



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113055318 B

(45) 授权公告日 2022.06.14

(21) 申请号 202110339843.4

(56) 对比文件

(22) 申请日 2021.03.30

CN 103379058 A, 2013.10.30

KR 20130128743 A, 2013.11.27

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 113055318 A

审查员 张诗纬

(43) 申请公布日 2021.06.29

(73) 专利权人 中国科学院计算技术研究所

地址 100190 北京市海淀区中关村科学院南路6号

(72) 发明人 戴曼 石晶林 赵赫 刘林

(74) 专利代理机构 北京泛华伟业知识产权代理有限公司 11280

专利代理师 王勇

(51) Int. Cl.

H04L 25/02 (2006.01)

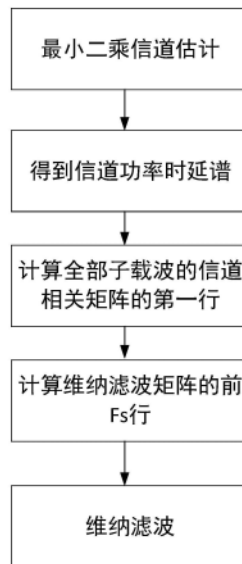
权利要求书1页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

一种信道估计方法

(57) 摘要

本发明提供一种信道估计方法,包括:步骤100:根据接收的导频信号和本地导频序列,进行最小二乘信道估计;步骤200:根据所述最小二乘信道估计结果得到信道的功率时延谱;步骤300:根据所述信道的功率时延谱计算全部子载波信道相关矩阵的第一行;步骤400:根据所述全部子载波信道相关矩阵的第一行计算维纳滤波矩阵的前 F_s 行,得到维纳滤波矩阵 W ,其中 F_s 为导频间隔;步骤500:基于最小二乘信道估计以及所述维纳滤波矩阵 W ,计算信道估计输出。基于本发明的实施例,可以降低无线通信系统中信道估计方案的计算和存储复杂度,同时保证了信道估计算法的性能不受影响。



1. 一种信道估计方法,包括:

步骤100:根据接收的导频信号和本地导频序列,进行最小二乘信道估计;

步骤200:根据所述最小二乘信道估计结果得到信道的功率时延谱;

步骤300:根据所述信道的功率时延谱计算全部子载波信道相关矩阵的第一行;

步骤400:根据所述全部子载波信道相关矩阵的第一行计算维纳滤波矩阵的前 F_s 行,得到维纳滤波矩阵 W ,其中 F_s 为导频间隔,步骤400包括:

步骤410、计算矩阵 $T = (R_{H_p H_p} + \sigma^2 I)^{-1}$,包括:根据 $T(1) = \text{IDFT}(PP)$ 得到矩阵 T 的第一行,其中 $R_{H_p H_p}$ 表示导频子载波信道响应的相关矩阵, I 表示单位矩阵, σ^2 表示噪声功率大小,其

服从均值为0,方差为 σ^2 的正态分布, PP 表示由 $\frac{1}{\frac{N}{2} \cdot P(k) + \sigma^2}$ 构成的向量, $P(k)$ 表示导频子载波位置上的功率, N 表示一个OFDM符号中的子载波数量,并且上述IDFT采用FFT计算;以及,对 $T(1)$ 逐行右移一位计算出矩阵 T ;

步骤420、通过抽取所述全部子载波信道相关矩阵的第一行 $R_{HH}(1)$ 中所有 k 列得到矩阵 R_{HH_p} 的第一行 $R_{HH_p}(1)$,对于矩阵 R_{HH_p} 的前 F_s 行中的其它行,通过抽取 $R_{HH}(i)$ 中所有 k 列得到 R_{HH_p} 的第 i 行,其中 $R_{HH}(i)$ 是由 $R_{HH}(i-1)$ 循环移位一次得到, $i=2,3,\dots,F_s$, k 为导频子载波位置索引;

步骤430、根据下式计算维纳滤波矩阵 W 的前 F_s 行:

$$W(r) = R_{HH_p}(r)T, r = 1, 2, \dots, F_s;$$

步骤500:基于最小二乘信道估计以及所述维纳滤波矩阵 W ,计算信道估计输出。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中步骤200包括基于最小二乘信道估计结果,采用插值法获得全部子载波信道估计结果,再计算功率时延谱。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中步骤200包括计算基于最小二乘信道估计结果,计算信道的均方根时延 τ_{rms} ,以及根据信道功率时延谱服从 τ_{rms} 的负指数分布,确定信道的功率时延谱。

4. 根据权利要求1所述的方法,步骤500包括:

根据最小二乘信道估计结果 \hat{H}_{LS} 和维纳滤波矩阵 W 得到信道估计输出为 $\hat{H} = W\hat{H}_{LS}$,

其中,将所述维纳滤波矩阵的前 F_s 行,每 F_s 行循环移位1次,求出维纳滤波矩阵 W 。

5. 根据权利要求1所述的方法,其中向量和矩阵的乘法通过FFT实现。

6. 一种计算机可读存储介质,其中存储有一个或者多个计算机程序,所述计算机程序在被执行时用于实现如权利要求1-5任意一项所述的方法。

7. 一种计算系统,包括:

存储装置、以及一个或者多个处理器;

其中,所述存储装置用于存储一个或者多个计算机程序,所述计算机程序在被所述处理器执行时用于实现如权利要求1-5任意一项所述的方法。

一种信道估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及移动通信领域,尤其涉及一种信道估计方法。

背景技术

[0002] 随着第五代移动通信技术(5th-generation,简称5G)的快速发展,对接收端的各种算法提出了更高的要求。在接收端,信道估计方案的优劣直接决定了整个系统的接收性能,信道估计方案的计算复杂度对接收端设备的设计和实现有着很大影响。接收端设备亟需一种复杂度低准确度高的信道估计方案。

[0003] 目前比较常用的信道估计方法主要是维纳滤波方案,实现方案主要分为两种。一种是对导频子载波的信道估计值进行维纳滤波,得到较为准确的导频子载波位置处的信道估计值之后,再进行插值得到全部子载波上的信道估计值。另一种方法则是对导频子载波的信道估计值进行维纳滤波,直接得到全部子载波上的信道估计值。这两种方案,后一种方案相较第一种方案复杂度更高,但是性能更好。考虑到实现复杂度,在实际实现中,采用的均是经过简化和压缩的维纳滤波矩阵,将滤波器阶数从全部子载波个数减少到个位,降低滤波器接收能够大大降低计算复杂度,但是也会带来一些性能损失。

[0004] 此外,目前常用的信道估计方案,还有最小二乘信道估计加插值方案,这种方案复杂度低,但是性能较差,容易受到噪声的影响。

[0005] 对于5G系统来说,需要提供一种低复杂度高准确性的信道估计方案,以满足系统低时延、高可靠的通信要求。

发明内容

[0006] 本发明针对上述问题,根据本发明的第一方面,提出一种信道估计方法,包括:

[0007] 步骤100:根据接收的导频信号和本地导频序列,进行最小二乘信道估计;

[0008] 步骤200:根据所述最小二乘信道估计结果得到信道的功率时延谱;

[0009] 步骤300:根据所述信道的功率时延谱计算全部子载波信道相关矩阵的第一行;

[0010] 步骤400:根据所述全部子载波信道相关矩阵的第一行计算维纳滤波矩阵的前 F_s 行,得到维纳滤波矩阵 W ,其中 F_s 为导频间隔;

[0011] 步骤500:基于最小二乘信道估计以及所述维纳滤波矩阵 W ,计算信道估计输出。

[0012] 在本发明的一个实施例中,其中步骤200包括基于最小二乘信道估计结果,采用插值法获得全部子载波信道估计结果,再计算功率时延谱。

[0013] 在本发明的一个实施例中,其中步骤200包括计算基于最小二乘信道估计结果,计算信道的均方根时延 τ_{rms} ,以及根据信道功率时延谱服从 τ_{rms} 的负指数分布,确定信道的功率时延谱。

[0014] 在本发明的一个实施例中,步骤400包括:

[0015] 步骤410:根据以下公式求出 $T = (R_{H_p H_p} + \sigma^2 I)^{-1}$ 的第一行

[0016] $T(1) = \text{IDFT}(PP)$

[0017] 其中,PP为一向量,该向量由 $\frac{1}{\frac{N}{2} \cdot P(k) + \sigma^2}$ 构成,P(k)为导频子载波位置上的功率,上述IDFT采用FFT计算,以及对T(1)逐行右移一位求出T;

[0018] 步骤420:根据全部子载波信道相关矩阵的第一行 $R_{HH}(1)$ 计算 R_{HH_p} 矩阵的前 F_s 行;

[0019] 步骤430:根据T和 R_{HH_p} 矩阵的前 F_s 行计算维纳滤波矩阵W的前 F_s 行。

[0020] 在本发明的一个实施例中,步骤500包括:

[0021] 根据最小二乘信道估计结果 \hat{H}_{LS} 和维纳滤波矩阵W得到信道估计输出为 $\hat{H} = W\hat{H}_{LS}$,

[0022] 其中,将所述维纳滤波矩阵的前 F_s 行,每 F_s 行循环移位1次,求出维纳滤波矩阵W。

[0023] 在本发明的一个实施例中,其中步骤420包括:

[0024] 通过抽取 $R_{HH}(1)$ 中所有k列得到 R_{HH_p} 的第一行 $R_{HH_p}(1)$,对于前 F_s 行中的其它行,通过抽取 $R_{HH}(i)$ 中所有k列得到 R_{HH_p} 的第i行,其中 $R_{HH}(i)$ 是由 $R_{HH}(i-1)$ 循环移位一次得到, $i = 2, 3, \dots, F_s$,k为导频子载波位置索引。

[0025] 在本发明的一个实施例中,其中步骤430包括由以下公式计算出W的前 F_s 行

$$[0026] \quad W(r) = R_{HH_p}(r)T, r = 1, 2, \dots, F_s$$

[0027] 在本发明的一个实施例中,其中向量和矩阵的乘法通过FFT实现。

[0028] 根据本发明的第二方面,提供一种计算机可读存储介质,其中存储有一个或者多个计算机程序,所述计算机程序在被执行时用于实现本发明的信道估计方法。

[0029] 根据本发明的第三方面,提供一种计算系统,包括:存储装置、以及一个或者多个处理器;其中,所述存储装置用于存储一个或者多个计算机程序,所述计算机程序在被所述处理器执行时用于实现本发明的信道估计方法。

[0030] 与现有技术相比,本方案通过信道的功率时延谱能够得到全部子载波信道之间的信道相关矩阵,并且利用维纳滤波矩阵的循环特性,大大降低了无线通信系统中信道估计方案的计算和存储复杂度,同时保证了信道估计算法的性能不受影响。

附图说明

[0031] 此处的附图被并入说明书中并构成本说明书的一部分,示出了符合本发明的实施例,并与说明书一起用于解释本发明的原理。显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。在附图中:

[0032] 图1示出了现有技术的移动通信系统信道示意图;

[0033] 图2示出了信号时频域的结构图;

[0034] 图3示出了根据本发明实施例的处理流程图。

具体实施方式

[0035] 为解决在背景技术中提出的问题,发明人经过研究,提出了一种低复杂度的信道估计方案,本方案利用维纳滤波矩阵是循环矩阵的特性,极大地简化了计算复杂度,同时保证性能不受到影响。

[0036] 图1示出了现有技术的移动通信系统,其包括:发送端,用于发射信号;无线信道;以及接收端,用于接收信号并进行处理。其中发射信号经过无线信道衰落,并且添加了高斯白噪声,到达接收端。图2示出了信号的时频结构,假设一个OFDM符号一共有N个子载波,其中存在M个导频子载波,导频(在本领域中,也称为参考信号)均匀分布在全部带宽上,导频间隔为 F_s ,用s表示全部子载波信道所在位置索引,用k表示导频所在位置索引。

[0037] 假设发送端发送的导频子载波承载的信号为X,通过信道H的作用,并在传输过程中受到了噪声的影响,本系统假设噪声是加性高斯白噪声Z,即噪声服从均值为0,方差为 σ^2 的正态分布,则在接收端导频子载波处接收到的信号Y可以表示为

$$[0038] \quad Y(k) = H(k) X(k) + Z(k)$$

[0039] 在接收端,首先根据导频子载波进行最小二乘信道估计,得到最小二乘信道估计结果为

$$[0040] \quad \hat{H}_{LS}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)}$$

[0041] 按照最小均方误差的准则,维纳滤波矩阵表示为

$$[0042] \quad W = R_{HH_p} (R_{H_p H_p} + \sigma^2 I)^{-1} \quad (1)$$

[0043] 其中,I为单位矩阵 R_{HH_p} 为全部子载波信道响应与导频子载波处的信道响应的相关矩阵, $R_{H_p H_p}$ 为导频子载波信道响应的相关矩阵,其中 R_{HH_p} 与 $R_{H_p H_p}$ 的下标H表示全部子载波上的频域信道响应组成的序列, H_p 表示导频子载波位置上的频域信道响应组成的序列, $R_{HH_p} = E(HH_p^H)$, $R_{H_p H_p} = E(H_p H_p^H)$ 。

[0044] 维纳滤波后的信道估计值为

$$[0045] \quad \hat{H} = W \hat{H}_{LS} \quad (2)$$

[0046] 假设信道冲激响应为

$$[0047] \quad h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n - \tau_l) \quad (3)$$

[0048] 其中, h_l 为第1条多径的复增益, $\delta(\cdot)$ 为单位冲激函数, τ_l 是第1条多径的时延,L为多径数量。在无线系统中,认为不同多径 $h_l(i)$ 是相互独立的,并且第1条多径的功率为 σ_1^2 。信道是归一化的,所以

$$[0049] \quad \sigma_h^2 = \sum_1 \sigma_1^2 = 1 \quad (4)$$

[0050] 频域的信道响应为

$$[0051] \quad H(p) = DFT(h(n)) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m) \exp(-\frac{j2\pi mp}{N}), p = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

[0052] 则根据公式 (3) 和 (4), 全部子载波信道响应的频域相关矩阵 R_{HH} 的元素为

$$\begin{aligned}
 R_{HH}(m, n) &= E[H(m)H^*(n)] \\
 &= E\left[\sum_{s=0}^{N-1} h(s) \exp(-\frac{j2\pi ms}{N}) \cdot \sum_{s=0}^{N-1} h^*(s) \exp(\frac{j2\pi ns}{N})\right] \\
 [0053] \quad &= \sum_{s=0}^{N-1} E[|h(s)|^2] \exp(-\frac{j2\pi(m-n)s}{N}) \\
 &= \sum_{s=0}^{N-1} P(s) \exp(-\frac{j2\pi(m-n)s}{N}), m, n = 0, 1, 2, \dots, N-1
 \end{aligned} \tag{6}$$

[0054] 其中, E表示求期望, P(s)为第s个时域采样点的功率值, 其中 R_{HH} 下标H表示全部子载波上的频域信道响应组成的序列, $R_{HH} = E(HH^H)$ 。

[0055] 根据上面的公式, 可以基于计算得出 R_{HH} 矩阵, 从 R_{HH} 矩阵的每一行中抽取出导频子载波所在位置索引组成的矩阵, 可得全部子载波信道响应与导频子载波处的信道响应的相关矩阵 R_{HH_p} 。从 R_{HH} 矩阵的导频所在位置索引行中抽取出导频所在位置索引列得到导频子载波信道响应的相关矩阵 $R_{H_p H_p}$ 。同时可以看出信道相关矩阵 R_{HH} 是一个循环矩阵, 即每一行是上一行的循环移位1次的结果, 因此 $R_{H_p H_p}$ 和 R_{HH_p} 也是循环矩阵。由于时域采样点的功率值P(s)组成了信道的功率时延谱, R_{HH} 的第一行的第n个元素($n=0, 1, 2, \dots, N-1$)可以表示为

$$\begin{aligned}
 R_{HH}(0, n) &= \sum_{s=0}^{N-1} P(s) \exp(\frac{j2\pi ns}{N}) \\
 [0056] \quad &= N \cdot \frac{1}{N} \sum_{s=0}^{N-1} P(s) \exp(\frac{j2\pi ns}{N})
 \end{aligned} \tag{7}$$

[0057] 其中 $\frac{1}{N} \sum_{s=0}^{N-1} P(s) \exp(\frac{j2\pi ns}{N})$ 也可以表示为IDFT(P), 其中P为全部子载波信道功率时延谱P(s), $s=0, 1, 2, \dots, N-1$ 组成的向量, 因此 $R_{HH}(0, n)$ 为IDFT(P)输出向量的第n个元素的N倍。

[0058] 根据 R_{HH} 表达式可以看出, R_{HH} 的第一行可以通过信道的功率时延谱的IDFT变换得到。也就是说, 根据信道的功率时延谱, 可以求得 R_{HH} 的第一行, 然后通过循环移位可以得到整个循环矩阵, 从而得到 R_{HH_p} 和 $R_{H_p H_p}$, 进而得到维纳滤波矩阵W。因为 R_{HH_p} 和 $R_{H_p H_p}$ 都是循环矩阵, 根据循环矩阵的性质, 则维纳滤波矩阵W也是循环矩阵。

[0059] 求得维纳滤波矩阵W之后, 可得对维纳滤波之后的信道估计值为

$$[0060] \quad \hat{H} = W \hat{H}_{LS}$$

[0061] 由于上述各个矩阵均为循环矩阵, 本发明的信道估计方案可以充分利用循环矩阵的性质进行快速实现, 从而避免了大规模矩阵的求逆和滤波操作。

[0062] 以下结合本发明的一个具体实施例, 对本发明的信道估计方法进行详细描述。

[0063] 在一个OFDM系统中, 假设带宽为10MHz, 子载波间隔为15KHz, 一共有 $N=600$ 个可用子载波。每个时隙有14个OFDM符号用于数据传输, 其中存在2个导频符号, 如图2所示。在导频所在OFDM符号上, 导频密度为0.5, 即导频占用所在符号一半子载波, 导频间隔 $F_s=2$, 导频间隔为两个相邻的导频之间差的子载波数量, 例如1和3是导频占用的子载波, 而 $3-1=2$,

则2为导频间隔,导频间隔为导频密度的倒数。全部子载波位置索引集合为 $\{0,1,2,3,\dots,599\}$,用s表示全部子载波位置索引。导频子载波位置索引集合为 $\{1,3,5,\dots,599\}$,导频占用所在符号的奇数位置的子载波,用k表示导频子载波位置索引。

[0064] 本方法执行过程如图3所示,可以分为五个步骤,具体流程如下所述。

[0065] 步骤一:接收机根据接收导频信号和本地导频序列,进行最小二乘信道估计

[0066] 接收端根据接收导频信号 $Y[k], k=1,3,5,\dots,599$ 和本地生成导频序列 $X[k], k=1,3,5,\dots,599$,得到最小二乘信道估计结果为 $\hat{H}_{LS}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)}, k=1,3,\dots,599$

[0067] 步骤二:根据最小二乘信道估计结果得到信道的功率时延谱P

[0068] 根据本发明的一个实施例,可以通过对 $\hat{H}_{LS}(k)$ 进行插值得到全部子载波的信道估计结果,比如线性、二次插值、维纳滤波内插,然后计算全部子载波信道功率时延谱P,P的元素为 $P(s), s=0,1,2,\dots,599$ 。根据本发明的另一个实施例,通过 $\hat{H}_{LS}(k)$ 估计出均方根时延 τ_{rms} ,具体计算过程参见文献HArslan,T Yucek的〈Delay spread estimation for wireless communication systems〉.Proceedings of the Eighth IEEE Symposium on Computers and Communications.ISCC 2003,在本发明的进一步的实施例中,认为信道功率时延谱服从 τ_{rms} 的负指数分布,例如, $P(s) = \exp(-s/\tau_{rms})$,从而得到信道的功率时延谱 $P(s), s=1,2,\dots,600$ 。

[0069] 步骤三:计算全部子载波信道相关矩阵 R_{HH} 的第一行

[0070] 由公式7可知计算公式为:

[0071] $R_{HH}(1) = N \cdot \text{IDFT}(P)$ (8)

[0072] 本文中用矩阵名加(j)表示矩阵的第j行,例如 $R_{HH}(1)$ 表示矩阵 R_{HH} 的第1行。

[0073] 步骤四:计算维纳滤波矩阵的前 F_s 行

[0074] 4.1计算矩阵 $T = (R_{H_p H_p} + \sigma^2 I)^{-1}$

[0075] 根据本领域的公知技术, $T = (R_{H_p H_p} + \sigma^2 I)^{-1}$ 的第一行可以由下面的公式计算得出:

[0076] $T(1) = \text{IDFT}(PP)$ (9)

[0077] 其中,PP为一向量,该向量由 $\frac{1}{\frac{N}{2} \cdot P(k) + \sigma^2}$ 构成,P(k)为导频子载波位置上的功率,

在本实施例中, $k=1,3,5,\dots,599$,公式9中的IDFT可以采用IFFT计算。具体计算过程,例如参见文献Hou S,Jiang J.Low Complexity Fast LMMSE-Based Channel Estimation for OFDM Systems in Frequency Selective Rayleigh Fading Channels[C] Vehicular Technology Conference. IEEE,2012与Zhou W,Lam W H.A fast LMMSE channel estimation method for OFDM systems[J].Eurasip Journal on Wireless Communications&Networking,2009,2009(1):1-13.

[0078] 由于T为循环矩阵,计算出T(1)后,可以对T(1)逐行右移一位求出T。

[0079] 4.2计算 R_{HH_p} 矩阵的前 F_s 行

[0080] 通过抽取 R_{HH} (1)中所有 k 列得到 R_{HH_p} 的第一行 $R_{HH_p}(1)$,对于前 F_s 行中的其它行,通过抽取 R_{HH} (i)中所有 k 列得到 R_{HH_p} 的第 i 行,其中 R_{HH} (i)是由 R_{HH} ($i-1$)循环移位一次得到, $i=2,3,\dots,F_s$, k 为导频子载波位置索引。

[0081] 在本实施例中,通过抽取 R_{HH} (1)中所有 k 列($k=1,3,5,\dots,599$)得到 R_{HH_p} 的第一行 $R_{HH_p}(1)$;通过 R_{HH} (1)循环移位1次得到 R_{HH} (2),通过抽取 R_{HH} (2)的所有 k 列($k=1,3,5,\dots,599$)得到 $R_{HH_p}(2)$ 。

[0082] 4.3计算维纳滤波矩阵 W 的前 F_s 行

[0083] 由 $W = R_{HH_p}(R_{H_p H_p} + \sigma^2 I)^{-1} = R_{HH_p} T$,为求出 W 的前 F_s 行,只需将 $R_{HH_p}(r)$ 与 T 矩阵相乘得到 $W(r)$,即 $W(r) = R_{HH_p}(r)T$, $r = 1,2,\dots,F_s$

[0084] 在本实施例中,由 $W(1) = R_{HH_p}(1)T$, $W(2) = R_{HH_p}(2)T$ 计算出 W 的前2行。因为 T 和 R_{HH_p} 为循环矩阵,上述向量和矩阵的乘法可以通过FFT实现。

[0085] 步骤五:进行维纳滤波,得到信道估计输出;

[0086] 根据最小二乘信道估计结果 $\hat{H}_{LS}(k)$ 和维纳滤波矩阵 W 可得到信道估计输出为 $\hat{H} = W\hat{H}_{LS}$ 。由于维纳滤波矩阵 W 每 F_s 行循环移位1次,上述矩阵和向量的乘法可以通过FFT进行实现,从而降低实现复杂度。

[0087] 本发明中DFT均可采用FFT加快计算,IDFT均可采用IFFT加快计算。

[0088] 为使本领域任何普通技术人员能够实现或者使用本公开内容,上面围绕本公开内容进行了描述。对于本领域普通技术人员来说,对本公开内容进行各种修改是显而易见的,并且,本文定义的通用原理也可以在不脱离本公开内容的精神或保护范围的基础上适用于其它变型。此外,除非另外说明,否则任何方面和/或实施例的所有部分或一部分可以与任何其它方面和/或实施例的所有部分或一部分一起使用。因此,本公开内容并不限于本文所描述的例子和设计方案,而是与本文公开的原理和新颖性特征的最广范围相一致。

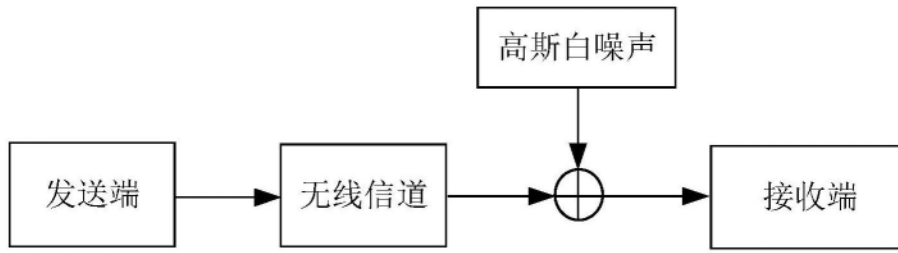


图1

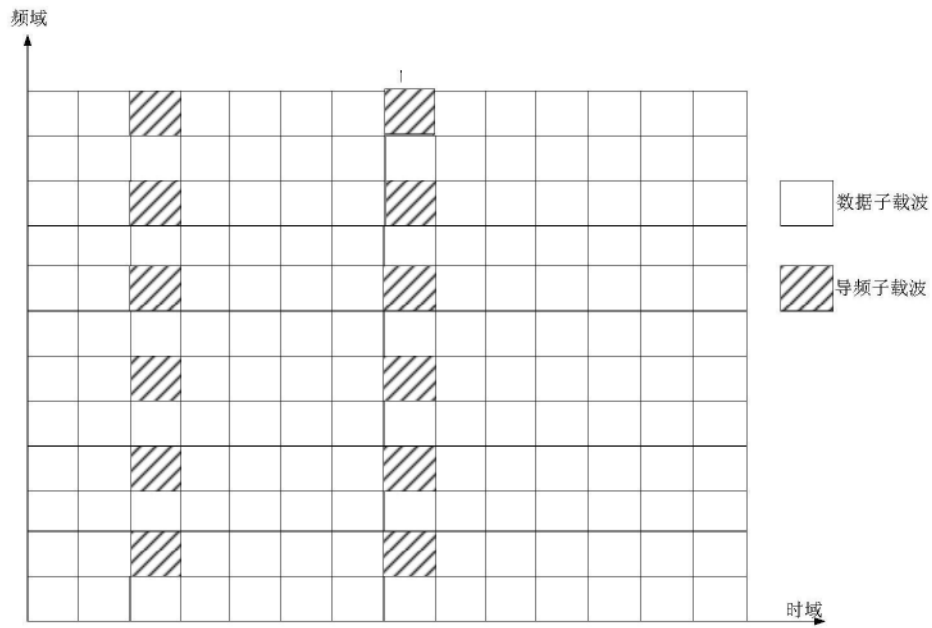


图2

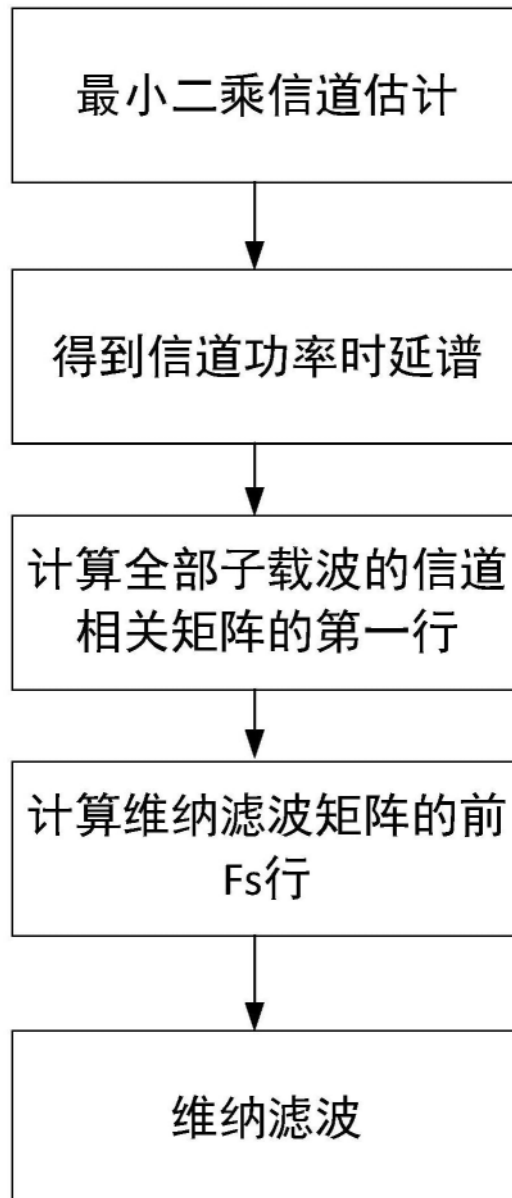


图3