

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101374137 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 25

(21) 申请号 200810224671. 0

US 2007/0133066 A1, 2007. 06. 14, 全文.

(22) 申请日 2008. 10. 23

审查员 沈敏洁

(73) 专利权人 北京韦加航通科技有限责任公司
地址 100086 北京市海淀区北三环西路 43 号当代青云大厦 5 层 568 室

(72) 发明人 吴南润 郑波浪 方立

(74) 专利代理机构 工业和信息化部电子专利中心 11010

代理人 梁军

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

H04L 25/03 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1465064 A, 2003. 12. 31, 全文.

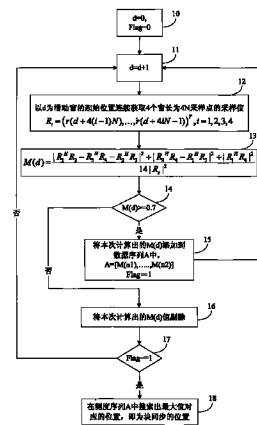
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 3 页

(54) 发明名称

一种单载波频域均衡系统中的块同步方法

(57) 摘要

本发明公开了一种单载波频域均衡系统中的块同步方法,包括步骤:A、将滑动窗的起始位置点d置0,将标志位置0;B、将d值加1,以d为滑动窗的起始位置连续获取4个窗长为4N采样点的采样值;C、计算前导数据块[+A, +A, -A, +A]对应的测度值M(d);D、判定M(d)是否大于等于预设的测度门限值,若是,则将本次计算出的M(d)值添加到测度序列中,将标志位置1,返回步骤B;否则,执行步骤E;E、判断当前标志位是否为1,若是,搜索测度序列中的测度最大值,其对应的位置点d即为块同步的位置,否则,返回步骤B。本发明通过非线性特性降低了测度算法的实现资源,同时拉大了旁瓣和主瓣之间的差距,更有利于在搜索过程中找到最大值。



1. 一种单载波频域均衡系统中的块同步方法,其特征在于,包括步骤:

A、将滑动窗的起始位置点 d 置 0,将标志位置 0;

B、将 d 值加 1,以 d 为滑动窗的起始位置连续获取 4 个窗长为 $4N$ 采样点的采样值 $R_1, R_2, R_3, R_4 = (r(d+4(i-1)N), \dots, r(d+4iN-1))^T, i = 1, 2, 3, 4, r(t)$ 为接收信号采样值;

C、计算前导数据块 $[+A, +A, -A, +A]$ 对应的测度值 $M(d)$,

$$M(d) = \frac{|R_1^H R_2 - R_3^H R_4 - R_2^H R_3|^2 + |R_2^H R_4 - R_1^H R_3|^2 + |R_1^H R_4|^2}{14 |R_s|^2}$$
,其中, $R_i^H R_j$ 为第

i 个序列的 $4N$ 个采样值的共轭与第 j 个序列对应的采样值的乘积的累加和, R_s 为滑动窗的平均能量值, A 为 20 码元长度的 Chu 序列,所述 Chu 序列的实部和虚部分别为: $I(k) = \cos(\theta(k)), Q(k) = \sin(\theta(k))$;

D、判断 $M(d)$ 是否大于等于预设的测度门限值,若是,则将本次计算出的 $M(d)$ 值添加到测度序列中,将标志位置 1,返回步骤 B;否则,执行步骤 E;

E、判断当前标志位是否为 1,若是,搜索测度序列中的测度最大值,其对应的位置点 \hat{d} 即为块同步的位置,否则,返回步骤 B。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述 R_s 的确定方式是将 4 个窗长的所有采样值进行模平方运算后,累加求和再除以 4。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述步骤 D 中,若 $M(d)$ 小于预设的测度门限值,则将本次计算出的 $M(d)$ 值剔除,执行步骤 E。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述预设的测度门限值为 0.7。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,组成前导数据块 $[+A, +A, -A, +A]$ 的训练序列 A 为 20 码元长度的 Chu 序列。

一种单载波频域均衡系统中的块同步方法

技术领域

[0001] 本发明涉及移动通信领域,尤其涉及一种单载波频域均衡系统中的块同步方法。

背景技术

[0002] 目前,随着新的通信业务需求迅速增大,对无线通信系统和无线局域网的传输速率提出了更高的要求,而传输速率的提高又给常规单载波系统带来了更大的载波频偏、更严重的 ISI (intersymbol-interference, 符号间干扰) 等问题。OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 正交频分复用) 技术可以有效的克服频率选择性衰弱信道带来的码间干扰,逐渐成为无线通信及移动通信领域的研究热点,在多种标准中被称为支撑技术。但是 OFDM 技术对载波同步比较敏感,而且 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio, 峰均功率比) 较大,因此单载波频域均衡系统方案被提出来。SC-FDE (single carrier system with frequency domain equalization, 单载波频域均衡) 是宽带无线传输中一种很有前途的抗多径干扰的方法,和 OFDM 一样采取分块传输,并且采用 CP (Cyclic Prefix, 循环前缀) 方式,这样就可以把信号与信道脉冲响应的线性卷积转化为循环卷积,并且消除了多径引起的数据块的干扰。在接收端采用简单的频域均衡技术就可以消除符号间干扰。SC-FDE 系统相比 OFDM 系统不存在 PAPR 问题,所以不需要使用昂贵的线性功率放大器,同时对载波同步也不是特别敏感,因此 SC-FDE 技术目前受到越来越多的重视。

[0003] 数字通信技术领域中的一个最核心问题就是同步问题,从技术上说分为载波同步与定时同步。在经过无线移动信道后的接收端获取的基带采样信号中存在着载波频率偏差、相位偏差及定时偏差,这些偏差一般来源于发射机和接收机之间晶振的不匹配和无线移动信道中多普勒效应和频率选择性这几个方面,即便是在信道相对平坦的室内环境,也会存在这些偏差。使用块传输技术的 SC-FDE 系统对这些同步的偏差提出了更高的要求。SC-FDE 系统的同步技术分为载波同步和定时同步,其接收端的同步主要有以下几个任务:

[0004] 1) 帧到达检测,用于判定是否检测到信号,这是同步的第一步,只有判定接收到的是有效信号才能进行后面的处理;

[0005] 2) 载波频偏捕获;

[0006] 3) 载波频率跟踪;

[0007] 4) 符号起始位置估计 (块同步),即在均衡之前准确知道起始位置 (起始的傅立叶变换 FFT 位置),为获取更精确的位置,需要定时估计;

[0008] 5) 采样时钟频率的跟踪。

[0009] SC-FDE 系统的信号是沿着时间轴顺序到来的,分块传输的 SC-FDE 信号中每个数据块由数据段和循环前缀组成。SC-FDE 射频信号在解调到基带信号的过程中会存在时延偏差,由于 SC-FDE 系统是基于块传输系统,是以数据块为单位进行处理的,因此必须知道数据块的起始位置,才能进行后面的算法。

[0010] 现有的块同步算法主要是利用基于特殊训练符号的估计算法,算法主要是利用训

练符号的对称特性,对信号进行滑动相关,找到测度最大值对应的点即为块同步的位置。前导码一般采用由四个部分组成的训练序列,主要有如下几种形式:即 [+A, +A, -A, +A]、[+A, +A, -A, -A]、[+A, -A, +A, -A] 和 [+A, +A, +A, +A]。其中 A 为 N 码元长度的 UW(独特字)序列,前导码的每一部分具有良好的相关性。设接收端存在四个窗长为 N 的滑动窗,设四个滑动窗内的数据分别为 $R_i = (r(d+(i-1)N), \dots, r(d+iN-1))^T$, $i = 1, 2, 3, 4$, d 为起始位置。

$\hat{d} = \arg \left\{ \max_d M(d) \right\}$, 其中 M(d) 为测度, arg 代表遍历出 M(d) 最大值对应的 d。现有技术

中块同步算法中测度的确定方法如下:

[0011] [+A, +A, -A, +A] 对应的测度为:

$$[0012] \quad M_1(d) = \frac{|R_1^H R_2 - R_3^H R_4 - R_2^H R_3| + |R_2^H R_4 - R_1^H R_3| + |R_1^H R_4|}{3(|R_3|^2 + |R_4|^2)}$$

[0013] [+A, +A, -A, -A] 对应的测度为:

$$[0014] \quad M_2(d) = \frac{|R_1^H R_2 + R_3^H R_4 - R_2^H R_3|}{|R_2|^2 + 2|R_4|^2}$$

[0015] [+A, -A, +A, -A] 对应的测度为:

$$[0016] \quad M_3(d) = \frac{|-R_1^H R_2 - R_2^H R_3 - R_3^H R_4 - R_1^H R_4 + R_1^H R_3 + R_2^H R_4|}{3(|R_3|^2 + |R_4|^2)}$$

[0017] [+A, +A, +A, +A] 对应的测度为:

$$[0018] \quad M_4(d) = \frac{|R_1^H R_2 + R_3^H R_4 + R_1^H R_4 + R_1^H R_3 + R_2^H R_4|}{2|R_3|^2 + 3|R_4|^2}$$

[0019] 其中, $R_i^H R_j = \sum_{k=d}^{d+N-1} r^*(k+(i-1)N)r(k+(j-i)N)$, $R_i^H R_j$ 为两段序列的相关值,

即第一个序列的 N 个元素的共轭与第二个序列对应的元素的乘积的累加和。

[0020] 上述这些测度里面,前导数据块 [+A, +A, -A, +A] 对应的测度性能最好,旁瓣的影响也最小。

[0021] 现有技术在测度计算的过程中运算量较大,由于使用的是求模算法,在求模过程中需要进行平方求和后开根号,在实现过程中开根号占用了相当大的资源;同时由于特殊的块结构,噪声、衰弱和载波频偏的影响会使得在搜索测度的最大值的过程中,主瓣旁边会产生旁瓣,这会影响算法的可靠性。并且算法只能在恒包络调制信号下才能正常工作,在非恒包络调制信号下无法正常工作。

发明内容

[0022] 本发明提供一种单载波频域均衡系统中的块同步方法,用以解决现有块同步方法在测度计算过程中运算量较大,占用资源较多,主瓣旁容易产生旁瓣的问题。

[0023] 本发明所述技术方案如下:

[0024] 一种单载波频域均衡系统中的块同步方法,包括步骤:

[0025] A、将滑动窗的起始位置点 d 置 0,将标志位置 0;

[0026] B、将 d 值加 1,以 d 为滑动窗的起始位置连续获取 4 个窗长为 4N 采样点的采样值

$R_i, R_i = (r(d+4(i-1)N), \dots, r(d+4iN-1))^T, i = 1, 2, 3, 4, r(t)$ 为接收信号采样值；

[0027] C、计算前导数据块 [+A, +A, -A, +A] 对应的测度值 $M(d)$,

$$M(d) = \frac{|R_1^H R_2 - R_3^H R_4 - R_2^H R_3|^2 + |R_2^H R_4 - R_1^H R_3|^2 + |R_1^H R_4|^2}{14 |R_s|^2},$$

其中, $R_i^H R_j$ 为第 i

个序列的 $4N$ 个采样值的共轭与第 j 个序列对应的采样值的乘积的累加和, R_s 为滑动窗的平均能量值；

[0028] D、判定 $M(d)$ 是否大于等于预设的测度门限值,若是,则将本次计算出的 $M(d)$ 值添加到测度序列中,将标志位置 1,返回步骤 B;否则,执行步骤 E;

[0029] E、判断当前标志位是否为 1,若是,搜索测度序列中的测度最大值,其对应的位置点 d 即为块同步的位置,否则,返回步骤 B。

[0030] 进一步地,所述 R_s 的确定方式是将 4 个窗长的所有采样值进行模平方运算后,累加求和再除以 4。

[0031] 进一步地,所述步骤 D 中,若判定 $M(d)$ 小于预设的测度门限值,则将本次计算出的 $M(d)$ 值剔除,执行步骤 E。

[0032] 进一步地,所述预设的测度门限值为 0.7。

[0033] 进一步地,组成前导数据块 [+A, +A, -A, +A] 的训练序列 A 为 20 码元长度的 Chu 序列。

[0034] 本发明有益效果如下：

[0035] 与现有技术相比,本发明通过非线性特性调整了测度算法,去掉了开根号运算,降低了实现资源,并且利用非线性特性拉大了旁瓣和主瓣之间的差距,更有利于在搜索过程中找到最大值,本发明在遍历搜索最大值的过程中,先利用一个特定的门限缩小搜索范围,然后再在这个范围内寻找最大值,大大降低了实现难度,有非常高的实用价值。同时本发明所述方法调整了归一化式子,用接收到的整个训练符号的能量来替代符号各个部分的能量作为定时测度的分母,从而进一步提高了同步性能,使得系统能在非恒包络调制信号下正常工作。进一步地,本发明通过多倍采样的方式提高了块同步的精度。

附图说明

[0036] 图 1 为本发明所述单载波频域均衡系统中的块同步方法的流程图；

[0037] 图 2A 为采用现有技术中的块同步方法的测度观测图；

[0038] 图 2B 为采用本发明所述块同步方法的测度观测图；

[0039] 图 3A 为在非恒包络调制信号下采用现有技术中的块同步方法后两帧数据之间的测度观测图；

[0040] 图 3B 为在非恒包络调制信号下采用本发明所述的块同步方法后两帧数据之间的测度观测图。

具体实施方式

[0041] 本发明的主要技术构思如下：由于实际中的全数字接收机利用的是插值算法来恢复定时数据,因此接收端一般都是至少 4 倍采样,即一个码元至少有 4 个采样点。设定接收端存在 4 个 80 采样点的滑动窗,接收信号采样值为 $r(t) t = \{1, 2, \dots\}$,本发明选用前导

数据块为 [+A, +A, -A, +A], 其中 A 为 20 码元长度的 Chu 序列, Chu 序列的实部和虚部分别为: $I(k) = \cos(\theta(k))$, $Q(k) = \sin(\theta(k))$, $\theta(k) = \pi k^2/L$, $0 \leq k < L$ 。设四个滑动窗内的数据分别为 $R_i = (r(d+4(i-1)N), \dots, r(d+4iN-1))^T$, $i = 1, 2, 3, 4$, d 为起始位置。将测度算法修改为:

$$[0042] \quad M(d) = \frac{|R_1^H R_2 - R_3^H R_4 - R_2^H R_3|^2 + |R_2^H R_4 - R_1^H R_3|^2 + |R_1^H R_4|^2}{14 |R_s|^2}$$

[0043] 其中, $R_i^H R_j = \sum_{k=d}^{d+N-1} r^*(k+4(i-1)N)r(k+4(j-i)N)$, $R_i^H R_j$ 即为两段序列的相关值: 第一个序列的 N 个采样值的共轭与第二个序列对应的采样值的乘积的累加和。

$$R_s(d) = \frac{1}{4} \sum_{k=d}^{d+16N-1} |r(k)|^2, \text{ 为滑动窗的平均能量。最后通过 } \hat{d} = \arg \left\{ \max_d M(d) \right\} \text{ 找到 } M(d)$$

最大值对应的位置 d, 其中 M(d) 为测度, arg 代表遍历出 M(d) 最大值对应的 d。

[0044] 下面将结合附图对本发明的具体实现过程做进一步详细的说明。

[0045] 请参阅图 1, 该图为本发明所述单载波频域均衡系统中的块同步方法的流程图, 其主要包括步骤:

[0046] 步骤 10、将滑动窗的起始位置点 d 置 0, 将标志位置 0。

[0047] 步骤 11、将 d 值加 1。

[0048] 步骤 12、以 d 为滑动窗的起始位置连续获取 4 个窗长为 4N 采样点的采样值 R_i , $R_i = (r(d+4(i-1)N), \dots, r(d+4iN-1))^T$, $i = 1, 2, 3, 4$, $r(t)$ 为接收信号采样值。

[0049] 步骤 13、计算前导数据块 [+A, +A, -A, +A] 对应的测度值 M(d), 其中, 组成前导数据块 [+A, +A, -A, +A] 的训练序列 A 为 20 码元长度的 Chu 序列。

[0050] 本步骤中, 计算前导数据块 [+A, +A, -A, +A] 对应的测度值 M(d) 的具体步骤如下:

[0051] 1) 计算 $R_1^H R_2$ 、 $R_1^H R_3$ 、 $R_1^H R_4$ 、 $R_2^H R_3$ 、 $R_2^H R_4$ 、 $R_3^H R_4$ 及 R_s 的值, $R_i^H R_j$ 为两段序列的相关值, 其计算方式为为第 i 个序列的 4N 个采样值的共轭与第 j 个序列对应的采样值的乘积的累加和, 先求得第 i 个序列的 4N 个采样值的共轭与第 j 个序列对应的采样值的乘积, 然后对这 4N 个乘积值累加求和。 R_s 为滑动窗的平均能量值, 其计算方式为将 4 个窗内的所有采样值模平方后累加求和再除以 4;

[0052] 2) 进行模平方运算, 即计算 $|R_1^H R_2 - R_3^H R_4 - R_2^H R_3|^2$ 、 $|R_2^H R_4 - R_1^H R_3|^2$ 、 $|R_1^H R_4|^2$ 以及 $|R_s|^2$ 的值;

[0053] 3) 按照公式

$$M(d) = \frac{|R_1^H R_2 - R_3^H R_4 - R_2^H R_3|^2 + |R_2^H R_4 - R_1^H R_3|^2 + |R_1^H R_4|^2}{14 |R_s|^2} \text{ 计算出前导数据块}$$

[+A, +A, -A, +A] 对应的测度值。

[0054] 步骤 14、判断 M(d) 是否大于等于预设的测度门限值 a, 若是, 执行步骤 15, 否则, 执行步骤 16。

[0055] 步骤 15、将本次计算出的 M(d) 值添加到测度序列 A 中, 测度序列 $A = [M(n1), \dots, M(n2)]$ ($n1$ 为 M(d) 由小于门限 a 转化为大于门限 a 的位置, $n2$ 为 M(d) 由大于门限 a 转化为小于门限 a 的位置), 同时将标志位置 1, 返回步骤 11。

[0056] 步骤 16、将本次计算出的 $M(d)$ 值剔除, 执行步骤 17。

[0057] 步骤 17、判断当前标志位是否为 1, 若是, 执行步骤 18, 否则, 返回步骤 11。

[0058] 步骤 18、从测度序列 A 中搜索出其中的测度最大值, 其对应的位置点 d 即为块同步的位置。

[0059] 设接收信号 $r(n) = \alpha(n)x(n-\varepsilon)e^{j(2\pi n\Delta fT+\theta)}+w(n)$, 其中 $\alpha(n)$ 为信道幅度, ε 为延时, Δf 为载波频偏, T 为码元持续时间, θ 为相位偏差, $w(n)$ 为高斯白噪声。在慢衰弱信道中, 假设在 N 个码元长度内, $\alpha(n)$ 可以近似为常数 α , 不考虑延时的影响, $r^*(n)r(n+m) = \alpha^2 x^*(n)x(n+m)e^{j2\pi m\Delta fT}+w'(n)$, 则有 $\beta = e^{j2\pi m\Delta fT}$, $|\beta^a|^b = 1$, a, b 为自然数, 设 R 为长度 m 的序列, 则:

$$[0060] \quad R_n^H R_n \approx mE\{r_n^* r_n\} = m(\alpha^2 \sigma_s^2 + \sigma_w^2)$$

$$[0061] \quad R_1^H R_2 \approx mE\{r_1^* r_2\} = m\alpha^2 \sigma_s^2 \beta$$

$$[0062] \quad R_1^H R_3 \approx mE\{r_1^* r_3\} = -m\alpha^2 \sigma_s^2 \beta^2$$

$$[0063] \quad R_1^H R_4 \approx mE\{r_1^* r_4\} = m\alpha^2 \sigma_s^2 \beta^3$$

$$[0064] \quad R_2^H R_3 \approx mE\{r_2^* r_3\} = -m\alpha^2 \sigma_s^2 \beta$$

$$[0065] \quad R_2^H R_4 \approx mE\{r_2^* r_4\} = m\alpha^2 \sigma_s^2 \beta^2$$

$$[0066] \quad R_3^H R_4 \approx mE\{r_3^* r_4\} = -m\alpha^2 \sigma_s^2 \beta^2$$

[0067] 因此采用本发明所述方法计算出的测度为:

$$[0068] \quad M(d) = \frac{|R_1^H R_2 - R_3^H R_4 - R_2^H R_3|^2 + |R_2^H R_4 - R_1^H R_3|^2 + |R_1^H R_4|^2}{7(|R_3|^4 + |R_4|^4)}$$

$$[0069] \quad \approx \frac{|3\alpha^2 \beta x^2|^2 + |2\alpha^2 \beta^2 x^2|^2 + |\alpha^2 \beta^3 x^2|^2}{7\alpha^4 (\sigma_s^4 + \sigma_s^4)} = \frac{14|x^2|^2}{7(\sigma_s^4 + \sigma_s^4)} = \frac{|x^2|^2}{\sigma_s^4}$$

[0070] 其中, x 代表 $R_1^H R_1$ 的值, 在搜索过程中, 当位置 d 恰好为 R_1 的起始点的时候, 此时 $|x^2| = \sigma_s^2$, 将得到最大值 1, 即为所求的位置点。

[0071] 请参阅图 2A 及图 2B, 其中, 图 2A 为采用现有技术中的块同步方法的测度观测图, 图 2B 为采用本发明所述块同步方法的测度观测图。由图 2A 及图 2B 可见, 本发明所述方法利用了平方的非线性特性, 可以显著拉大主瓣和旁瓣之间的差距, 更有利于在搜索过程中找到测度的最大值。

[0072] 请参阅图 3A 及图 3B, 其中, 图 3A 为在非恒包络调制信号下采用现有技术中的块同步方法后两帧数据之间的测度观测图, 图 3B 为在非恒包络调制信号下采用本发明所述的块同步方法后两帧数据之间的测度观测图, 由图 3A 及图 3B 可见, 在非恒包络调制信号下采用现有技术中的块同步方法后, 在一帧的数据中测度出现非常多个峰值, 严重影响了算法性能; 而本发明所述方法利用归一化式子的修改可以在非恒包络调制下正常工作, 在一帧的数据中测度只有一个峰值, 就是在位置 d 恰好为 R_1 的起始点的位置才出现。

[0073] 显然, 本领域的技术人员可以对本发明进行各种改动和变型而不脱离本发明的精神和范围。这样, 倘若本发明的这些修改和变型属于本发明权利要求及其等同技术的范围之内, 则本发明也意图包含这些改动和变型在内。

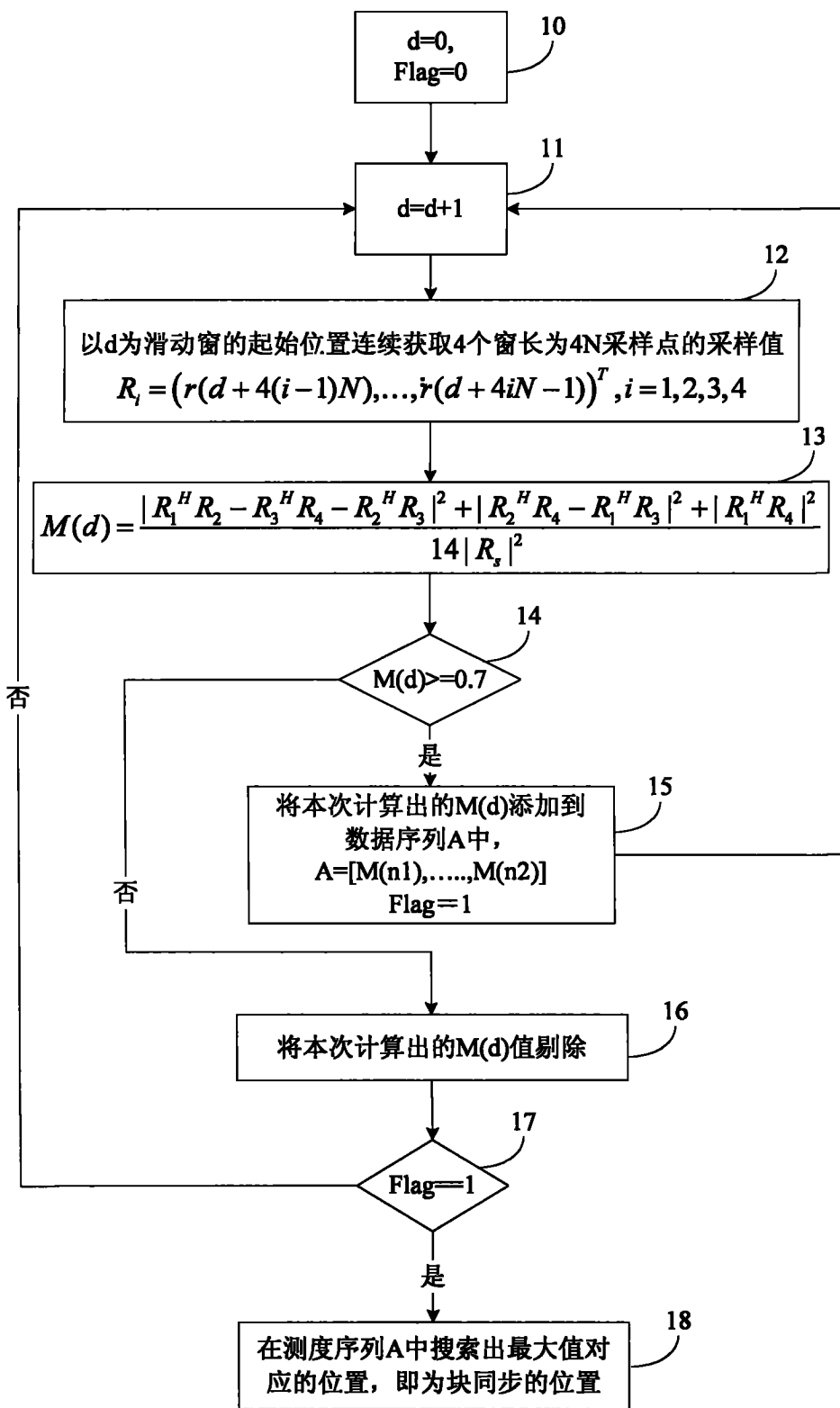


图 1

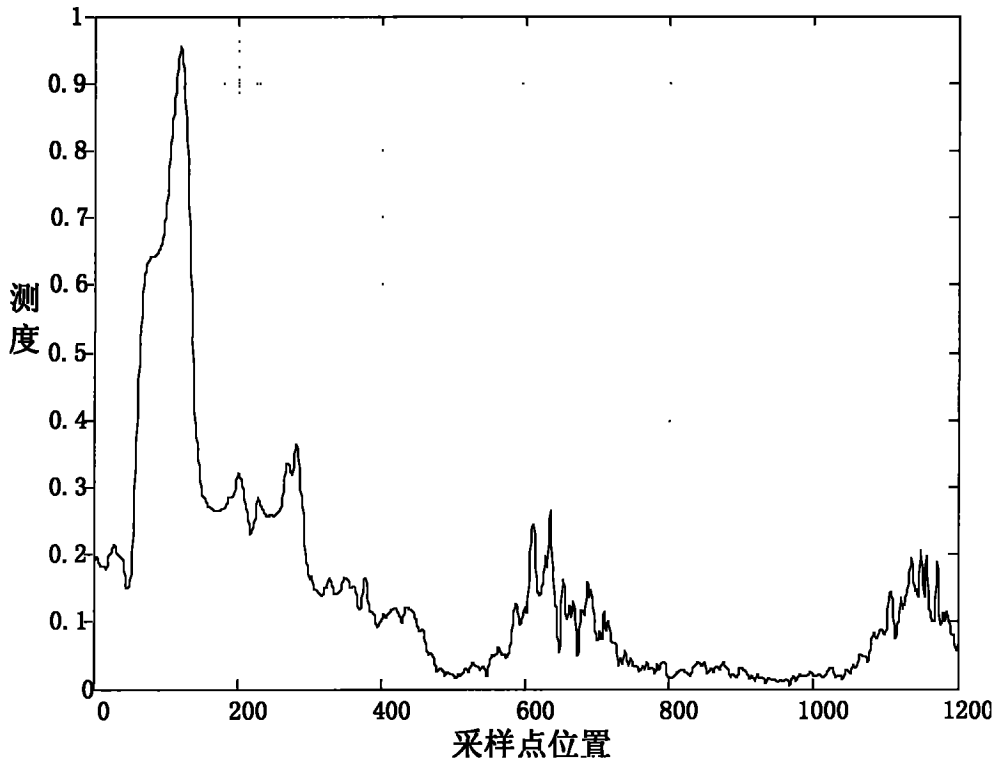


图 2A

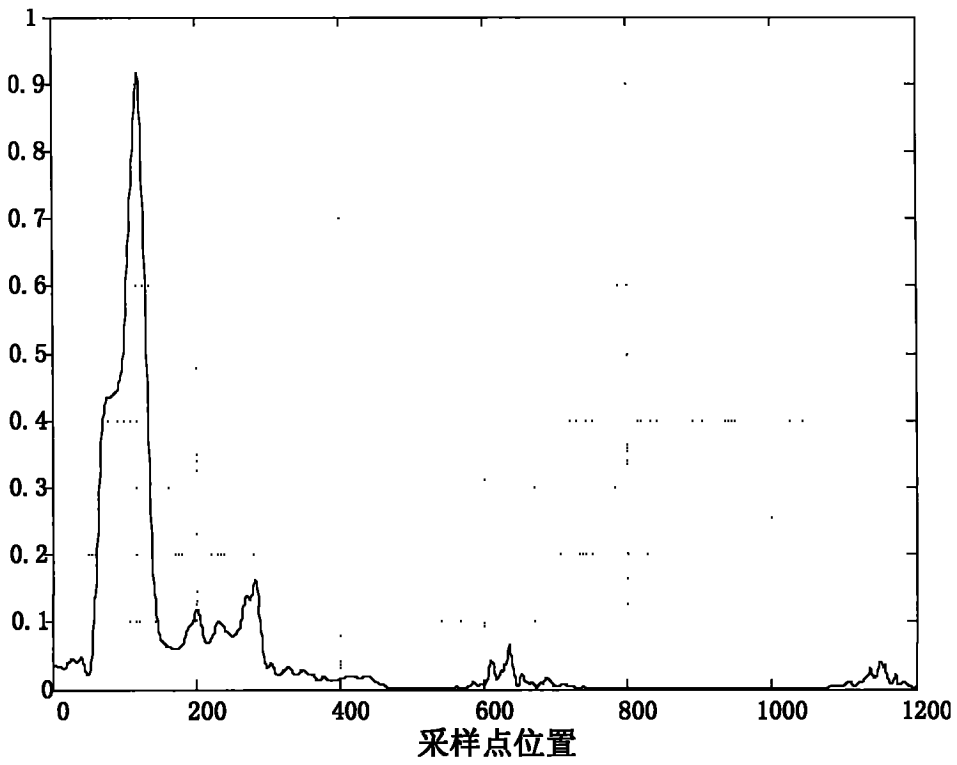


图 2B

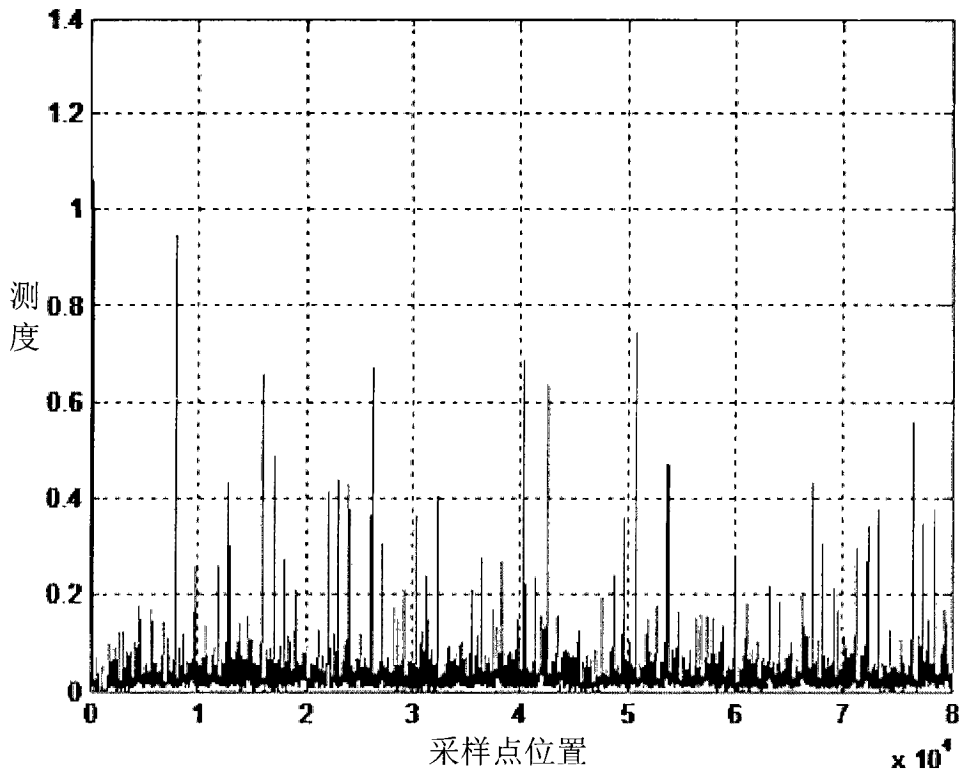


图 3A

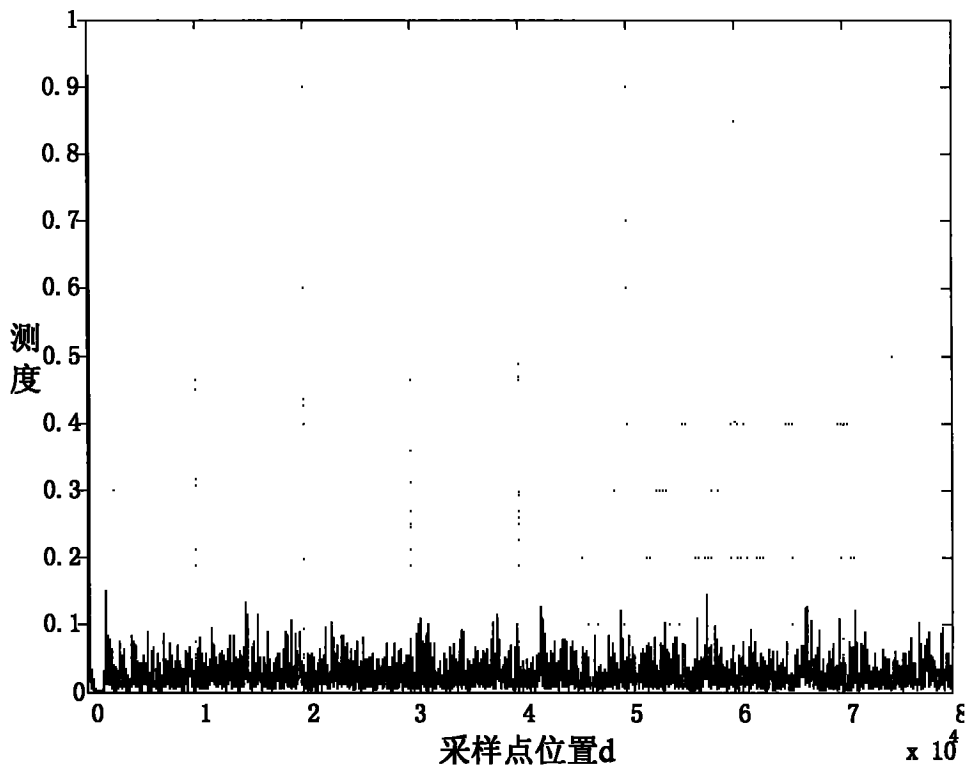


图 3B