

采用时域测量矩阵的压缩感知稀疏信道估计方法

孟庆微¹, 黄建国¹, 何成兵¹, 滑楠², 林中²

(1. 西北工业大学航海学院, 710072, 西安; 2. 空军工程大学电讯工程学院, 710077, 西安)

摘要: 针对传统最小二乘和伪随机序列相关信道估计方法在稀疏信道应用时估计精度差的问题, 提出一种采用时域测量矩阵的压缩感知稀疏信道估计方法. 新方法首先将循环前缀单载波分块传输系统中的稀疏信道估计建模为一个典型的压缩感知问题, 然后利用具有最优循环相关特性的伪随机序列优化构造确定性压缩感知测量矩阵, 避免了使用随机测量矩阵造成的存储不便及估计性能差的问题, 且提高了信道估计性能. 基于准静态 COST 207 典型城市信道模型的仿真结果表明: 该估计方法能够有效地降低稀疏信道的估计均方误差, 在 16 dB 处的误码率可达 2×10^{-5} , 而相同情况下最小二乘信道估计方法的误码率只能达到 3×10^{-3} .

关键词: 压缩感知; 稀疏信道估计; 单载波分块传输; 时域测量矩阵

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)08-0094-06

An Compressed Sensing Estimation Method for Sparse Channels Using Time Domain Measurement Matrix

MENG Qingwei¹, HUANG Jianguo¹, HE Chengbing¹, HUA Nan², LIN Zhong²

(1. College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2. Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: Since the estimation accuracy of traditional least square and pseudorandom binary sequence correlation based channel estimation methods are not satisfactory when applied in sparse wireless channels, a compressed sensing sparse channel estimation method is proposed for cyclic prefixed single carrier block transmission (CP-SCBT) system by using a time domain measurement matrix. The new method first formulates the sparse channel estimation problem in CP-SCBT system as a typical compressed sensing one, then utilizes a deterministic Pseudorandom binary sequence with the optimal cyclic autocorrelation to minimize the mutual incoherence property (MIP) of the measurement matrix, so that the storage inconvenience of the random measurement matrix is avoided, and the recovery performance is improved. Computer simulations based on quasi-static COST 207 typical urban channel model show that the proposed compressed sensing channel estimation method can greatly reduce the mean square error of the estimated channel, and achieve a bit error rate of 2×10^{-5} when the signal to noise ratio is 16 dB, while the traditional least square estimation method only achieves a bit error rate of 3×10^{-3} in the same scenario.

Keywords: compressed sensing; sparse channel estimation; single carrier block transmission; time domain measurement matrix

现代无线通信系统中,接收机需要抑制多径传输对发射信号造成的严重码间串扰(ISI).随着数据传输速率的不断提高,ISI 扩展达几十甚至上百个码元间隔,时域均衡方法的计算复杂度骤增.分块传输方法由于利用了快速傅里叶变换(FFT)计算频域单抽头均衡器的系数,因此均衡复杂度大幅降低.其中,单载波分块传输(SCBT)方案解决了正交频分复用(OFDM)系统峰均比高且对频率偏移敏感的问题,但系统性能和计算复杂度与之相当,逐渐成为无线通信领域的研究热点^[1-2].

信道估计是 SCBT 相干解调的一个重要环节.目前,信道估计方法主要分为 2 类:第 1 类是利用最小二乘准则进行信道估计,其中包括时域和频域信道估计方法^[3-4];第 2 类是利用伪随机(PN)序列的循环相关或滑动相关进行信道估计的方法^[5-6].PN 序列相关信道估计方法相对简单,但由于序列的相关性不理想,信道估计精度要差于最小二乘信道估计方法.最小二乘信道估计方法对于多径密集型分布的无线信道是最优的,但在稀疏信道应用时,由于没有考虑信道的稀疏特性,信道估计精度差,会造成系统误码率性能下降^[7-10].

压缩感知信道估计方法是随着压缩感知理论发展起来的一种新的信道估计方法,其目的在于利用信道的稀疏特性,提高稀疏信道估计精度.现有研究成果主要针对 OFDM 系统^[7-8]或超宽带系统^[10].本文针对循环前缀单载波分块传输(CP-SCBT)系统提出一种压缩感知稀疏信道估计方法,与上述文献中利用随机测量矩阵不同,本文方法利用确定性伪随机序列来构造优化压缩感知测量矩阵,降低测量矩阵的互不相干特性(MIP),确保了最优估计性能.

1 系统模型

CP-SCBT 系统的每个数据帧包含若干个导频块,用于信道估计.导频块与数据块均插入循环前缀(CP)作为保护间隔,防止块间串扰.在发射端,输入比特经过串并变换后进行符号调制,调制数据在添加 CP 后组成时域符号块,经频率选择性稀疏信道传输至接收端.在接收端,接收机在删除 CP 后,首先通过 FFT 运算将接收信号转换到频域,再进行频域均衡.均衡后的信号经 IFFT 运算后变换回时域,解调后经并串变换输出.CP-SCBT 系统的组成框图如图 1 所示,帧结构如图 2 所示.

考虑冲击响应 $\mathbf{h}=[h_1, h_2, \dots, h_L]^T$ 的慢衰落稀疏无线信道,信道的全部 L 个抽头中只有少数路径

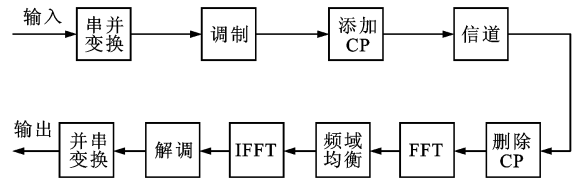


图 1 CP-SCBT 系统的组成框图



P:导频块;D:数据块

图 2 CP-SCBT 系统数据帧结构

取值较大,其他路径的幅度值接近于 0,可忽略不计.定义信道稀疏度 $S=\frac{\Delta}{L} \|\mathbf{h}\|_0$ 为信道非零抽头数,其中 $\|\cdot\|_0$ 表示 ℓ_0 范数.由于信道的稀疏特性,因此 $S \ll L$.假设 CP 长度大于信道冲击响应长度,在接收方丢弃 CP 后,接收信号向量可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{Y}=[y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ 为 N 维接收信号; $\mathbf{x}=[x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ 为发射端发送的调制信号; $\mathbf{n}=[n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ 是方差为 σ^2 的独立同分布高斯白噪声向量; $\mathbf{H}$ 为信道冲击响应 $\mathbf{h}$ 构成的信道矩阵,可表示为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & h_3 & h_2 \\ h_2 & h_1 & & \vdots & 0 & & \vdots & h_3 \\ \vdots & h_2 & \cdots & 0 & \vdots & & h_L & \vdots \\ h_L & \vdots & & h_1 & 0 & \cdots & 0 & h_L \\ 0 & h_L & \cdots & h_2 & h_1 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & \vdots & h_2 & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & h_L & \vdots & & h_1 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_L & \cdots & h_2 & h_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: h_l 为第 l 条路径的幅度值.

2 PN 序列相关及最小二乘信道估计

2.1 PN 序列相关信道估计方法及其均方误差

在接收端,由于接收机无法准确获取信道抽头数 L ,因此常假设信道冲击响应长度与导频块长度等长. CP-SCBT 系统中的 CP 能够将发射信号与信道冲击响应的线性卷积转换为循环卷积,因此,式(1)表示的接收导向量可写为

$$\mathbf{y} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (3)$$

式中: $\otimes$ 表示循环卷积; $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_N]^T$ 为发送导频信号. 式(3)可进一步写为矩阵形式

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (4)$$

式中

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} p_1 & p_N & \cdots & p_{N-L+1} & \cdots & p_3 & p_2 \\ p_2 & p_1 & & \vdots & & p_4 & p_3 \\ \vdots & p_2 & \cdots & p_N & & \vdots & \vdots \\ p_L & \vdots & & p_1 & \cdots & p_{L+2} & p_{L+1} \\ \vdots & p_L & \cdots & p_2 & & \vdots & \vdots \\ p_{N-1} & \vdots & & \vdots & & p_1 & p_N \\ p_N & p_{N-1} & \cdots & p_L & \cdots & p_2 & p_1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

为导频信号组成的导频矩阵.

当使用 PN 序列作为导频时, 由于 PN 序列具有良好的循环相关特性, 因此信道估计值可以表示为^[5]

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{PN}} = (1/N)\mathbf{C}^H \mathbf{y} \quad (6)$$

其均方误差(MSE)为

$$\begin{aligned} \epsilon_{\text{PN}} &= (1/N)E \|\hat{\mathbf{h}}_{\text{PN}} - \mathbf{h}\|_2 = \\ &\text{tr}(E((\hat{\mathbf{h}}_{\text{PN}} - \mathbf{h})(\hat{\mathbf{h}}_{\text{PN}} - \mathbf{h})^H))/N = \\ &\sigma^2/N + \text{tr}(\mathbf{C}_d E(\mathbf{h}\mathbf{h}^H)\mathbf{C}_d^H)/N \end{aligned} \quad (7)$$

式中: $\|\cdot\|_2$ 表示 ℓ_2 范数; $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹; $E(\cdot)$ 表示期望操作; $\mathbf{C}_d$ 为 PN 序列循环相关矩阵对角元素置 0 后的残余矩阵, 即

$$\mathbf{C}_d \triangleq (1/N)\mathbf{C}^H \mathbf{C} - \mathbf{I}_N \quad (8)$$

根据式(7), PN 序列相关信道估计的均方误差不仅受到噪声方差的影响, 同时还受 PN 序列残余自相关以及信道冲击响应 $\mathbf{h}$ 的影响, 其均方误差可表示为

$$\epsilon_{\text{PN}} \geq \sigma^2/N \quad (9)$$

式中的等号当且仅当残余自相关矩阵 $\mathbf{C}_d = \mathbf{0}_{N \times N}$ 时成立.

2.2 最小二乘信道估计方法及其 MSE

根据式(5), 利用最小二乘准则, 时域最小二乘信道估计及其均方误差可分别表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = (\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{y} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{\text{LS}} &= (1/N)E \|\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} - \mathbf{h}\|_2 = \\ &\frac{\text{tr}(E((\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} - \mathbf{h})(\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}} - \mathbf{h})^H))}{N} = \frac{\sigma^2}{N} \text{tr}((\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1}) \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可得

$$\epsilon_{\text{LS}} \geq \sigma^2/N \quad (12)$$

式(12)中的等式当且仅当 $(\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} = \frac{1}{N}\mathbf{I}_N$ 时成立.

3 压缩感知稀疏信道估计

构建满足约束等距条件的测量矩阵是压缩感知信道估计的关键^[7-10]. 目前, 压缩感知信道估计测量矩阵主要采用部分傅里叶矩阵^[7-8]或随机托普利兹矩阵^[9]构成. 上述压缩感知测量矩阵构造方法无法直接应用到 CP-SCBT 应用场景, 且测量矩阵为随机矩阵, 互不相干特性没有进行优化, 导致信道估计性能下降^[11]. 本文首先将 CP-SCBT 系统中的稀疏信道估计建模为一个典型的压缩感知问题, 然后利用确定性 PN 序列优化测量矩阵的互不相干特性, 确保最佳信道估计性能.

3.1 测量矩阵的约束等距条件及互不相干特性

为了保证压缩感知信道估计方法的估计性能, 通常采用约束等距条件^[12]和互不相干特性^[11]对压缩感知测量矩阵进行约束和优化.

定义 1 约束等距条件(RIP)^[12]: 对于任意 S 稀疏信号 $\mathbf{x}$ 和常数 $\delta_s \in (0, 1)$, 如果式(13)成立, 则测量矩阵 Φ 满足约束等距条件

$$(1 - \delta_s) \|\mathbf{x}\|_2 \leq \|\Phi_T \mathbf{x}\|_2 \leq (1 + \delta_s) \|\mathbf{x}\|_2 \quad (13)$$

式中: $T \subset \{1, \dots, N\}$, $|T| \leq S$; Φ_T 是由测量矩阵 Φ 中索引 T 对应各列构成的矩阵; 常数 δ_s 值越小, 利用 Φ 进行信道估计的精度越高.

定义 2 互不相干特性(MIP)^[11]: 对于任意测量矩阵 Φ , 互不相干特性要求构成测量矩阵 Φ 的各列向量 ϕ_k ($\|\phi_k\|_2 = 1, 1 \leq k \leq N$) 的相干特性要尽量小, 以保证最优估计性能. 任意一个测量矩阵的 MIP 特性定义为

$$\mu = \max_{1 \leq k < m \leq L} |\phi_k^H \phi_m| \quad (14)$$

只要 μ 满足下列条件即可实现精确重构^[11]

$$(2S - 1)\mu < 1 \quad (15)$$

在 CP-SCBT 系统的压缩感知信道估计问题中, 测量矩阵 Φ 需要满足 RIP 条件, 且 μ 取值越小, 信道估计精度越高.

3.2 测量矩阵的优化构造及恢复算法

在压缩感知问题中, 通常采用随机测量矩阵作为测量矩阵. 文献[13]成功地利用高斯和贝努利分布的随机循环矩阵进行了医学造影中的稀疏信号重构. 按照文献[13]的结论, 式(5)中的导频矩阵 $\mathbf{C}$ 如果服从高斯或贝努利分布, 则满足式(13)所示 RIP 条件^[12], 可应用于稀疏信道估计. 此时, CP-SCBT 系统的稀疏信道估计可转换为一个典型的压缩感知问题. 但是, 随机循环测量矩阵在数字通信过程中不

易于产生和存储,且式(14)所示的 MIP 特性没有优化,会导致估计性能下降。

针对随机测量矩阵的上述缺点,本文提出一种确定性测量矩阵构造方法,通过降低时域测量矩阵的 MIP 特性^[14-15],优化构造压缩感知测量矩阵,提高信道估计精度。忽略导频向量 $\mathbf{p}$ 的分布特性,式(5)中循环矩阵 $\mathbf{C}$ 的 MIP 特性可表示为

$$\mu = \max_{1 \leq k < m \leq N} |\mathbf{c}_k^H \mathbf{c}_m| = \max_{1 \leq k < m \leq N} |\mathbf{c}_1^H \mathbf{c}_{m-k+1}| = \max_{n=1}^N \left| \sum_{n=1}^N p_n p_{(m-k+n) \bmod N} \right| \quad (16)$$

式中: $\mathbf{c}_m$ 表示导频矩阵 $\mathbf{C}$ 的第 m 列; $\bmod(\cdot)$ 为取模运算。

根据式(16),减小测量矩阵的 MIP 特性可通过寻找具有最优循环相关特性的序列实现。

PN 序列的循环相关特性是最优的,可表示为

$$R(m) = \begin{cases} N, & m = k \\ 1, & m \neq k \end{cases} \quad (17)$$

选取 PN 序列构造确定性测量矩阵时, $\|\mathbf{c}_k\|_2 = N, 1 \leq k \leq N$, 需要对式(5)进行归一化处理。

在式(5)两侧同时乘以 $N^{-1/2}$, 则式(5)可写为

$$\mathbf{r} = \Phi \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (18)$$

式中: $\Phi = \mathbf{C}N^{-1/2}$ 为优化构造的压缩感知稀疏信道估计测量矩阵; $\mathbf{r} = \mathbf{y}N^{-1/2}$ 为观测向量; $\mathbf{w} = \mathbf{n}N^{-1/2}$ 为噪声项。至此,满足 RIP 条件且具有最优 MIP 特性的测量矩阵构造完成。

式(18)是一个典型的压缩感知问题,可利用凸优化算法中的 DS 算法恢复信道响应,即

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\text{DS}} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{h}} \in \mathcal{C}} \|\tilde{\mathbf{h}}\|_1 \\ \text{s. t. } &\|\Phi^H(\mathbf{r} - \Phi \tilde{\mathbf{h}})\|_{\infty} \leq \lambda \sigma_{\text{eff}} \end{aligned} \quad (19)$$

式中: $\lambda = (2\ln(N))^{1/2}$; $\sigma_{\text{eff}} = (\sigma N^{-1})^{1/2}$ 为式(18)中归一化噪声的标准差; $\tilde{\mathbf{h}}$ 为 $\mathbf{h}$ 的可能取值。

3.3 压缩感知信道估计的 MSE

定理 1^[16-18] 考虑 $\mathbf{r} = \Phi \mathbf{h} + \mathbf{w}$ 为 N 维观测向量, $\mathbf{h}$ 为需要估计的 S 稀疏复向量, $\mathbf{w}$ 是有效功率为 σ_{eff} 的高斯白噪声, $\|\mathbf{p}_k\|_2 = 1, 1 \leq k \leq N$ 。假设测量矩阵 Φ 的互不相干特性满足 $S < \frac{1}{2}(\mu^{-1} + 1)$, 选择 $\lambda = (2\ln N)^{1/2}$, 则式(19)中的信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{DS}}$ 以大于 $1 - 2(\pi \ln N)^{-1/2}$ 的概率满足 $\|\hat{\mathbf{h}}_{\text{DS}} - \mathbf{h}\|_2 \leq \left(\frac{2(2S)}{1 - (2S - 1)\mu} \sigma_{\text{eff}} (2\ln N)^{1/2} \right)^2$ 。

根据定理 1, 可得

$$\epsilon_{\text{DS}} = (1/N)E \|\hat{\mathbf{h}}_{\text{DS}} - \mathbf{h}\|_2^2 \geq$$

$$\frac{16S\sigma_{\text{eff}}^2 \ln N}{(1 - (2S - 1)\mu)^2 N} \geq \frac{16S\sigma^2 \ln N}{N^2} \quad (20)$$

的概率小于 $2(\pi \ln N)^{-1/2}$ 。

由式(9)、(12)和式(20)可知,压缩感知稀疏信道估计方法的 MSE 是 PN 序列相关和最小二乘信道估计方法 MSE 的 $O(16S \ln N / N)$ 倍,其中 $O(\cdot)$ 表示同阶量。

4 算法仿真

本文采用 2 组实验比较本文压缩感知稀疏信道估计方法、最小二乘及 PN 序列相关信道估计方法的稀疏信道估计性能,以验证本文优化确定性循环测量矩阵作为压缩感知测量矩阵的最优性。

实验 1 在统计意义上研究本文测量矩阵的 RIP 特性^[19-20],并与高斯分布和贝努利随机循环测量矩阵^[13]进行 RIP 特性比较。

分别构造优化确定性循环测量矩阵、高斯和贝努利分布的随机循环测量矩阵,随机选取 S 列构造 Gram 矩阵 $\mathbf{C}_S^H \mathbf{C}_S$, 在每个稀疏度 S 上进行 10 000 次实验,比较各种测量矩阵样本的最大及最小奇异值均值,结果如图 3 所示。图 3 中,两条水平连线之间为稀疏度取不同值时优化测量矩阵的奇异值变化范围,点状连线为最大奇异值及最小奇异值的均值。显然,本文优化的确定性测量矩阵的奇异值均值范围更接近于 1,因此本文优化确定性测量矩阵的 RIP 特性是最优的。

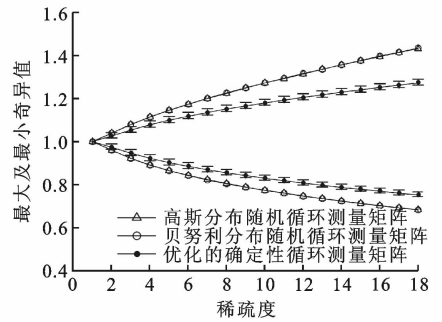


图3 优化确定性循环测量矩阵的统计 RIP 特性

实验 2 通过 Monte Carlo 仿真,比较 3 种信道估计方法的稀疏信道估计性能和误比特率性能。仿真中,压缩感知测量矩阵采用本文的优化确定性测量矩阵。CP-SCBT 系统的分块长度设为 256, CP 长度为 32,符号采样周期为 2×10^{-7} s,调制方式为 QPSK,在接收端利用频域 MMSE 线性均衡算法检测接收信号。信道采用准静态瑞利多径衰落稀疏信道,在一帧内保持不变,参数按照 COST 207 典型城市信道

模型产生^[21],具体参数如表 1 所示.

图 4 比较了各种信道估计方法的 MSE 性能. 本文压缩感知信道估计方法的 MSE 性能始终优于其它两种信道估计方法. PN 序列相关信道估计方法在低信噪比条件下的估计性能略优于最小二乘信道估计方法,但随着信噪比的提高,最小二乘信道估计方法的估计精度逐渐提高,而 PN 序列相关信道估计方法则由于 PN 序列的循环相关性不够理想,其信道估计性能存在明显的平台效应.

图 5 比较了各种信道估计方法的主路径估计误差,结论与图 4 结论一致.

表 1 COST 207 典型城市信道

路径	时延/ μs	功率/dB
1	0.0	-3
2	0.2	0
3	0.5	-5
4	1.6	-6
5	2.3	-8
6	5.0	-10

理接收信号. 由于本文压缩感知信道估计方法能够充分利用信道的稀疏特性,其误比特率性能明显优于其他信道估计方法,最接近信道已知时的情形. 在 3 种信道估计方法中,PN 序列相关信道估计方法的误比特率性能最差,且存在一个非常明显的平台效应,不适合应用于稀疏信道. 本文的信道估计方法在 16 dB 处的误比特率可达 2×10^{-5} ,相同情况下最小二乘信道估计方法的误比特率仅为 3×10^{-3} ,而 PN 序列相关信道估计方法的误比特率性能不理想,只能达到 1×10^{-1} .

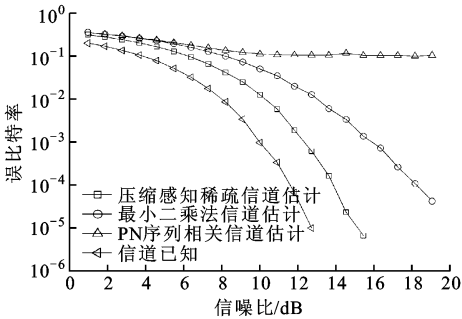


图 6 各种信道估计方法的误比特率

5 结 论

为克服最小二乘和 PN 序列相关信道估计方法在稀疏信道应用时估计性能差的缺点,提出了一种采用时域测量矩阵的压缩感知稀疏信道估计方法. 通过优化构造满足约束等距条件的时域循环测量矩阵,将稀疏信道估计问题建模为压缩感知问题,利用凸优化算法 Dantzig Selector 重构稀疏信道冲击响应,分析了 PN 序列相关、最小二乘和压缩感知信道估计方法的 MSE. 基于 COST 207 典型城市信道模型的仿真表明:压缩感知信道估计方法与传统最小二乘和 PN 序列相关信道估计方法相比,估计精度显著提高.

参考文献:

[1] PANCALDI F, VITETTA G, KALBASI R, et al. Single-carrier frequency domain equalization [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(5): 37-56.

[2] FALCONER D, ARIYAVISITAKUL S L, BENY-AMIN-SEEYAR A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(4): 58-66.

[3] COON J, SANDELL M, BEACH M, et al. Channel and noise variance estimation and tracking algorithms

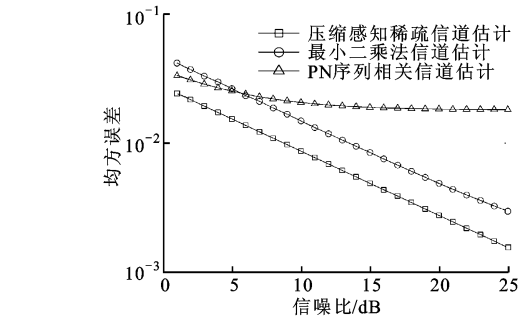


图 4 各种信道估计方法的 MSE 性能

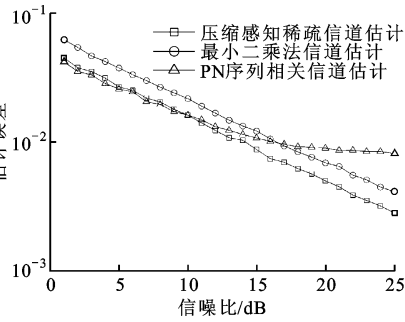


图 5 各种信道估计方法的主路径估计性能

图 6 为各种信道估计方法的误比特率性能,其中,接收端利用频域最小均方误差线性检测算法处

- for unique-word based single-carrier systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(6):1488-1496.
- [4] ZHENG Yahong, XIAO Chengshan. Channel estimation for frequency-domain equalization of single-carrier broadband wireless communications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(2): 815-823.
- [5] 焦现军,张磊,项海格. 单载波频域均衡系统中的 PN 信道估计算法[J]. 北京大学学报,2007, 37(1):103-108.
JIAO Xianjun, ZHANG Lei, XIANG Haige. PN based channel estimation in SC-FDE system [J]. Journal of Peking University, 2007, 37(1):103-108.
- [6] 李丹萍,刘毅,张海林. MIMO SC-FDE 系统的时域信道估计新算法[J]. 通信学报,2011, 32(2):144-149.
LI Danping, LIU Yi, ZHANG Hailin. Channel estimation for MIMO SC-FDE systems via time-domain based approaches [J]. Journal of Communications, 2011, 32(2):144-149.
- [7] BERGER C R, ZHOU Shengli, PREISIG J C, et al. 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.
- [8] TAUBOCK G, HLAWATSCH F, EIWEN D, et al. Compressive estimation of doubly selective channels in multicarrier systems: leakage effects and sparsity-enhancing processing [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2010, 4(2): 255-271.
- [9] HAUPT J, BAJWA W U, RAZ G, et al. Toeplitz compressed sensing matrices with applications to sparse channel estimation [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(11): 5862-5875.
- [10] PAREDES J L, ARCE G R, WANG Zhongmin. Ultra-wideband compressed sensing: channel estimation [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2007, 1(3):383-395.
- [11] DONOHO D L, HUO Xiaoming. Uncertainty principles and ideal atomic decomposition [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(7): 2845-2862.
- [12] CANDES E. The restricted isometry property and its implications for compressed sensing [J]. Comptes Rendus Mathématique, 2008, 346(9): 589-592.
- [13] YIN Wotao, MORGAN S P, YANG Junfeng, et al. Fast sensing and signal reconstruction: practical compressive sensing with Toeplitz and circulant matrices [EB/OL]. [2011-12-01]. http://www.caam.rice.edu/~wyl/paperfiles/Rice_CAAM_TR10-01.PDF.
- [14] ELAD M. Optimized projections for compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(12):5695-5702.
- [15] 贺亚鹏,庄珊娜,李洪涛,等. 基于感知矩阵统计相关系数最小化的压缩感知雷达波形优化设计[J]. 电子与信息学报,2011,13(9): 2097-2102.
HE Yapeng, ZHUANG Shanna, LI Hongtao, et al. Waveform design for compressive sensing radar based on minimizing the statistical coherence of the sensing matrix [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011,13(9): 2097-2102.
- [16] CANDES E, TAO T. The Dantzig selector: statistical estimation when p is much larger than n [J]. The Annals of Statistics, 2007, 35(6): 2313-2351.
- [17] CAI Tony Tony, WANG Lie, XU Guangwu. Shifting inequality and recovery of sparse signals [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3):1300-1308.
- [18] CAI Tony Tony, WANG Lie, XU Guangwu. Stable recovery of sparse signals and an oracle inequality [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(7): 3516-3522.
- [19] APPLEBAUM L, HOWARD S D, SEARLE S, et al. Chirp sensing codes: deterministic compressed sensing measurements for fast recovery [J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2009, 26(2): 283-290.
- [20] YU Nam Yul. Deterministic construction of partial Fourier compressed sensing matrices via cyclic difference sets [EB/OL]. [2011-12-01]. <http://arxiv.org/e-print/1008.0885v2>.
- [21] FAILLI M. Digital land mobile radio communications, COST 207 [R]. Brussels, Belgium: European Commission. COST Office, 1989.

(编辑 刘杨)