_p = \mathbf{T}_s \mathbf{h}_s + \mathbf{n}_p.$$

式中 \mathbf{T}_s 是根据索引集 \mathbf{S}_i 从 \mathbf{T} 中取出的 $M \times i$ 矩阵 (M 为导频数, $M \gg i$), $\hat{\mathbf{h}}_i$ 为 $i \times 1$ 维向量, 此时未知数小于方程个数, $\hat{\mathbf{h}}_i$ 可以由以下公式得

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \mathbf{T}_s^+ \mathbf{Y}_p = (\mathbf{T}_s^H \mathbf{T}_s)^{-1} \mathbf{T}_s^H \mathbf{Y}_p.$$

式中, $\mathbf{T}_s^H \mathbf{T}_s$ 为 $i \times i$ 的满秩矩阵, 因此可以对其进行求逆运算. 于是第 i 次迭代之后信号残差 \mathbf{Y}_{left} 为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{\text{left}} &= \mathbf{Y}_p - \mathbf{T}\hat{\mathbf{h}}_i = \mathbf{Y}_p - \mathbf{T}_s \hat{\mathbf{h}}_i = \\ &= \mathbf{Y}_p - \mathbf{T}_s (\mathbf{T}_s^H \mathbf{T}_s)^{-1} \mathbf{T}_s^H \mathbf{Y}_p. \end{aligned}$$

以上步骤重复进行, 经过若干次(信道稀疏度)迭代之后, 就可以逼近地重构出时域信道响应 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{cs}}$, 通过 FFT 变换则可以得到频域信道响应 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cs}} = \mathbf{F}_p \hat{\mathbf{h}}_{\text{cs}}$.

3 非整数点多径压缩感知信道估计

3.1 非整数点多径

无线信道时域响应表示为

$$h(t) = \sum_r h_r \delta(t - \tau_r).$$

式中 h_r 和 τ_r 分别表示第 r 径的幅度和时延, 则该信道的频域响应 $H(k)$ 为

$$H(k) = \sum_r h_r \exp\left(\frac{-j2\pi\tau_r k}{NT_s}\right). \quad (2)$$

式中 T_s 表示最小采样间隔, 对 $H(k)$ 做反变换获得时域采样信道冲击响应

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right). \quad (3)$$

于是根据式(2)和式(3), 可以得

$$\begin{aligned} h(n) &= \frac{1}{N} \sum_r h_r \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi\tau_r k}{NT_s}\right) \right) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_r h_r \left(\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \exp\left(\frac{j2\pi(nT_s - \tau_r)k}{NT_s}\right) \right) \end{aligned}$$

利用几何级数和三角函数性质可以得

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_r h_r c_{n, \tau_r}, \quad n = 0, \dots, N-1$$

式中:

$$c_{n, \tau_r} = \frac{\sin\left(\frac{\pi(nT_s - \tau_r)}{T_s}\right)}{\sin\left(\frac{\pi(nT_s - \tau_r)}{NT_s}\right)} \exp\left(\frac{-j\pi(nT_s - \tau_r)}{NT_s}\right).$$

对于 $N \gg \max(\tau_r/T_s)$, c_{n, τ_r} 在 $n \leq \max(\tau_r/T_s)$ 时可以近似表示为

$$c_{n, \tau_r} = N \sin c\left(\frac{\pi(nT_s - \tau_r)}{T_s}\right) \exp\left(\frac{-j\pi(nT_s - \tau_r)}{NT_s}\right).$$

由此可以看出, τ_r 会对信道冲击响应的能量泄露产生影响, 只有当 τ_r 是 T_s 的整数倍时, c_{n, τ_r} 的取值为

$$c_{n, \tau_r} = \begin{cases} N, & n = \tau_r/T_s; \\ 0, & n \neq \tau_r/T_s. \end{cases}$$

此时信道时域冲击响应能够被稀疏的表示, 然而当 τ_r 不是 T_s 的整数倍时, c_{n, τ_r} 在每一个点都有值, $h(n)$ 将是信道的 r 条多径被 c_{n, τ_r} 调制的结果, 即信道冲击响应的每一径能量泄露到了 $h(n)$ 的每一个点上, 导致本身具有时域稀疏性的时域信道响应 $h(t)$ 由 $h(n)$ 离散表示时失去了稀疏性, 下图 2 直观的给出了非整数采样点两径信道产生能量泄露, 破坏信道稀疏特性.

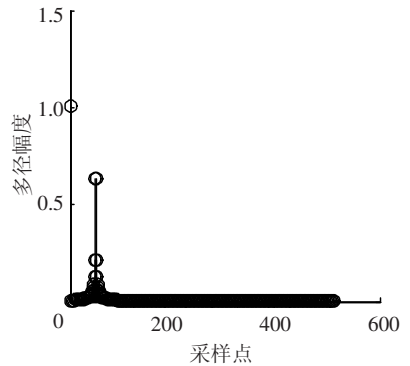


图 2 非整数点多径信道响应

3.2 改进压缩感知信道估计

当出现上述能量泄露时, 信道冲击响应失去了其稀疏特性, 使得压缩感知失去了其应用的条件, 压缩感知重构算法将无法通过对频域信道的低采样率来恢复出原始的信道响应, 因此避免能量泄露成了压缩感知实际应用的重要问题.

从本质而言, 信道能量的泄露其实是由信道离散表征引入的, 信道本身的稀疏性并未随之消失, 若提高信道的离散表征精度, 将大大降低其能量的泄露. 为获得高采样精度的信道冲击响应, 对压缩感知信道估计的测量矩阵进行了改进. 假设

高采样精度的信道冲击响应为 \mathbf{h}_{4x} , 则接收信号可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{n} = \mathbf{X}\mathbf{F}_{4x}\mathbf{h}_{4x} + \mathbf{n}.$$

式中 \mathbf{Y} , \mathbf{X} 和 \mathbf{H} 仍是一倍符号率上的频域接收信号, 频域发送信号以及频域信道响应, 表征信道响应 \mathbf{h}_{4x} 的采样间隔为信号采样间隔 T_s 的 $1/4$, \mathbf{F}_{4x} 亦不再是 $N \times N$ 傅里叶变换矩阵, 而是 $N \times 4N$ 变换矩阵

$$F_{4x}(m, n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} w^{(m-1)(n-1)} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi(m-1)(n-1)}{4N}}, & 0 < m \leq N/2, 0 < n \leq 4N; \\ \frac{1}{\sqrt{N}} w^{(3N+m-1)(n-1)} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi(3N+m-1)(n-1)}{4N}}, & N/2 < m \leq N, 0 < n \leq 4N. \end{cases}$$

仍设 \mathbf{S} 为 $P \times N$ 的导频选择矩阵

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{S} \mathbf{F}_{4x} \mathbf{h}_{4x} + \mathbf{n}_p.$$

\mathbf{h}_{4x} 相比 \mathbf{h} 能够更加准确的表示时域冲击响应, 对于 $1/2T_s$ 以及 $1/4T_s$ 的多径时延, 由 \mathbf{h} 表示时将产生严重的能量泄露, 而若采用高精度的 \mathbf{h}_{4x} 来表示时, 由于 $1/2T_s$ 以及 $1/4T_s$ 仍是 $1/4T_s$ 的整数倍, 因此能够被 \mathbf{h}_{4x} 理想的稀疏表示, 不再存在能量的泄露.

而对于 $1/8T_s$ 的多径时延, 即使由 \mathbf{h}_{4x} 表示时, 也将存在能量的泄露, 不过, 此时的能量泄露已经很小, 基本与噪声能量相当, 可以通过以下基于噪声估计的判决方式来抵抗.

信道估计过程描述如下:

$$\hat{\mathbf{h}}_{4x} = \underset{\mathbf{h}_{4x}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{h}_{4x}\|_0$$

$$\text{s. t. } \|\mathbf{Y}_p - \mathbf{X}_p \mathbf{S} \mathbf{F}_{4x} \mathbf{h}_{4x}\|_2 \leq \delta.$$

首先进行噪声能量估计

$$\hat{\delta}^2 = (\sqrt{\mathbf{Y}_p^m (\mathbf{Y}_p^m)^T \mathbf{Y}_p^{m+1} (\mathbf{Y}_p^{m+1})^T} - \mathbf{Y}_p^m (\mathbf{Y}_p^{m+1})^T) / N_p.$$

式中 $\mathbf{Y}_p^m (\mathbf{Y}_p^m)^T$ 以及 $\mathbf{Y}_p^{m+1} (\mathbf{Y}_p^{m+1})^T$ 为导频自相关, 由于导频与噪声的相关值为零, 因此自相关将获得信号与噪声能量之和, $\mathbf{Y}_p^m (\mathbf{Y}_p^{m+1})^T$ 为导频互相关, 由于不同时刻噪声互相关值为零, 因此导频互相关获得的是信号能量, 于是 $\hat{\delta}^2$ 为最终估计获得的噪声能量. 于是迭代过程如下:

初始化: 残差 $\mathbf{Y}_{\text{left}} = \mathbf{Y}_p$, 索引集 $\mathbf{S}_0 = \emptyset$, 迭代次数 $i = 0$.

第 i 次迭代时 ($i = 1, 2, \dots$), 从测量矩阵 $\mathbf{T}_{4x} = \mathbf{X}_p \mathbf{S} \mathbf{F}_{4x} = (\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_{4N})$ 中寻找匹配向量 \mathbf{t}_{τ_i} , 其索引 τ_i 表示矩阵 \mathbf{T}_{4x} 中的第 τ_i 列, 匹配过程为

$$\tau_i = \underset{\tau_i \in \{1, 2, \dots, 4N\} \setminus \mathbf{S}_{i-1}}{\operatorname{argmax}} |\langle \mathbf{Y}_{\text{left}}, \mathbf{t}_{\tau_i} \rangle|.$$

更新索引集 $\mathbf{S}_i = \mathbf{S}_{i-1} \cup \{\tau_i\}$, 采用 LS 估计准则进行第 i 次迭代信道估计

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{h}}_{4x}^i = \underset{\mathbf{h}_{4x}}{\operatorname{argmin}} \{\|\mathbf{Y}_p - \mathbf{T}_{4x} \mathbf{h}_{4x}\|^2\} \\ \text{s. t. } \mathbf{Y}_p = \mathbf{T}_{4x} \mathbf{h}_{4x} + \mathbf{n}_p. \end{cases} \quad (4)$$

对式(4)的求解同上文, 这里不再赘述. 之后得到信号残差 \mathbf{Y}_{left} 为

$$\mathbf{Y}_{\text{left}} = \mathbf{Y}_p - \mathbf{T}_{4x} \hat{\mathbf{h}}_{4x}^i.$$

迭代判决: 当残差满足 $E(\|\mathbf{Y}_{\text{left}}\|_2) < \hat{\delta}$ 时, 迭代终止.

于是最终获得基于噪声判决的高采样精度估计结果 $\hat{\mathbf{h}}_{4x}$, 频域信道响应为 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F}_{4x} \hat{\mathbf{h}}_{4x}$.

4 仿真分析

为比较本文提出的改进压缩感知信道估计算法与传统压缩感知信道估计算法在非整数多径情况下的性能区别, 进行了以下仿真分析. 假设信道冲击响应在一个 OFDM 符号内稳定不变, 信道采用典型的两径信道, 两径能量相同, 第二径时延分别为 $\tau_1 = 48.5T_s, \tau_2 = 48.25T_s, \tau_3 = 48.125T_s$ 3 种不同非整数点时延. OFDM 子载波数为 512, 导频数为 32, 借鉴前人研究, 导频分布采用随机分布, 数据映射方式为 QPSK.

首先仿真分析信道估计的均方误差 (MSE) 性能, 其表达式如下:

$$MSE = \frac{E[\sum_k |H(k) - \hat{H}(k)|^2]}{E[\sum_k |H(k)|^2]}.$$

由下图 3 可以看出, 当存在非整数点多径, 特别是 $1/4T_s$ 以及 $1/2T_s$ 多径时, 原始的压缩感知信道估计算法的 MSE 性能明显退化, 而本文提出的基于噪声判决的高精度压缩感知信道估计算法则能够很好的抵抗非整数点多径的影响, 在 $1/4T_s$ 以及 $1/2T_s$ 多径时的 MSE 性能与整数点多径时的性能一致, 这是由于当提高估计精度时, $1/4T_s$ 以及 $1/2T_s$ 多径将不存在能量的泄露, 与上述理论分析结果一致. 而当存在 $1/8T_s$ 多径时, 本文给出的算法也将存在能量的泄露, 然而, 此时的能量泄露已经比较小, 从仿真 MSE 曲线也可以看出, 当信噪比在 10 dB 以上时, 估计误差 MSE 在 10^{-2} 量级, 这样的估计精度对后续的均衡解调已经基本不产生影响.

为进一步分析本文提出的高精度压缩感知信道估计算法的性能, 下面给出带均衡译码的 BER 性能仿真, 仿真系统带宽为 24 kHz, 采用衰落 2 径衰落信道 (2 ms 多径, 1 Hz 多普勒), $1/2$ 码率, 1024 码长的 LDPC 编解码, 均衡采用 MMSE 均衡, 均衡器系数为

$$W_{\text{MMSE}}(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \sigma_n^2}, 0 \leq k \leq N-1.$$

下图 4 给出了仿真结果, 从图中可以看出, 原始的压缩感知信道估计算法在存在 $1/4T_s$ 以及 $1/2T_s$ 多径时性能明显退化, 出现误码平台, 而采用改进的高精度算法, BER 性能与整数点多径时的性能接近. 对于 $1/8T_s$ 多径, 原始算法与本文的改进算法都存在少量的能量泄漏, 因此, 两种算法的性能曲线基本重合, 且与整数点多径有一定的性能退化(退化的性能在可接受范围之内).

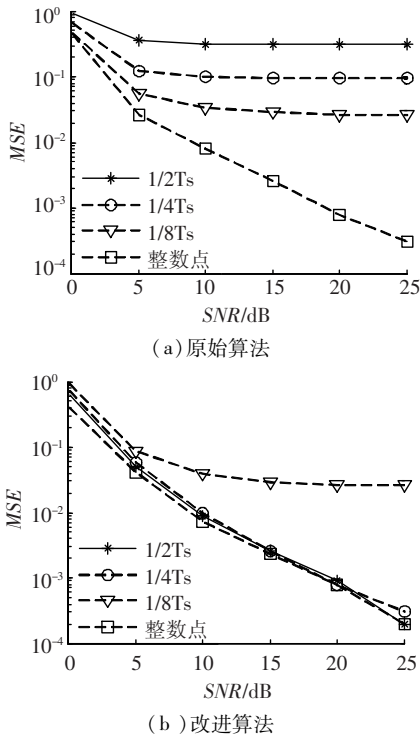


图 3 非整数点多径情况下 MSE 性能对比

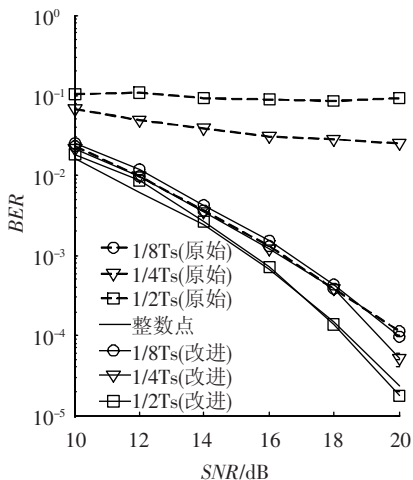


图 4 非整数点多径情况下 BER 性能对比

5 结 语

本文研究了非整数点多径对压缩感知信道估计算法的影响, 提出了一种高精度的压缩感知信道估计算法, 通过对测量矩阵的改进来匹配得到最相近的多径位置, 提高了信道估计的分析精度, 从而有效地抵抗了由非整数点多径引起的多径能量泄

漏效应. 通过仿真分析比较, 本文改进的算法相比原始算法具有明显的性能优势, 解决了实际 OFDM 系统普遍存在的非整数点多径的问题, 使压缩感知信道估计在实际 OFDM 系统应用成为了可能.

参考文献

- [1] AQUILUE R, BERGADA P, GUTIERREZ I, PIJOAN J L. Channel estimation for long distance HF communications based on OFDM pilot symbols [C]//10th IET international conference on ionospheric radio systems and techniques, Beijing, China: IEEE, 2006:110-114.
- [2] CHEN Hong, CUI Jian. Application Research of technology Combining AMC and OFDM in HF Communication Systems [C]//IEEE 6th international conference on wireless communications networking and mobile computing (WiCOM), Chengdu, China: IEEE, 2010: 110-114.
- [3] HEATH R W, GIANNAKIS G B. Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM system [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(3): 848-856.
- [4] NEGI R, CIOFFI J. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, 44(3): 1122-1128.
- [5] CANDES E J, ROMBERG J, TAO T. Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2): 489-509.
- [6] DONOHO L. Compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [7] PAREDES J L, ARCE G R, WANG Zhongming. Ultra-Wideband Compressed Sensing: Channel Estimation [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2007, 1(3): 383-395.
- [8] BERGER C R, ZHOU Shengli, PREISIG J C, WILLETT P. Sparse Channel Estimation for Multicarrier Underwater Acoustic Communication: From Subspace Methods to Compressed Sensing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1708-1721.
- [9] 何雪云, 宋荣芳, 周克琴. 基于压缩感知的 OFDM 系统稀疏信道估计新方法研究 [J]. 南京邮电大学学报, 2010, 30(2): 60-65.
- [10] BARANIUK R G. Compressive Sensing [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(4): 118-120, 124.
- [11] COTTER S F, RAO B D. Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization [J]. Transactions on Communications, 2002, 50(3): 374-377.
- [12] TROPP J A, GILBERT A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(12): 4655-4666. (编辑 苗秀芝)