



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 111212002 A
(43)申请公布日 2020.05.29

(21)申请号 202010043435.X

(22)申请日 2020.01.15

(71)申请人 中国科学院海洋研究所
地址 266071 山东省青岛市市南区南海路7号

(72)发明人 张祥光 汪嘉宁 王凡

(74)专利代理机构 北京汇捷知识产权代理事务所(普通合伙) 11531
代理人 马金华

(51) Int. Cl.
H04L 25/02(2006.01)
H04L 27/26(2006.01)
H04B 13/02(2006.01)

权利要求书1页 说明书11页 附图2页

(54)发明名称

基于子空间算法的海洋水声OFDM信道的盲辨识方法

(57)摘要

本发明公开了基于子空间算法的海洋水声OFDM信道的盲辨识方法,由接收信号 $\tilde{\mathbf{r}}_k$,计算 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 的估计值 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$;对 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行Cholesky分解,得到噪声白化矩阵 $\mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{r}}}$,对 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行特征值分解,最小的M个特征值对应的特征向量为 $\mathbf{g}_N, \dots, \mathbf{g}_{N+M-1}$,计算得到 $\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}$;将

$\hat{\mathbf{g}}_i = [\mathbf{g}_i^0, \dots, \mathbf{g}_i^{M+N-1}]^T, (i = N, \dots, M+N-1)$ 进行变换,得到 \mathbf{Q}_i 及 \mathbf{Q} ;对 \mathbf{Q} 进行特征值分解,其最小特征值对应的特征向量即满足信道估计值。本发明的有益效果是能够提高水声通信链路的传输效率及传输的可靠性。



1. 参考上述详细理论推导, 基于子空间算法的海洋水声OFDM信道的盲辨识方法, 其特征在于按照以下步骤进行:

6) 由接收信号 $\tilde{\mathbf{r}}_k$, 由式 (55) 计算 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 的估计值 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$;

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^K \tilde{\mathbf{r}}_k \tilde{\mathbf{r}}_k^H \quad (55)$$

7) 对 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行Cholesky分解, 得到式 (45) 的噪声白化矩阵 $\mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}$,

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}} \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^H \quad (45)$$

按式 (46) 对 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行白化, 得到 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$;

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}} &= \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-H} \\ &= \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h}) \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} \Gamma^H(\mathbf{h}) \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{(P \times P)} \\ &= [\mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h})] \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} [\Gamma^H(\mathbf{h}) \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-H}] + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{(P \times P)} \end{aligned} \quad (46);$$

8) 对 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行特征值分解, 最小的 M 个特征值对应的特征向量为 $\mathbf{g}_N, \dots, \mathbf{g}_{N+M-1}$,

并按式 (57) 计算得到 $\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}$;

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \hat{\mathbf{G}} = [\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}] \quad (57)$$

9) 将 $\hat{\mathbf{g}}_i = [g_i^0, \dots, g_i^{M+N-1}]^T, (i = N, \dots, M+N-1)$ 按照式 (60) 进行变换, 得到 \mathbf{Q}_i 及 \mathbf{Q} ;

$$\mathbf{Q}_i = \begin{bmatrix} \hat{g}_i^0 & \hat{g}_i^1 & \dots & \hat{g}_i^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{g}_i^M & \hat{g}_i^{M+1} & \dots & \hat{g}_i^{N+M-1} \end{bmatrix} \quad (60)$$

10) 对 \mathbf{Q} 进行特征值分解, 其最小特征值对应的特征向量即满足式 (63) 的信道估计值;

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}=1\|} \mathbf{h}^H \mathbf{Q} \mathbf{h} \quad (63)。$$

基于子空间算法的海洋水声OFDM信道的盲辨识方法

技术领域

[0001] 本发明属于通信技术领域,涉及基于子空间算法的海洋水声OFDM信道的盲辨识方法。

背景技术

[0002] OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,正交频分复用)是一种对抗频率选择性衰落的有效技术,是近年来无线通信领域的研究热点。它是一种应用于宽带通信的多载波调制传输方式。它具有有效地对抗多径传播所造成的符号间干扰、系统传输容量大、具有可变动态带宽、可实现“正交频分多址”、可以有效的抗窄带干扰、很强的抗衰落能力、高频带利用率等特点,因此成为水声传输系统研究的热点。但由于海洋水声信道的多途性、时变性等特点,使得OFDM的优势大打折扣,尤其是多途信道所造成的码间干扰。因此必须采取信道均衡技术有效减少码间干扰,才能提高水声通信链路的传输效率及传输的可靠性。

发明内容

[0003] 本发明的目的在于提供基于子空间算法的海洋水声OFDM信道的盲辨识方法,本发明的有益效果是能够提高水声通信链路的传输效率及传输的可靠性。

[0004] 本发明技术方案按照以下步骤进行:

[0005] 1) 由接收信号 $\tilde{\mathbf{r}}_k$,由式(55)计算 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 的估计值 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$;

$$[0006] \quad \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^K \tilde{\mathbf{r}}_k \tilde{\mathbf{r}}_k^H \quad (55)$$

[0007] 2) 对 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行Cholesky分解,得到式(45)的噪声白化矩阵 $\mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}$,

$$[0008] \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}} \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^H \quad (45)$$

[0009] 按式(46)对 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行白化,得到 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$;

$$[0010] \quad \begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}} &= \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-H} \\ &= \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h}) \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} \Gamma^H(\mathbf{h}) \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{(P \times P)} \\ &= [\mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h})] \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} [\Gamma^H(\mathbf{h}) \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-H}] + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{(P \times P)} \end{aligned} \quad (46);$$

[0011] 3) 对 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行特征值分解,最小的M个特征值对应的特征向量为 $\mathbf{g}_N, \dots, \mathbf{g}_{N+M-1}$,并按式(57)计算得到 $\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}$;

$$[0012] \quad \tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{W}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \hat{\mathbf{G}} = [\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}] \quad (57)$$

[0013] 4) 将 $\hat{\mathbf{g}}_i = [\hat{g}_i^0, \dots, \hat{g}_i^{M+N-1}]^T, (i = N, \dots, M+N-1)$ 按照式 (60) 进行变换, 得到 \mathbf{Q}_i 及 \mathbf{Q} ;

$$[0014] \quad \mathbf{Q}_i = \begin{bmatrix} \hat{g}_i^0 & \hat{g}_i^1 & \dots & \hat{g}_i^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{g}_i^M & \hat{g}_i^{M+1} & \dots & \hat{g}_i^{N+M-1} \end{bmatrix} \quad (60)$$

[0015] 5) 对 \mathbf{Q} 进行特征值分解, 其最小特征值对应的特征向量即满足式 (63) 的信道估计值;

$$[0016] \quad \hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}=1\|} \mathbf{h}^H \mathbf{Q} \mathbf{h} \quad (63)。$$

附图说明

- [0017] 图1是OFDM基带发送等效信道;
 [0018] 图2是离散时间基带信道模型;
 [0019] 图3是OFDM发送信号;
 [0020] 图4是OFDM接收信号;
 [0021] 图5是信道估计误差与接收信号样本数的关系;
 [0022] 图6是信道估计误差与信噪比的关系。

具体实施方式

[0023] 下面结合具体实施方式对本发明进行详细说明。

[0024] 1、OFDM系统模型及其平稳特性

[0025] 离散时间OFDM系统模型可描述为: 系统输入信号序列 $\{x(n)\}$ 首先被分为长度为 N 的信号块, 其中第 k 个输入信号块用 $x_k(n)$, $(n=0, 1, \dots, N-1)$ 表示, 即 $x(kN+n) = x_k(n)$ 。然后对每个信号块采用傅立叶反变换 (IDFT), 并将变换后的各个离散信号调制到OFDM信号不同的子载波上, 得到一个长度为 N 的OFDM信号, 第 k 个OFDM信号块可表示为:

$$[0026] \quad s_k(i) = s(kN+i) = \sum_{n=0}^{N-1} x_k(n) e^{j2\pi n i / N} = \sum_{n=0}^{N-1} x(kN+n) e^{j2\pi n i / N}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

[0027] 为了消除由于信道多途时延所生产的OFDM信号块之间的干扰 (Inter-Block Interference IBI), OFDM信号间要加入长于信道时延的保护间隔, 为了保持OFDM子载波间的正交性, 在传统的OFDM系统中, 保护间隔发送的是循环前缀CP (Cyclic Prefix CP), 即OFDM信号中的最后若干位信号。设CP的长度为 M , 加了CP后, 一个OFDM信号 (块) 的实际长度为 $P=M+N$ 。

[0028] 因此, 第 k 个OFDM信号 (块) 为

$$[0029] \quad s_k(i) = s(kN+i) = \sum_{n=0}^{N-1} x_k(n) e^{j2\pi n i / N} = \sum_{n=0}^{N-1} x(kN+n) e^{j2\pi n i / N}, \quad i = 0, 1, \dots, P-1 \quad (2)$$

[0030] 因此, 发送端发送的信号为 $s(kP+i) = s_k(i)$, $i = 0, 1, \dots, P-1$, 经过并/串变换后 $s_i(i)$ 被顺序地发送出去。OFDM基带信号的发送模型可由图1表示。

[0031] 在接收端, 接收到的信号 $r(t)$ 为

$$[0032] \quad r(t) = \sum_i s(i)h(t - iT_s - t_d) + n(t) \quad (3)$$

[0033] 式中 $h(t) = h_{tr}(t) \otimes h_{ch}(t) \otimes h_{re}(t)$ 为发送滤波器、未知信道和接收滤波器等环节所合成的等效信道的冲激响应函数; $t_d \in [0, T_s]$ 是一未知传输时延; T_s 是码元周期; $n(t)$ 为合成信道 (以下简称信道) 的加性噪声。

[0034] 用抽样速率为 $1/T_s$ 的速率对接收信号 $r(t)$ 进行抽样, 并记 $h(n) = h(nT_s - t_d)$, $r(n) = r(nT_s)$, $n(n) = n(nT_s)$, 若信道的冲激响应阶数为 L 则式 (3) 可用离散时间模型等价

$$[0035] \quad r(n) = \sum_{i=0}^{L-1} s(n-i)h(i) + n(n) \quad (4)$$

[0036] 上式 (4) 将一个时间连续的信道化为一个离散的线性时不变 FIR 有限冲激响应信道, 图1等价于图2。因此对信道的辨识, 就是辨识整个的合成信道。

[0037] 在实际信道估计时, 由于受到噪声的影响, 接收机不可能精确地估计出信道的阶数, 但由于循环前缀长于信道的时延, 即 $L \leq M$, 因此可将所估计信道的离散冲激响应用向量表示 $h = [h(0), h(1), \dots, h(M)]^T$, 其中 $h(i) |_{i>L} = 0$ 。将 OFDM 信号 $s_k(i)$ 通过信道 h , 并考虑信道噪声时, 接收端接收的信号 $r_k(i)$ 表示为

$$[0038] \quad r_k(i) = \sum_{n=0}^{N-1} x_k(n) e^{j\frac{2\pi}{N}n(i-M)} \sum_{l=0}^M h(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \sum_{d=0}^{P-1} \delta(d - (i-l)) \\ + \sum_{n=0}^{N-1} x_{k-1}(n) e^{j\frac{2\pi}{N}n(i-M)} \sum_{l=0}^M h(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}n(l-P)} \sum_{d=0}^{P-1} \delta(d - (i-l+P)) + n_k(i) \quad (5)$$

[0039] 在上式中, 将接收信号分为两部分, 即前第 $k-1$ OFDM 块和后第 k 个 OFDM 块, $\delta(\cdot)$ 为冲激响应函数。在接收端进行信号检测时, 首先去掉 $r_k(i)$ 中的循环前缀, 以消除来自前一个 OFDM 信号的干扰, 在无信道噪声的情况下, 对 OFDM 解调, 得到

$$[0040] \quad y_k(i) = x_k(i) H\left(\frac{2\pi i}{N}\right) = x_k(i) \sum_{l=0}^M h(l) e^{j\frac{2\pi}{N}il} \quad (6)$$

[0041] 由式 (6) 可见, 通过 OFDM 系统的调制、解调, 系统将一个线性时不变 FIR 多途信道干扰变换成为一个对每个信号的乘性干扰, 只要知道信道特征, 通过简单的除法运算, 就可恢复出信号, 实现 OFDM 的相干检测。

[0042] 以下通过对 OFDM 发送信号的二阶统计的直接计算, 得到它的二阶统计特性。设输入信号 $x_k(n)$ 是独立同分布的, 信号的方差为 σ_x^2 ; 信道噪声为高斯白噪声, 方差为 σ_n^2 , 则 OFDM 发送信号的二阶统计特性为

$$[0043] \quad R_s(kP+i, \tau) = E\{s_k(i)s_k^*(i+\tau)\} = \sum_{f=0}^{N-1} \sum_{g=0}^{N-1} E\{x_k(f)x_k^*(g+\tau)\} e^{j\frac{2\pi}{N}fi} e^{-j\frac{2\pi}{N}g(i+\tau)} \\ = N\sigma_x^2 [\delta(\tau) + \delta(\tau-N) \sum_{d=0}^M \delta(i-d) + \delta(\tau+N) \sum_{d=N}^{P-1} \delta(i-d)] \quad (7)$$

[0044] 可见, $R_s(kP+i, \tau)$ 只与 i 有关, 与 k 无关, 所以它是一个周期为 P 的函数, $s_k(i)$ 的二阶统计为周期平稳的。由于线性时不变信道不会改变信号的统计特性, 因此接收的信号也具

有周期为P的平稳特性,可表示为

$$[0045] \quad R_r(kP+i, \tau_1, \tau_2) = \sum_{l=0}^M h(l)h^*(l+\tau_1-\tau_2)R_s(kP+i-l, \tau_2) + \sigma_n^2(\tau_1) \quad (8)$$

[0046] 将(4)式表示成矢量的形式

$$[0047] \quad \mathbf{s}_k = [s_k(0), s_k(1), \dots, s_k(P-1)]^T \quad (9)$$

$$[0048] \quad \mathbf{r}_k = [r_k(0), r_k(1), \dots, r_k(P-1)]^T \quad (10)$$

$$[0049] \quad \mathbf{n}_k = [n_k(0), n_k(1), \dots, n_k(P-1)]^T \quad (11)$$

[0050] 考虑到前一个OFDM信号(块)对后一个的影响,因此将两个OFDM信号一并考虑,有

$$[0051] \quad \mathbf{r}_k = \mathbf{H}_0 \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_1 \mathbf{s}_{k-1} + \mathbf{n}_k \quad (12)$$

$$[0052] \quad \mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ h(M) & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & h(M) & \dots & h(0) \end{bmatrix}_{(N+M) \times (N+M)} \quad (13)$$

$$[0053] \quad \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 0 & h(M) & \dots & h(1) \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & h(M) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{(N+M) \times (N+M)}$$

(14)

[0054] 2基于子空间算法的OFDM盲信道估计算法

[0055] OFDM接收信号具有周期平稳性的特点,因此OFDM包含了足够的信道信息,可实现信道的盲估计。

[0056] 盲信道估计的子空间算法要求系统的信道为一个高阶矩阵,且该矩阵要要求满秩,要满足这个条件,需要接收的信号多于发送的信号数量,也就是通过收、发信号得到高阶矩阵的系统传输方程。在OFDM系统中,可采用上节(2)中的方法,对接收信号的过采样或多接收阵列进行接收,使得接收信号的数量多于发送信号的数量,从而实现信道的盲估计。但OFDM信号中由于加入了循环前缀(CP),实际上接收信号的数量已多于发送信号的数量,因此OFDM信号具备了实现子空间信道盲估计的条件。

[0057] 要实现OFDM子空间盲信道估计,关键是如何得到信道的高阶矩阵。观察式(12),由于存在前一个OFDM信号的干扰项 $\mathbf{H}_1 \mathbf{s}_{k-1}$,这个干扰项也是循环平稳的,因此不能将其用随机噪声项处理,所以必须对式(12)进行适当的变换,充分利用CP带来的信号,使系统的传输方程变为高阶矩阵传输方程。

[0058] 将式(12)中的 $\mathbf{r}_k, \mathbf{s}_k, \mathbf{n}_k$ 分解为三个子向量

$$[0059] \quad \mathbf{r}_k = [\mathbf{r}_k^{(0)T}, \mathbf{r}_k^{(1)T}, \mathbf{r}_k^{(2)T}]^T \quad (15)$$

$$[0060] \quad \mathbf{s}_k = [\mathbf{s}_k^{(0)T}, \mathbf{s}_k^{(1)T}, \mathbf{s}_k^{(2)T}]^T \quad (16)$$

$$[0061] \quad \mathbf{n}_k = [\mathbf{n}_k^{(0)T}, \mathbf{n}_k^{(1)T}, \mathbf{n}_k^{(2)T}]^T \quad (17)$$

[0062] 其中,第一和第三个子向量有M个元素,第二个子向量有N-M个元素,将 $\mathbf{s}_k^{(0)}$ 子向量

定义为CP,则 $\mathbf{s}_k^{(2)}$ 也为CP,即 $\mathbf{s}_k^{(0)} = \mathbf{s}_k^{(2)}$ 。对于接收信号,可定义:

$$[0063] \quad \bar{\mathbf{r}}_k^{(1)} = [\mathbf{r}_{k-1}^{(1)T}, \mathbf{r}_{k-1}^{(2)T}, \mathbf{r}_k^{(0)T}]^T \quad (18)$$

$$[0064] \quad \bar{\mathbf{r}}_k^{(2)} = [\mathbf{r}_k^{(0)T}, \mathbf{r}_k^{(1)T}, \mathbf{r}_k^{(2)T}]^T \quad (19)$$

[0065] 于是

$$[0066] \quad \bar{\mathbf{r}}_k^{(1)} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{k-1}^{(0)} \\ \mathbf{s}_{k-1}^{(1)} \\ \mathbf{s}_{k-1}^{(2)} \\ \mathbf{s}_k^{(0)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k-1}^{(1)} \\ \mathbf{n}_{k-1}^{(2)} \\ \mathbf{n}_k^{(0)} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$[0067] \quad \bar{\mathbf{r}}_k^{(2)} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{k-1}^{(2)} \\ \mathbf{s}_k^{(0)} \\ \mathbf{s}_k^{(1)} \\ \mathbf{s}_k^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_k^{(0)} \\ \mathbf{n}_k^{(1)} \\ \mathbf{n}_k^{(2)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$[0068] \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(M) & \cdots & h(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h(M) & \cdots & h(0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h(M) & \cdots & h(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h(M) & \cdots & h(0) \end{bmatrix} \quad (22)$$

[0069] 现用下图解释式(20)和式(21)。若连续发送两OFDM信号块 $\mathbf{s}_{k-1}, \mathbf{s}_k$,由于多途效应,使得在接收端的接收信号发生了码间干扰,即发送信号 \mathbf{s}_{k-1} ,在接收端变成了 $\bar{\mathbf{r}}_k^{(1)}$,而不是 \mathbf{r}_{k-1} ;同样发送信号 \mathbf{s}_k ,在接收端变成了 $\bar{\mathbf{r}}_k^{(2)}$,而不是 \mathbf{r}_k 。图3为OFDM发送信号,图4为OFDM接收信号。

$$[0070] \quad \tilde{\mathbf{r}}_k = \bar{\mathbf{r}}_k^{(1)} - \bar{\mathbf{r}}_k^{(2)} \quad (23)$$

$$[0071] \quad \tilde{\mathbf{s}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{k-1}^{(1)} \\ \mathbf{s}_{k-1}^{(2)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{s}_k^{(0)} \\ \mathbf{s}_k^{(1)} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$[0072] \quad \tilde{\mathbf{n}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k-1}^{(1)} \\ \mathbf{n}_{k-1}^{(2)} \\ \mathbf{n}_k^{(0)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{n}_k^{(0)} \\ \mathbf{n}_k^{(1)} \\ \mathbf{n}_k^{(2)} \end{bmatrix} \quad (25)$$

[0073] 式中 $\tilde{\mathbf{r}}_k$ 是一个P个元素的向量, $\mathbf{s}_{k-1}^{(0)}, \mathbf{s}_k^{(0)}$ 分别是两个OFDM信号块的前缀,与 $\mathbf{s}_{k-1}^{(2)}, \mathbf{s}_k^{(2)}$ 相等,因此在做 $\tilde{\mathbf{r}}_k = \bar{\mathbf{r}}_k^{(1)} - \bar{\mathbf{r}}_k^{(2)}$ 运算时,循环前缀可以相抵消,所以 $\tilde{\mathbf{r}}_k$ 中的信号项变为 $\tilde{\mathbf{s}}_k$,其向量元素的个数为N。通过上述变换,可得到高阶信道传输方程

$$[0074] \quad \tilde{\mathbf{r}}_k = \mathbf{\Gamma}(\mathbf{h})\tilde{\mathbf{s}}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (26)$$

[0075] 式中 $\mathbf{\Gamma}(\mathbf{h})$ 是一个 $(N+M) \times N$ 的Toeplitz高阶矩阵

$$[0076] \quad \Gamma(\mathbf{h}) = \begin{bmatrix} h(0) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ h(M) & \ddots & h(0) \\ \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & h(M) \end{bmatrix} \quad (27)$$

[0077] 在 $h(0) \neq 0$ 的情况下, $\Gamma(\mathbf{h})$ 是列满秩的。这是因为, 若有一向量 $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$, 使 $\Gamma(\mathbf{h})\mathbf{a} = \mathbf{0}$, 在 $h(0) \neq 0$ 时, 只有 $\mathbf{a} = \mathbf{0}$ 时才能使 $\Gamma(\mathbf{h})\mathbf{a} = \mathbf{0}$ 成立。因此 $\Gamma(\mathbf{h})$ 的各列向量是线性无关的, 即 $\Gamma(\mathbf{h})$ 列满秩。

[0078] 应用子空间盲辨识原理, 先对接收信号求相关矩阵, 然后进行信号分解, 分解为相互正交的信号子空间和噪声子空间, 便的得到信道估计的特征方程, 就可进行盲信道估计。以下先求接收信号 $\tilde{\mathbf{r}}_k$ 的相关矩阵。

$$[0079] \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} = E[\tilde{\mathbf{r}}_k \tilde{\mathbf{r}}_k^H] = \Gamma(\mathbf{h})E[\tilde{\mathbf{s}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k^H]\Gamma^H(\mathbf{h}) + E[\tilde{\mathbf{n}}_k \tilde{\mathbf{n}}_k^H] = \Gamma(\mathbf{h})\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}}\Gamma^H(\mathbf{h}) + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} \quad (28)$$

[0080] 式中, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} = E[\tilde{\mathbf{s}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k^H]$ 为 $\tilde{\mathbf{s}}_k$ 的相关矩阵; $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = E[\tilde{\mathbf{n}}_k \tilde{\mathbf{n}}_k^H]$ 为 $\tilde{\mathbf{n}}_k$ 的相关矩阵。由 (7) 式可得

$$[0081] \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} = E[\tilde{\mathbf{s}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k^H] = 2N\sigma_x^2 \mathbf{I} \quad (29) \quad \tilde{\mathbf{s}}_k \text{ 的相关矩阵 } \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}}$$

是一个 $N \times N$ 的方阵, 并满秩, (29) 式中的 \mathbf{I} 为 $N \times N$ 维。

$$[0082] \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = E[\tilde{\mathbf{n}}_k \tilde{\mathbf{n}}_k^H] = \sigma_n^2 \begin{bmatrix} 2\mathbf{I}_{M \times M} & \mathbf{0}_{M \times (N-M)} & -\mathbf{I}_{M \times M} \\ \mathbf{0}_{(N-M) \times M} & 2\mathbf{I}_{(N-M) \times (N-M)} & \mathbf{0}_{(N-M) \times M} \\ -\mathbf{I}_{M \times M} & \mathbf{0}_{M \times (N-M)} & 2\mathbf{I}_{M \times M} \end{bmatrix} \quad (30)$$

[0083] 由上式可见, 虽然信道噪声为白噪声, 但由于通过式 (25) 变换, 式 (26) 中的噪声项变为有色噪声, 虽然 (30) 的相关矩阵为有色噪声相关矩阵, 但为了便于信号子空间分解, 我们依然对式 (28) 中的噪声项假设为白噪声, 待信号子空间分解完成后, 再对噪声项进行修正。

[0084] 假设式 (28) 的噪声项为 $\sigma^2 \mathbf{I}$, 则式 (28) 变为

$$[0085] \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \Gamma(\mathbf{h})\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}}\Gamma^H(\mathbf{h}) + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (31)$$

[0086] $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 具有 Hermitian 的对称特性, 其特征值分解具有如下形式

$$[0087] \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \mathbf{U}\Sigma^2\mathbf{U}^H \quad (32)$$

[0088] 其中 \mathbf{U} 是由 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 的单位特征向量组成的特征向量矩阵,

$$[0089] \quad \Sigma^2 = \text{diag}[\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{(M+N-1)}] \quad (33)$$

[0090] 对角元素 λ_i , ($i = 0, 1, \dots, M+N-1$) 是 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 的特征值。

[0091] 由于 $\Gamma(\mathbf{h})$ 是一个秩为 N 的列满秩的矩阵, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} = 2N\sigma_x^2 \mathbf{I}$ 的秩也是 N , 因此 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 的特征值必须满足下列关系

$$[0092] \quad \begin{cases} \lambda_i > \sigma^2, & i = 0, 1, \dots, N-1 \\ \lambda_i = \sigma^2, & i = N, \dots, N+M-1 \end{cases} \quad (34)$$

[0093] 设 $\lambda_0, \dots, \lambda_{N-1}$ 对应特征向量分别为 a_0, \dots, a_{N-1} , $\lambda_N, \dots, \lambda_{N+M-1}$ 对应的特征向量为 g_N, \dots, g_{N+M-1} , 设:

$$[0094] \quad A = [a_0, \dots, a_{N-1}] \quad (35)$$

$$[0095] \quad G = [g_N, \dots, g_{N+M-1}] \quad (36)$$

[0096] 分别称A和G为信号子空间向量矩阵和噪声向量子空间矩阵。特征向量矩阵U便分为了两个子矩阵

$$[0097] \quad U = [A; G] \quad (37)$$

[0098] 由于特征向量矩阵U是酉矩阵, 因此有

$$[0099] \quad UU^H = [A; G] \begin{bmatrix} A^H \\ \dots \\ G^H \end{bmatrix} = 1 \quad (38)$$

$$[0100] \quad \mathbf{R}_F = A \text{diag}[\lambda_0, \dots, \lambda_{N-1}] A^H + G \text{diag}[\lambda_N, \dots, \lambda_{N+M-1}] G^H \quad (39)$$

[0101] 由于G是 \mathbf{R}_F 对应的特征向量, G的特征值为 σ^2 , 因此有

$$[0102] \quad \mathbf{R}_F G = \sigma^2 G \quad (40)$$

$$[0103] \quad \mathbf{R}_F G = \Gamma(\mathbf{h}) \mathbf{R}_s \Gamma^H(\mathbf{h}) G + \sigma^2 G \quad (41)$$

[0104] 由式(40)和(41)可得

$$[0105] \quad \Gamma(\mathbf{h}) \mathbf{R}_s \Gamma^H(\mathbf{h}) G = \mathbf{0} \quad (42)$$

[0106] 从而有

$$[0107] \quad G^H \Gamma(\mathbf{h}) \mathbf{R}_s \Gamma^H(\mathbf{h}) G = [G^H \Gamma(\mathbf{h})] \mathbf{R}_s [\Gamma^H(\mathbf{h}) G] = \mathbf{0} \quad (43)$$

[0108] 由于 \mathbf{R}_s 是非奇异的, $\mathbf{q}^H \mathbf{R}_s \mathbf{q} = \mathbf{0}$, 当且仅当 $\mathbf{q} = \mathbf{0}$, 因此

$$[0109] \quad \begin{cases} \Gamma^H(\mathbf{h}) G = \mathbf{0} \\ G^H \Gamma(\mathbf{h}) = \mathbf{0} \end{cases} \quad (44)$$

[0110] 式(44)为信道辨识特征方程。

[0111] 现对式(35)到式(44)进行解释: A的各列向量是 \mathbf{R}_F 的特征向量, 它们张开的线性空间为 \mathbf{R}_F 的子信号空间, 维数为N; G的各列向量也是 \mathbf{R}_F 的特征向量, 它们张开的线性空间为 \mathbf{R}_F 的噪声子空间, 维数为M。并且信号子空间和噪声子空间是相互正交的, 它们共同构成了 \mathbf{R}_F 的空间。 $\Gamma(\mathbf{h})$ 是一个秩为N的满列秩的矩阵, 其列向量可作为信号子空间的一组基, 可张开为信号子空间, 因此 $\Gamma(\mathbf{h})$ 的列向量和G是正交的。

[0112] 下面对式(44)进行修正, 并对式(28)进行子空间分解。首先对式(28)中的噪声项进行白化处理。式(30)中的 \mathbf{R}_n 是满秩的, 其特征值均大于零, 因此 \mathbf{R}_n 是Hermitian正定矩阵, 对其进行Cholesky分解

$$[0113] \quad \mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_n \mathbf{W}_n^H \quad (45)$$

[0114] 其中, \mathbf{W}_n 是对角元素全大于零的下三角矩阵。对式(28)分别进行左乘 \mathbf{W}_n^{-1} 和右乘 \mathbf{W}_n^{-H} 运算, 对式(28)中的噪声项做白化处理后, 得到

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{R}}_{\bar{r}} &= \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \mathbf{R}_{\bar{r}} \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-H} \\
[0115] \quad &= \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h}) \mathbf{R}_{\bar{s}} \Gamma^H(\mathbf{h}) \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{(P \times P)} \quad (46) \\
&= [\mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h})] \mathbf{R}_{\bar{s}} [\Gamma^H(\mathbf{h}) \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-H}] + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{(P \times P)}
\end{aligned}$$

[0116] 式中 $P=M+N$, 噪声为白噪声。由于 $\mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1}$ 是 $(N+M) \times (N+M)$ 的满秩方阵, $\Gamma(\mathbf{h})$ 是秩为 N 的满列秩的矩阵, 因此 $\mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h})$ 是 $(N+M) \times N$ 阶的满列秩矩阵。所以, 可由 $\mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h})$ 的 N 个列向量为基, 张成 $\hat{\mathbf{R}}_{\bar{r}}$ 的 N 维信号子空间。对 $\hat{\mathbf{R}}_{\bar{r}}$ 进行特征值分解, 其特征值为 σ_n^2 , 所对应的 M 个特征向量可用 $\hat{\mathbf{G}} = [\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}]$ 表示, 他们张开了 $\hat{\mathbf{R}}_{\bar{r}}$ 的噪声子空间。与式 (40) 到式 (44) 的推导过程相同, 有

$$[0117] \quad \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h}) = \mathbf{0} \quad (47)$$

[0118] 以上应用子空间分解, 得到了信道辨识方程, 该方程说明信道 \mathbf{h} 满足式 (47), 但由式 (47) 对信道进行估计, 则必须分析式 (47) 的解空间。以下给出信道可辨识的定理。

[0119] 定理3: 在 $\mathbf{h}(0) \neq 0$ 的情况下, $\Gamma(\mathbf{h})$ 为Toeplitz矩阵结构时, 由式 (47) 计算出的信道 $\hat{\mathbf{h}}$ 与实际信道 \mathbf{h} 的关系为 $\mathbf{h} = a\hat{\mathbf{h}}$, 其中 a 为不等于零的任意常数, 则由式 (47) 可实现信道的辨识。

[0120] 证明: 假设存在两个不同信道解 \mathbf{h} 和 $\hat{\mathbf{h}}$ 均满足式 (47), \mathbf{h} 是实际信道, 因此有

$$[0121] \quad \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h}) = \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1} \Gamma(\hat{\mathbf{h}}) \quad (48)$$

[0122] 先考虑信道阶数能精确估计的情况, 即考虑 $L=M$ 时式 (47) 的信道可辨识的情况。

对信道进行 Z 变换, 可得到系统的传输函数 $H(z) = \sum_{l=0}^L h_l z^{-l}$ 。设 ρ_1, \dots, ρ_L 是 $H(z)$ 的 L 个根, 也就是设 ρ_1, \dots, ρ_L 是 \mathbf{h} 的 L 个零点, 若 $H(z)$ 无重根, 可由 ρ_1, \dots, ρ_L 组成 L 个Vandermonde向量 $\boldsymbol{\rho}_l = [1, \rho_l^1, \dots, \rho_l^{M+N-1}]^T, (l=1, \dots, L)$ 。由于 $\Gamma(\mathbf{h})$ 为Toeplitz矩阵结构, 通过直接计算可知, Vandermonde向量 $\boldsymbol{\rho}_l (l=1, \dots, L)$ 扩展成了 $\Gamma(\mathbf{h})$ 的左零向量空间。因此可对式 (47) 中的 $\hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1}$ 进行分解, 即

$$[0123] \quad (\hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\bar{n}}^{-1})^H = \mathbf{P} \mathbf{B} \quad (49)$$

[0124] 其中, \mathbf{B} 是一个 $(M+N) \times (M+N)$ 的满秩方阵, $\mathbf{P} = [\boldsymbol{\rho}_1, \dots, \boldsymbol{\rho}_L]$ 的Vandermonde矩阵, 带入式 (48), 有

$$[0125] \quad \mathbf{B}^H \mathbf{P}^H \Gamma(\mathbf{h}) = \mathbf{B}^H \mathbf{P}^H \Gamma(\hat{\mathbf{h}}) \quad (50)$$

[0126] 考虑到 \mathbf{B} 是方阵, 上式变为

$$[0127] \quad \mathbf{P}^H \Gamma(\mathbf{h}) = \mathbf{P}^H \Gamma(\hat{\mathbf{h}}) \quad (51)$$

[0128] 这说明Vandermonde向量 $\boldsymbol{\rho}_l (l=1, \dots, L)$ 也可张开 $\Gamma(\hat{\mathbf{h}})$ 的左零向量空间。由于 $\Gamma(\hat{\mathbf{h}})$ 是一个Toeplitz矩阵, 也就是说 ρ_1, \dots, ρ_L 同样是 $\hat{\mathbf{h}}$ 的 L 个信道零点, 即 \mathbf{h} 和 $\hat{\mathbf{h}}$ 有相同的信道零点, 因此, 必有

$$[0129] \quad \mathbf{h} = a\hat{\mathbf{h}} \quad (52)$$

[0130] 式中a为一不等于零的常数。

[0131] 式(52)说明,由式(47)计算得到的信道与实际信道仅相差一个常数,因此式(47)可进行信道辨识。

[0132] 下面考虑信道阶数过估计情况下的信道辨识。设实际信道阶数为 $L < M$, $H(z)$ 有 L 个根 ρ_1, \dots, ρ_L , Vandermonde矩阵 $P = [\rho_1, \dots, \rho_L]$ 的秩为 L 。由于式(47)中噪声子空间的秩为 M , 因此对 $P = [\rho_1, \dots, \rho_L]$ 进行扩展可得到噪声子空间的一组基 $\rho_1, \dots, \rho_L, \rho_{L+1}, \dots, \rho_M$, 其中 $\rho_{L+1}, \dots, \rho_M$ 不具有Vandermonde矢量 $\boldsymbol{\rho}_l = [1, \rho_l^1, \dots, \rho_l^{M+N-1}]^T, (l = 1, \dots, L)$ 的形式, 否则 $\rho_{L+1}, \dots, \rho_M$ 也是 $H(z)$ 的根。

[0133] $\hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}^{-1}$ 进行分解,有

$$[0134] \quad (\hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}^{-1})^H = \hat{\mathbf{P}} \hat{\mathbf{B}} \quad (53)$$

[0135] 式中, $\hat{\mathbf{B}}$ 为 $(M+N) \times (M+N)$ 满秩的方阵, $\hat{\mathbf{P}} = [\boldsymbol{\rho}_1, \dots, \boldsymbol{\rho}_L, \boldsymbol{\rho}_{L+1}, \dots, \boldsymbol{\rho}_M]$, 带入式(48)有

$$[0136] \quad \hat{\mathbf{P}}^H \boldsymbol{\Gamma}(\mathbf{h}) = \hat{\mathbf{P}}^H \boldsymbol{\Gamma}(\hat{\mathbf{h}}) \quad (54)$$

[0137] 因此有 $\boldsymbol{\rho}_l^H \boldsymbol{\Gamma}(\hat{\mathbf{h}}) = \mathbf{0} (l = 1, \dots, L)$, ρ_l 是信道 $\hat{\mathbf{h}}$ 的零点, 亦即, 信道 \mathbf{h} 的零点与信道 $\hat{\mathbf{h}}$ 的零点相同。

[0138] 同理可证信道 $\hat{\mathbf{h}}$ 的零点与信道 \mathbf{h} 的零点相同, 所以信道 $\hat{\mathbf{h}}$ 与 \mathbf{h} 的零点相同, 且长度也相等, 并且满足式(35)。

[0139] 如果 ρ_1, \dots, ρ_L 中有重根, 可根据文献[78]的原理, 扩展Vandermonde矢量, 可得到同样的结论, 在此不再证明。定理得以证明。

[0140] 通过定理3的证明, 可得出: 只要信道矩阵 $\boldsymbol{\Gamma}(\mathbf{h})$ 是Toeplitz结构, 就可实现信道辨识。

[0141] 3、算法的实现

[0142] 在实际计算时, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 是由 $\tilde{\mathbf{r}}_k$ 的时间平均估计得到的

$$[0143] \quad \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \tilde{\mathbf{r}}_k \tilde{\mathbf{r}}_k^H \quad (55)$$

[0144] K 是估计统计特性的接收信号的样本数。由于接收端不能精确地计算出 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$, 同时受到噪声的影响, 不能直接解方程(47)得到 \mathbf{h} , 因此在实际计算中采用求矩阵 $\hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}^{-1} \boldsymbol{\Gamma}(\mathbf{h})$ 中每个元素平方和的最小解来获得 \mathbf{h} 的估计

$$[0145] \quad \hat{\mathbf{h}} = \arg \min \left\| \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}^{-1} \boldsymbol{\Gamma}(\mathbf{h}) \right\|^2 \quad (56)$$

[0146] 式中, $\| \cdot \|$ 是矩阵的Euclidean范数。为便于求解, 将上式化为二次型的形式, 设

$$[0147] \quad \tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}^{-1} \hat{\mathbf{G}} = [\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}] \quad (57)$$

[0148] 式中, $\tilde{\mathbf{G}}$ 是一个 $(M+N) \times M$ 的列满秩的矩阵, $\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}$ 是 $\tilde{\mathbf{G}}$ 的 M 个列矢量, 则式

(56) 变为

$$[0149] \quad \left\| \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h}) \right\|^2 = \left\| \tilde{\mathbf{G}}^H \Gamma(\mathbf{h}) \right\|^2 = \sum_{i=N}^{M+N-1} \hat{\mathbf{g}}_i^H \Gamma(\mathbf{h}) \Gamma^H(\mathbf{h}) \hat{\mathbf{g}}_i \quad (58)$$

[0150] 设 $\hat{\mathbf{g}}_i = [g_i^0, \dots, g_i^{M+N-1}]^T, (i = N, \dots, M+N-1)$, 则

$$[0151] \quad \hat{\mathbf{g}}_i^H \Gamma(\mathbf{h}) = \mathbf{h}^H \begin{bmatrix} \hat{g}_i^0 & \hat{g}_i^1 & \dots & \hat{g}_i^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{g}_i^M & \hat{g}_i^{M+1} & \dots & \hat{g}_i^{N+M-1} \end{bmatrix} = \mathbf{h}^H \mathbf{Q}_i \quad (59)$$

[0152] 式中

$$[0153] \quad \mathbf{Q}_i = \begin{bmatrix} \hat{g}_i^0 & \hat{g}_i^1 & \dots & \hat{g}_i^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{g}_i^M & \hat{g}_i^{M+1} & \dots & \hat{g}_i^{N+M-1} \end{bmatrix} \quad (60)$$

[0154] 因此, 有

$$[0155] \quad \begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= \arg \min \left\| \hat{\mathbf{G}}^H \mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}^{-1} \Gamma(\mathbf{h}) \right\|^2 = \arg \min \sum_{i=N}^{N+M-1} \mathbf{h}^H \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H \mathbf{h} \\ &= \arg \min \mathbf{h}^H \left(\sum_{i=N}^{N+M-1} \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H \right) \mathbf{h} = \arg \min \mathbf{h}^H \mathbf{Q} \mathbf{h} \end{aligned} \quad (61)$$

[0156] 其中,

$$[0157] \quad \mathbf{Q} = \sum_{i=N}^{M+N-1} \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H \quad (62)$$

[0158] 为了防止式 (61) 的解出现全0的情况, 应对式 (61) 加一定的约束条件, 即 $\|\mathbf{h}\| = 1$ 。对Q进行特征值分解, 其最小特征值对应的单位特征向量, 就是式 (61) 的解。加约束条件后, 式 (61) 变为

$$[0159] \quad \hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}=1\|} \mathbf{h}^H \mathbf{Q} \mathbf{h} \quad (63)$$

[0160] 实现算法如下:

[0161] 1) 由接收信号 $\tilde{\mathbf{r}}_k$, 由式 (55) 计算 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 的估计值 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 。

[0162] 2) 对 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行Cholesky分解, 得到式 (45) 的噪声白化矩阵 $\mathbf{W}_{\hat{\mathbf{n}}}$, 按式 (46) 对 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行白化, 得到 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 。

[0163] 3) 对 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}}$ 进行特征值分解, 最小的M个特征值对应的特征向量为 $\mathbf{g}_N, \dots, \mathbf{g}_{N+M-1}$,

[0164] 并按式 (57) 计算得到 $\hat{\mathbf{g}}_N, \dots, \hat{\mathbf{g}}_{N+M-1}$ 。

[0165] 4) 将 $\hat{\mathbf{g}}_i = [g_i^0, \dots, g_i^{M+N-1}]^T, (i = N, \dots, M+N-1)$ 按照式 (60) 进行变换, 得到 \mathbf{Q}_i 及 \mathbf{Q} 。

[0166] 5) 对Q进行特征值分解, 其最小特征值对应的特征向量即满足式 (63) 的信道估计值。

[0167] 4、仿真模拟

[0168] 用Monte Carlo仿真测试算法的特性,信道估计的精度用归一化均方误差RMSE和Bias来衡量,即

$$[0169] \quad \mathbf{RMSE} = \frac{1}{\|\mathbf{h}\|} \sqrt{\frac{1}{I_s(L+1)} \sum_{i=1}^{I_s} \|\hat{\mathbf{h}}^{(i)} - \mathbf{h}\|^2}$$

[0170] 及

$$[0171] \quad \mathbf{Bias} = \frac{1}{I_s(L+1)\|\mathbf{h}\|} \sum_{l=0}^L \left| \sum_{i=1}^{I_s} [\hat{h}^{(i)}(l) - h(l)] \right|$$

[0172] 其中, $\|\cdot\|$ 为求h的的Euclidean范数, $I_s=150$ 为Monte Carlo次数, $\hat{\mathbf{h}}^{(i)}$ 为第i次仿真信道的估计值。 $L=4$ 为信道的阶数, $\mathbf{h} = [h(0), h(1), h(2), h(3), h(4)]$ 。

[0173] 现对 $\mathbf{h}_1 = [1, -0.331, -0.131, 0.412, 0.811]$, $\mathbf{h}_2 = [1, 0, -0.961, 0, -0.711]$, $\mathbf{h}_3 = [1, 0.612, -0.593, 0, 0]$ 3个仿真信道进行算法的性能实验,输入信号采用独立同分的QPSK信号,信号长度 $M=4$, $N=20$ 。

[0174] (1) 信道估计误差与信号样本数的关系由图5可发现,随着接收信号样本数的增加,信道估计的精度也在增加,当样本数增加到一定程度时,精度的增加变化趋慢,因此取适当的样本数就可较好地满足精度的要求,在测试中,当样本数在110附近时,估计的精度将缓慢变化。

[0175] (2) 信噪比 (SNR) 与信道估计误差的关系

[0176] 采用实验(1)的仿真信道和信号,分别取 $\text{SNR}=5, 10, 15, 20, 25, 30$ 测试,其测试结果如图6所示。实验结果表明:信噪比越高信道估计偏差越小。

[0177] 以上所述仅是对本发明的较佳实施方式而已,并非对本发明作任何形式上的限制,凡是依据本发明的技术实质对以上实施方式所做的任何简单修改,等同变化与修饰,均属于本发明技术方案的范围。



图1

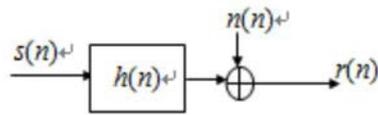


图2

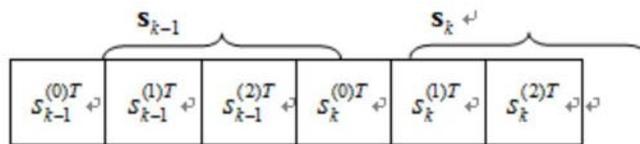


图3

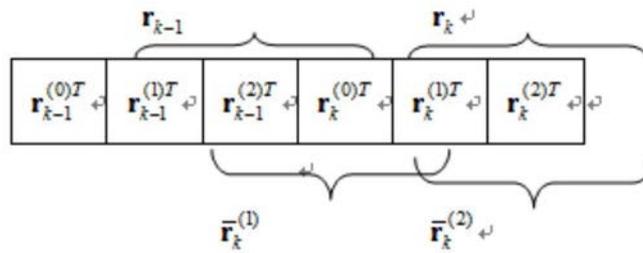


图4

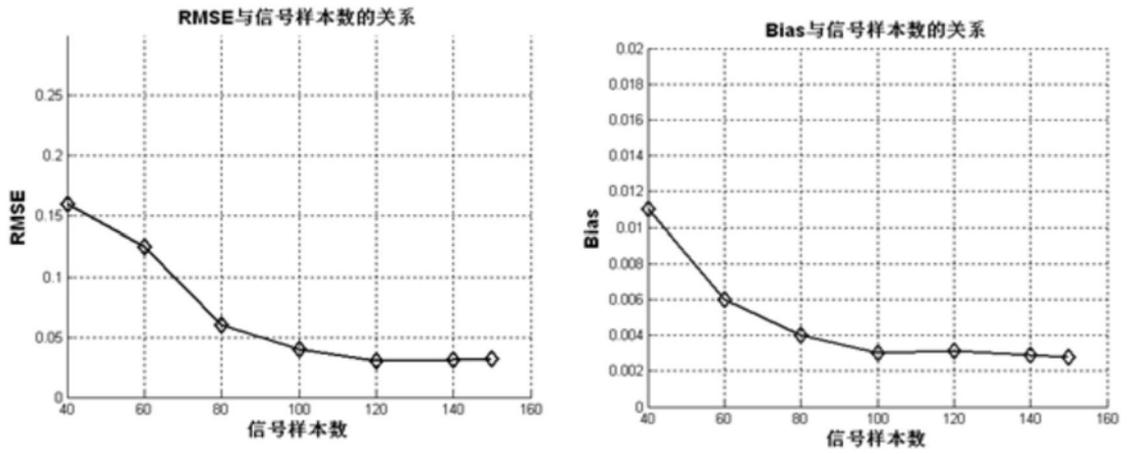


图5

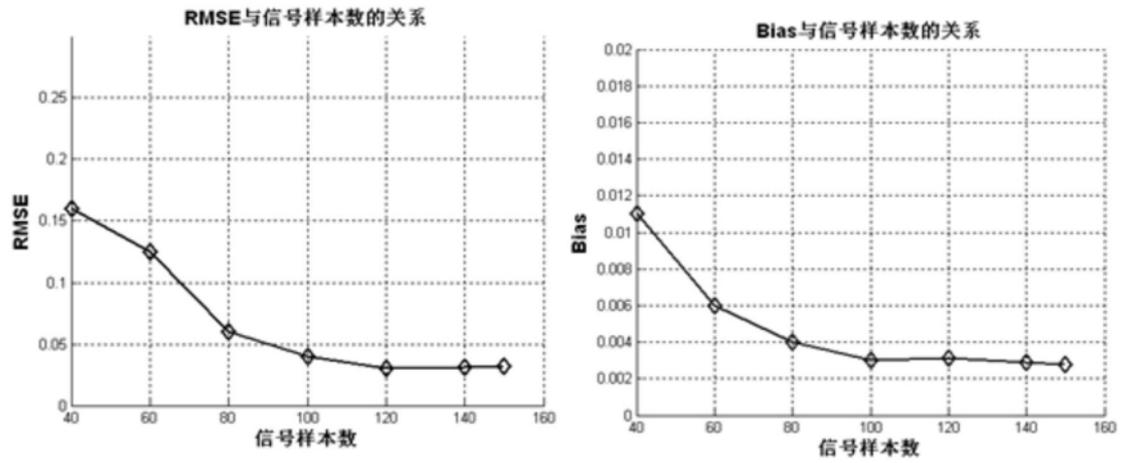


图6