



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101257324 B

(45) 授权公告日 2013. 10. 09

(21) 申请号 200710037723. 9

(22) 申请日 2007. 02. 28

(73) 专利权人 展讯通信(上海)有限公司
地址 201203 上海市浦东张江高科技园区松涛路 696 号 3-5 层

(72) 发明人 陈志群

(74) 专利代理机构 上海新天专利代理有限公司
31213

代理人 王敏杰

(51) Int. Cl.
H04L 25/02(2006. 01)

(56) 对比文件
CN 1770650 A, 2006. 05. 10, 全文.
EP 1487165 A1, 2004. 12. 15, 全文.
CN 1533191 A, 2004. 09. 29, 全文.

审查员 池芳

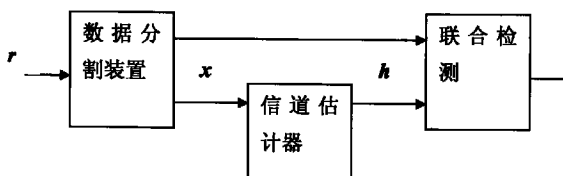
权利要求书2页 说明书5页 附图1页

(54) 发明名称

TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法。该方法包括从接收机中实时接收 K 个小区的信号,数据分割装置从接收信号 r 中分离出 P 个码片的接收信号 x,做为信道估计器的实时输入并计算其傅立叶变换,计算 K 个小区的基本中间码的傅立叶变换等做为信道估计器的固定输入值,计算各个小区的信道冲激响应的估计的最小平方解,将信道估计的结果 h 与接收信号 r 的数据符号部分一起应用到联合检测,以得到对发送数据符号的估计;选定抽头再次估计。本发明的信道估计的性能有较大的改善。



1. 一种 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,其特征在于该方法包括以下步骤:

(1) 从接收机中实时接收 K 个小区的信号;

(2) 数据分割装置从一个时隙的接收信号 r 中分离出对应中间码部分的 P 个码片的接收信号 x , 做为信道估计器的实时输入;

(3) 根据参与联合信道估计的 K 个小区的基本中间码构造一个 $P \times KP$ 阶复矩阵 $M = [M_1 M_2 \cdots M_k] \in C^{P \times KP}$, $M_k \in C^{P \times P}$ 的列为第 k 个小区基本中间码的循环移位;其中 $k = 1, \cdots, K$; 接收信号 x 表示成

$$x = Mh + n$$

其中 $h = [h_1^T \ h_2^T \ \cdots \ h_k^T]^T \in C^{KP \times 1}$, $h_k \in C^{P \times 1}$ 为第 k 个小区的信道冲激响应, $n \in C^{P \times 1}$

为噪声;

信道冲激响应的估计的最小平方解为

$$\hat{h} = KM^H (MM^H)^{-1} x$$

其中 \cdot^{-1} 表示求逆, \cdot^H 表示复共轭转置;

(4) 计算参与联合信道估计的 K 个小区的基本中间码的傅立叶变换 $FFT\{M_k(:, 1)\}$, 其中 $M_k(:, 1)$ 表示矩阵 M_k 的第一列, 即基本中间码本身, 表示成矩阵形式是 $\Lambda_k = [\lambda_{k,1} \ \cdots \ \lambda_{k,p}]^T = FFT\{M_k(:, 1)\}$, $p = 1, \cdots, P$, 存储计算结果 Λ_k 做为信道估计器的固定输入值;

(5) 令 $S = MM^H$, 计算 S 的特征值 $\Lambda = [\lambda_1 \ \cdots \ \lambda_p]^T$, 其中, \cdot^T 表示转置, 计算方法为 $\lambda_p = \sum_k |\lambda_{k,p}|^2$, $\lambda_{k,p}$ 为 M_k 的特征值, 存储矢量 Λ 做为信道估计器的固定输入值;

(6) 计算接收信号 x 的傅立叶变换 $FFT\{x\}$;

(7) 计算各个小区的信道冲激响应的估计的最小平方解 $\hat{h}_k = K * IFFT\{conj\{\Lambda_k\} * FFT\{x\} ./ \Lambda\}$, 其中 $*$ 表示乘法, $IFFT\{\cdot\}$ 表示逆快速傅立叶变换, $conj\{\cdot\}$ 表示复共轭, $.*$ 表示对应元素相乘, $FFT\{\cdot\}$ 表示快速傅立叶变换, $./$ 表示对应元素相除;

(8) 基于上述信道估计的结果, 选定抽头用于再次估计;

(9) 选定的抽头形成一个新的信道冲激响应矢量 h' , 从矩阵 M 中抽取对应的列形成一个新的矩阵 M' , 信道冲激响应估计的最小平方解是

$$\hat{h}' = KM'^{\dagger} x$$

其中 \dagger 表示 Moore-Penrose 伪逆;

(10) 将信道估计的结果 h 与接收信号 r 的数据符号部分一起应用到联合检测, 以得到对发送数据符号的估计。

2. 根据权利要求 1 所述的 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,其特征在于所述的再次估计时的选定抽头的准则是基于对多径时延扩展的假设。

3. 根据权利要求 1 所述的 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,其特征在于所述的用于再次估计的 M' 是一个列满秩矩阵的条件是 M' 的列数小于或等于 P 。

4. 根据权利要求 1 或 3 所述的 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,其特征在于

所述的 $P = 128$ 。

5. 根据权利要求 1 或 3 所述的 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,其特征在于所述的用于再次估计的新矩阵 M' 是一个列满秩矩阵,信道冲激响应估计的最小平方差解是

$$\hat{\mathbf{h}}' = \mathbf{K}(\mathbf{M}'^H \mathbf{M}')^{-1} \mathbf{M}'^H \mathbf{x}。$$

6. 根据权利要求 5 所述的 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,其特征在于所述的再次估计中采用简化算法:计算 $M'^H M'$ 时,通过快速傅立叶变换的方法计算 $M^H M$,然后从中抽取所要的元素;计算 $(M'^H M')^{-1}$ 时,先将矩阵分块,然后进行 Cholesky 分解;计算 $M'^H x$ 时,同样通过快速傅立叶变换的方法计算 $M^H x$,然后从中抽取所要的元素。

TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种无线通信系统中接收机的信道估计方法,特别是一种 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法。

背景技术

[0002] TD-SCDMA 系统上行链路数据在基站通过天线接收后,接下来要进行信道估计和联合检测。联合检测技术则指的是充分利用多址干扰 (MA I),一步之内将所有用户的信号都分离开来的一种信号分离技术。TD-SCDMA 系统十分适合使用联合检测技术,因为该系统里码道数有限并局限于非常合适的数目上,而且同一时隙里的所有用户都是同步的。联合检测技术已成为第三代移动通信技术中的热点。TD-SCDMA 系统中采用的联合检测技术是在传统检测技术的基础上,充分利用造成多址干扰的所有用户信号及其多径的先验信息,把用户信号的分离当作一个统一的相互关联的联合检测过程来完成,从而具有优良的抗干扰性能,降低了系统对功率控制精度的要求,因此可以更加有效地利用上行链路频谱资源,显著地提高系统容量。

[0003] 信道估计在联合检测过程中是一个至关重要的部分,它将在多个方面影响检测过程性能。联合检测器输出的检测信息的准确性与信道估计的质量直接相关,如何高效地得到准确的每个用户的信道冲激响应是后续基带算法实现的关键。通常来说,信道估计越准确,就能获得越好的系统性能。

[0004] 在同频组网情况下的 TD-SCDMA 系统中,接收机信道估计方法一般有两类,即单小区信道估计方法和多小区联合信道估计方法。

[0005] 单小区信道估计方法就是沿用过去的 Steiner 估计器,将来自其它小区的信号当作干扰来处理,显然其性能严重受限于干扰,在同频组网的 TD-SCDMA 系统中通常无法正常工作。

发明内容

[0006] 本发明的目的是提供一种 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,以改善信道估计的性能,使之适用于同频组网的 TD-SCDMA 系统。

[0007] 为解决上述技术问题,该多小区联合信道估计方法将多用户检测技术应用到信道估计中来,将来自不同小区的信号当作不同的用户,采用适当的多用户检测技术以部分消除不同小区之间的相互干扰。本发明的技术方案是:

[0008] 一种 TD-SCDMA 系统中的线性联合信道估计方法,其特点是该方法包括以下步骤:

[0009] (1) 从接收机中实时接收 K 个小区的信号;

[0010] (2) 数据分割装置从一个时隙的接收信号 r 中分离出对应中间码部分的 P 个码片的接收信号 x,做为信道估计器的实时输入;

[0011] (3) 根据参与联合信道估计的 K 个小区的基本中间码构造一个 $P \times KP$ 阶复矩阵 $\mathbf{M} = [\mathbf{M}_1 \quad \mathbf{M}_2 \quad \dots \quad \mathbf{M}_K] \in \mathbb{C}^{P \times KP}$, $\mathbf{M}_k \in \mathbb{C}^{P \times P}$ 的列为第 k 个小区基本中间码的循环移位;

[0012] (4) 计算参与联合信道估计的 K 个小区的基本中间码的傅立叶变换 $\text{FFT}\{M_k(:, 1)\}$, 其中 $M_k(:, 1)$ 表示矩阵 M_k 的第一列, 即基本中间码本身, 表示成矩阵形式是 $\Lambda_k = [\lambda_{k, 1} \cdots \lambda_{k, p}]^T = \text{FFT}\{M_k(:, 1)\}$, $p = 1, \dots, P$, 存储计算结果 Λ_k 做为信道估计器的固定输入值;

[0013] (5) 令 $S = MM^H$, 计算 S 的特征值 $\Lambda = [\lambda_1 \cdots \lambda_p]^T$, 其中 \cdot^H 表示复共轭转置, \cdot^T 表示转置, 计算方法为 $\lambda_p = \sum_k |\lambda_{k, p}|^2$, $\lambda_{k, p}$ 为 M_k 的特征值, 存储矢量 Λ 做为信道估计器的固定输入值;

[0014] (6) 计算接收信号 x 的傅立叶变换 $\text{FFT}\{x\}$;

[0015] (7) 计算各个小区的信道冲激响应的估计的最小平方解 $\hat{\mathbf{h}}_k = K * \text{IFFT}\{\text{conj}\{\Lambda_k\} * \text{FFT}\{x\} ./ \Lambda\}$, 其中 * 表示乘法, $\text{IFFT}\{\cdot\}$ 表示逆快速傅立叶变换, $\text{conj}\{\cdot\}$ 表示复共轭, $.*$ 表示对应元素相乘, $\text{FFT}\{\cdot\}$ 表示快速傅立叶变换, $./$ 表示对应元素相除;

[0016] (8) 基于上述信道估计的结果, 选定抽头用于再次估计;

[0017] (9) 选定的抽头形成一个新的信道冲激响应矢量 \mathbf{h}' , 从矩阵 M 中抽取对应的列形成一个新的矩阵 M' , 信道冲激响应估计的最小平方解是

[0018]

$$\hat{\mathbf{h}}' = \mathbf{K} \mathbf{M}'^+ \mathbf{x}$$

[0019] 其中 $^+$ 表示 Moore-Penrose 伪逆;

[0020] (10) 将信道估计的结果 h 与接收信号 r 的数据符号部分一起应用到联合检测, 以得到对发送数据符号的估计。

[0021] 所述步骤 9 中再次估计时的选定抽头的准则是基于对多径时延扩展的假设。

[0022] 所述的用于再次估计的 M' 是一个列满秩矩阵的条件是 M' 的列数小于或等于 P。

[0023] 所述的 $P = 128$, 设定根据参见 3GPP TS25. 221 物理信道和传输信道到物理信道的映射 (TDD) 5A. 2. 3 节。

[0024] 所述的接收信号 x 可以表示成

$$[0025] \quad x = Mh + n$$

[0026] 其中 $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{h}_K^T]^T \in \mathbb{C}^{K \times P \times 1}$, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ 为第 k 个小区的信道冲激响应, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ 为噪声;

[0027] 最小化估计误差的 Euclidean 范数 $\|\mathbf{x} - \mathbf{M}\hat{\mathbf{h}}\|_2^2$ 可以得到信道冲激响应的估计的最小平方解为

$$[0028] \quad \hat{\mathbf{h}} = \mathbf{K} \mathbf{M}^H (\mathbf{M} \mathbf{M}^H)^{-1} \mathbf{x}$$

[0029] 其中 \cdot^{-1} 表示求逆。

[0030] 所述的用于再次估计的新矩阵 M' 是一个列满秩矩阵, 信道冲激响应估计的最小平方解是 $\hat{\mathbf{h}}' = \mathbf{K} (\mathbf{M}'^H \mathbf{M}')^{-1} \mathbf{M}'^H \mathbf{x}$ 。

[0031] 所述的再次估计中采用简化算法: 计算 $M'^H M'$ 时, 通过快速傅立叶变换的方法计算 $M^H M$, 然后从中抽取所要的元素; 计算 $(M'^H M')^{-1}$ 时, 先将矩阵分块, 然后进行 Cholesky 分解; 计算 $M'^H x$ 时, 同样通过快速傅立叶变换的方法计算 $M^H x$, 然后从中抽取所要的元素。

[0032] 与现有技术相比,本发明的有益效果如下:

[0033] 在本发明技术方案的信道估计结果中,任一小区对其它小区的干扰能够得到较好的抑止,小区中的用户对应的信道估计窗,能够比较准确地反映了该用户经历的多径环境。因此,与单小区信道估计结果比较,本发明的信道估计的性能有较大的改善。

附图说明

[0034] 图 1 是一个典型的 TD-SCDMA 时隙结构示意图。

[0035] 图 2 是信道估计和联合检测示意图。

[0036] 图 3 是单小区信道估计方法和多小区联合信道估计方法的仿真结果图。

具体实施方式

[0037] 下面结合附图和实施例对本发明做进一步说明,但不应以此限制本发明的保护范围。

[0038] 如图 1 所示,给出一个典型的 TD-SCDMA 时隙结构示意图。一个时隙由两段 352 个码片的数据符号、144 个码片的中间码和 16 个码片的保护间隔组成,总共 864 个码片。

[0039] 一般来说不同的小区使用不同的基本中间码,基本中间码生成中间码参见 3GPP TS25. 221 物理信道和传输信道到物理信道的映射 (TDD) 5A. 2. 3 节。

[0040] 考虑一个可以同时接收到 K 个小区发射信号的情况。从接收机中实时接收 K 个小区的信号。

[0041] 图 2 给出一个信道估计和联合检测示意图,如图 2 所示,一个时隙的接收信号 r 包括 864 个码片,通过数据分割装置,截取其中对应中间码部分的接收信号 x,即第 369 个码片到第 496 个码片一共 P 个码片作为信道估计器的实时输入,这里取 $P = 128$ 。

[0042] 对应中间码部分的接收信号 x 可以表示成

$$[0043] \quad x = Mh + n$$

[0044] 其中 $M = [M_1 \ M_2 \ \dots \ M_K] \in \mathbb{C}^{P \times KP}$, 即 M 是一个 $P \times KP$ 阶复矩阵, $M_k \in \mathbb{C}^{P \times P}$ 的列为第 k 个小区基本中间码 (Basic Midamble Code) 的循环移位。 $h = [h_1^T \ h_2^T \ \dots \ h_K^T]^T \in \mathbb{C}^{KP \times 1}$, $h_k \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ 为第 k 个小区的信道冲激响应,其中 \cdot^T 表示转置。 $n \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ 为噪声。

[0045] 信道冲激响应的估计的最小平方 (LS, Least Square) 解为

$$[0046] \quad \hat{h} = KM^H (MM^H)^{-1} x$$

[0047] 其中 \cdot^H 表示复共轭转置, \cdot^{-1} 表示求逆。

[0048] 令 $S = MM^H$, 那么 M_k 和 S 都是循环矩阵 (Circulant Matrices)。根据循环矩阵的性质, M_k 的特征值为 $\lambda_{k,p}, p = 1, \dots, P$, 表示成矩阵形式, 即 $\Lambda_k = [\lambda_{k,1} \ \dots \ \lambda_{k,P}]^T = \text{FFT} \{M_k(:, 1)\}$, 其中 $M_k(:, 1)$ 表示矩阵 M_k 的第一列, 即基本中间码本身。同样地, S 的特征值可以表示成 $\Lambda = [\lambda_1 \ \dots \ \lambda_P]^T$, 其中 $\lambda_p = \sum_k |\lambda_{k,p}|^2, p = 1, \dots, P$ 。

[0049] 存储所述的计算结果 Λ_k 、 Λ 做为信道估计器的固定输入值。计算接收信号 x 的傅立叶变换 $\text{FFT}\{x\}$ 。

[0050] 因此信道冲激响应的估计的最小平解也可以根据

[0051] $\hat{\mathbf{h}}_k = K * IFFT\{conj\{\Lambda_k\} .* FFT\{\mathbf{x}\} ./ \Lambda\}$ 计算得到信道估计结果。其中 * 表示乘法, IFFT{·} 表示逆快速傅立叶变换, conj{·} 表示复共轭, .* 表示对应元素相乘, FFT{·} 表示快速傅立叶变换, ./ 表示对应元素相除。

[0052] 基于上述信道估计结果,根据某种准则,例如基于对多径时延扩展的假设,选择某些可能存在多径信号的抽头进行再次估计。选定的抽头可以形成一个新的信道冲激响应矢量 \mathbf{h}' , 从矩阵 M 中抽取对应的列形成一个新的矩阵 M' , 那么信道冲激响应估计的最小平解可以写成

[0053]

$$\hat{\mathbf{h}}' = K\mathbf{M}'^+ \mathbf{x}$$

[0054] 其中 $^+$ 表示 Moore-Penrose 伪逆。

[0055] 当上述的新矩阵 M' 的列数小于或等于 P 时, M' 是一个列满秩矩阵,那么上式可以写成

$$\hat{\mathbf{h}}' = K(\mathbf{M}'^H \mathbf{M}')^{-1} \mathbf{M}'^H \mathbf{x}$$

[0057] 在上述再次估计的过程中,可以应用一些简化算法。例如,在计算 $M'^H M'$ 的时候,可以通过快速傅立叶变换的方法计算 $M^H M$, 然后从中抽取所要的元素;在计算 $(M'^H M')^{-1}$ 的时候,可以先将矩阵分块,然后进行 Cholesky 分解;在计算 $M'^H \mathbf{x}$ 的时候,同样可以通过快速傅立叶变换的方法计算 $M^H \mathbf{x}$, 然后从中抽取所要的元素。

[0058] 如图 2 所示,信道估计的结果将应用到联合检测,与接收信号的数据符号部分一起得到对发送数据符号的估计。

[0059] 通过一个仿真来说明本技术方案的积极效果,仿真条件如表 1 和表 2 所示,设定根据参见 3GPP TS25.102 用户设备无线发射和接收 (TDD)。

[0060] 表 1 仿真条件

[0061]

参数	测试 1			单位	
	小区 cell 1	小区 cell 2			
UTRA 射频信道号	信道 1	信道 1			
基本中间码号	1	70			
可用中间码位移	8	8			
已用中间码位移	3	1			
$\frac{E_c}{I_{oc}}$ 基站天线口专用物理信道平均码片能量与总的发射功率谱密度之比	-4	-4	-7	0	dB
$\frac{\hat{I}_{or}}{I_{oc}}$ 终端天线口接收信号功率谱密度与噪声功率谱密度之比	16		8		dB
传播条件	Case 1 多径衰落环境传播条件				

[0062] 表 2 多径衰落环境传播条件

[0063]

Case 1, 速度 3 km/h	
相当时延 (ns)	相对平均功率 (dB)
0	0
2928	-10

[0064] 基于上述仿真条件,图 3 给出了单小区信道估计方法和多小区联合信道估计方法的 Matlab 仿真结果图,图中横坐标为抽头,纵坐标为强度。左边两个图为单小区信道估计的结果,上图是小区 1 的单小区信道估计结果,下图是小区 2 的单小区信道估计结果;右边两个图为本发明技术方案的结果,上图是小区 1 的多小区线性联合信道估计结果,下图是小区 2 的多小区联合线性信道估计结果。

[0065] 显然,在单小区的信道估计结果中,小区 2 受到了来自小区 1 较强的干扰,而在本发明技术方案的信道估计结果中,来自小区 1 的干扰得到较好的抑止,可以比较清楚地看到小区 2 中的一个用户对应的信道估计窗,比较准确地反映了该用户经历的多径环境。因此,与单小区信道估计结果比较,本发明有较大的性能改善。

[0066] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并非用来限定本发明的实施范围。即凡依本发明申请专利范围的内容所作的等效变化与修饰,都应为本发明的技术范畴。

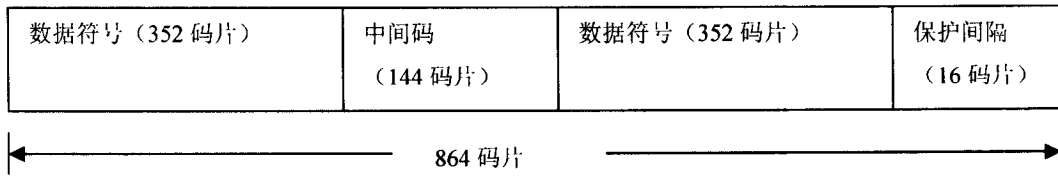


图 1

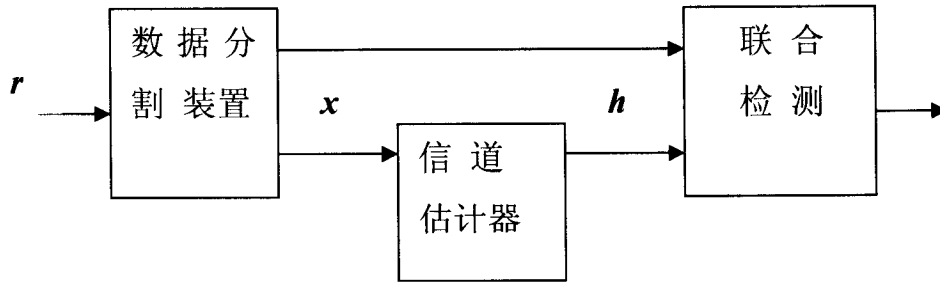


图 2

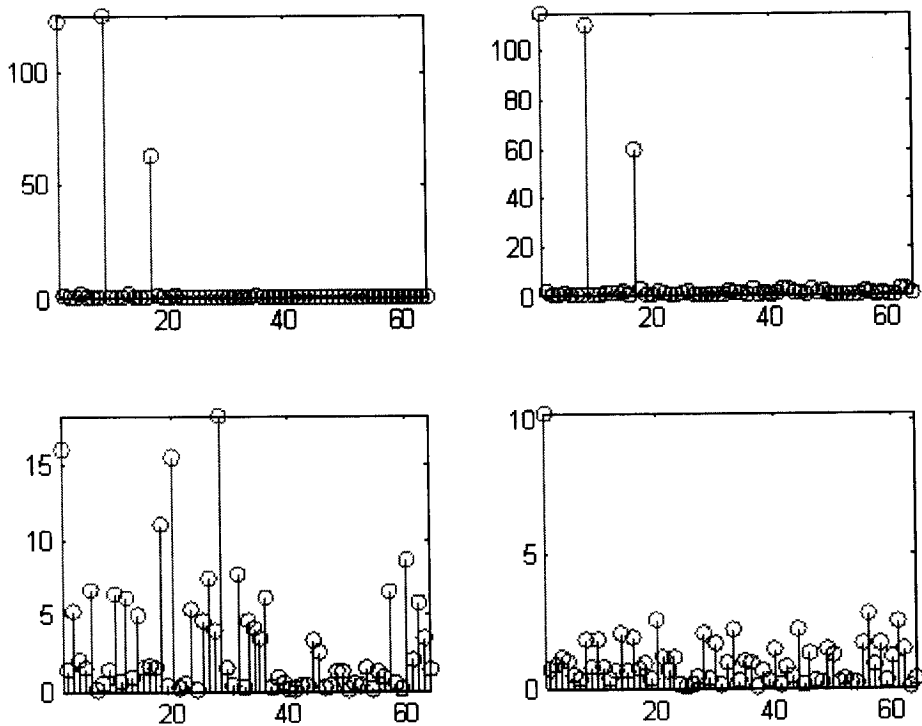


图 3