

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101951353 B

(45) 授权公告日 2013. 02. 13

(21) 申请号 201010297351. 5

WO 2007/138467 A2, 2007. 12. 06,

(22) 申请日 2010. 09. 30

CN 1890935 A, 2007. 01. 03,

(73) 专利权人 电子科技大学

CN 1921463 A, 2007. 02. 28,

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)  
西源大道2006号

CN 101268667 A, 2008. 09. 17,

审查员 李凯

(72) 发明人 雷霞 林时顷 王蕾 金花

(74) 专利代理机构 电子科技大学专利中心  
51203

代理人 周永宏

(51) Int. Cl.

H04L 25/02(2006. 01)

H04L 27/26(2006. 01)

(56) 对比文件

US 2010/002786 A1, 2010. 01. 07,

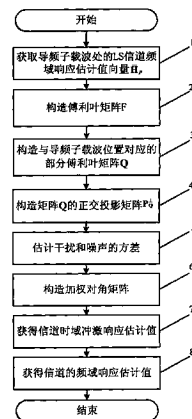
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 2 页

(54) 发明名称

一种干扰环境下的正交频分复用系统信道估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种干扰环境下的正交频分复用系统信道估计方法。本发明利用列满秩矩阵与其对应的正交投影矩阵相乘等于零矩阵,使得在步骤(5)中得到的向量  $\mathbf{T} = \mathbf{P}_Q^{\perp} \bar{\mathbf{H}}_p$  等价于  $\mathbf{T} = \mathbf{Q} \mathbf{I}_p$ , 其中向量  $\mathbf{I}_p$  中的元素  $I_p(k)$  为干扰信号和噪声除以本地导频信号的结果。由于正交投影矩阵为线性矩阵,向量  $\mathbf{T}$  的各元素  $T(k)$  的统计特性与元素  $I_p(k)$  的统计特性相同,则步骤(5)得到的方差估计值即为干扰信号方差与噪声方差之和,利用步骤(7)得到信道时域冲激响应的最佳估计。该方法运算复杂度低,其估计性能接近无干扰信号情况下的理想信道估计性能,同时该方法针对块状导频图案和等间隔梳状导频图案时,对于干扰信号的功率不敏感,且只需要一个 OFDM 符号,实时性好。



1. 一种干扰环境下的正交频分复用系统信道估计方法,其特征在于,包括如下步骤:

(1). 获取导频子载波处的LS信道频域响应估计值向量 $\bar{\mathbf{H}}_p$ :从接收的OFDM符号中获得导频信号向量 $Y_p$ ,导频信号向量 $Y_p$ 的元素序列为 $\{Y_p(k) | k \in [0, K-1]\}$ ,设本地导频序列为 $\{X_p(k) | k \in [0, K-1]\}$ ,利用频域LS信道估计法得到导频子载波处的信道频域响应估计值向量 $\bar{\mathbf{H}}_p$ ,向量 $\bar{\mathbf{H}}_p$ 的元素序列为 $\{\bar{H}_p(k) = Y_p(k) / X_p(k), k \in [0, K-1]\}$ ,其中K为一个OFDM符号中导频子载波总个数;

(2). 构造傅利叶矩阵F:利用已知的信道多径时延 $\tau_1$ 得到大小为 $N \times L$ 的傅利叶矩阵F,矩阵F第n行第l列元素为 $[F]_{n,l} = \exp(-j2\pi n \tau_1 / (NT))$ ,其中T为系统采样周期, $n \in [0, N-1]$ , $l \in [0, L-1]$ ,N为OFDM系统子载波总个数,L为无线信道多径数;

(3). 构造与导频子载波位置对应的部分傅利叶矩阵Q:从步骤(2)构造的傅利叶矩阵F的所有行中取出与导频子载波位置对应的行,构成大小为 $K \times L$ 的矩阵Q;

(4). 构造步骤(3)得到的部分傅利叶矩阵Q的正交投影矩阵 $\mathbf{P}_Q^\perp$ ,即得到 $\mathbf{P}_Q^\perp = \mathbf{E} - \mathbf{Q}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{Q}^H$ ,其中E为单位阵, $\mathbf{Q}^H$ 是Q的共轭转置矩阵;

(5). 估计干扰和噪声的方差:将步骤(1)所得的导频子载波处信道频域响应估计值向量 $\bar{\mathbf{H}}_p$ 与步骤(4)所得正交投影矩阵 $\mathbf{P}_Q^\perp$ 相乘,得到向量 $\mathbf{T} = \mathbf{P}_Q^\perp \bar{\mathbf{H}}_p$ ,将该向量T的元素序列与本地导频序列一一对应相乘,并求其模值的平方,得到导频子载波处的干扰和噪声方差的估计值序列 $\{\hat{\sigma}_p^2(k) | k \in [0, K-1]\}$ ;

(6). 构造加权对角矩阵:利用步骤(5)得到干扰和噪声方差的估计值序列 $\{\hat{\sigma}_p^2(k) | k \in [0, K-1]\}$ 构造大小为 $K \times K$ 的加权对角矩阵 $\mathbf{D} = \text{diag}\{\hat{\sigma}_p^2(k)\}$ , $k \in [0, K-1]$ ;

(7). 获得信道时域冲激响应估计值:利用步骤(6)得到的加权对角矩阵D,得到信道时域冲激响应的加权最小二乘估计向量 $\hat{\mathbf{h}}$ ,为 $\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{Q}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{Q}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{Y}_p$ ;

(8). 获得信道的频域响应估计值:将步骤(7)所得的信道时域冲激响应加权最小二乘估计向量 $\hat{\mathbf{h}}$ 与步骤(2)所得的傅利叶矩阵F相乘,得到OFDM符号中所有子载波上的信道频域响应估计向量 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}$ 。

## 一种干扰环境下的正交频分复用系统信道估计方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于移动通信技术领域,尤其涉及正交频分复用(OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)系统的信道估计方法。

### 背景技术

[0002] 正交频分复用是一种特殊的多载波调制方式。它将一个宽带信道分成多个相互正交的窄带平坦衰落子信道,高速数据信号被转换成并行的低速子数据流在各个子信道上传输,有利于克服无线信道的频率选择性衰落。为了得到最佳的传输性能,在接收端需要进行信道估计以获得信道的状态信息。

[0003] 本发明所述信道估计是基于导频辅助的时域信道估计法,适合于等间隔放置梳状导频图案和块状导频图案。等间隔放置梳状导频图案如图1所示。令OFDM系统子载波总数为 $N$ ,则子载波编号 $n = 0, 1, \dots, N-1$ ,第一个导频子载波位置相对于第0个子载波的偏移量为 $\Delta \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ ,相邻导频子载波间间隔为 $q$ ,一个OFDM符号中导频子载波总个数为 $K$ ,则一个OFDM符号中所有导频子载波下标集为 $\Omega = \{\Delta, \Delta+q, \Delta+2q, \dots, \Delta+(K-1)q\}$ 。其中,相邻导频子载波间隔 $q$ 的选取要保证其频率间隔小于信道的相关带宽。块状导频图案如图2所示。当一个OFDM符号中只有导频子载波时,称其为OFDM导频符号;当一个OFDM符号中只有数据子载波时,称其为OFDM数据符号。导频子载波下标集为 $\Omega = \{0, 1, \dots, N-1\}$ ,相邻导频符号间间隔为 $m$ 。

[0004] 热噪声环境下的OFDM系统信道估计方法已经有了大量研究。其中基于已知导频信号进行时频二维内插的方法最为广泛。该方法利用导频信号得到导频子载波处的信道估计值,然后进行时频二维内插得到数据子载波的信道估计值,其中,时频二维内插包括线性内插,高阶内插和DFT内插等。然而,在干扰环境下,利用导频信号得到导频子载波处的信道估计值包含了真实的信道频域响应和干扰信号,当干扰信号功率较大时,该信道估计值与真实信道频域响应之间存在不可忽略的估计误差,该估计误差随着时频二维内插扩散到数据子载波的信道估计值上,最终导致OFDM系统性能的恶化。这里所说的干扰信号指部分带宽干扰信号,其所占带宽仅为系统带宽的一部分。

[0005] 在干扰环境下,考虑实际可操作性及性能,典型的OFDM系统信道估计方法有以下两种:

[0006] (i) 基于期望最大(EM, Expectation-Maximization)迭代信道估计法。该方法通过EM迭代过程,利用前一次信道时域冲激响应的估计值和接收导频信息,得到干扰信号和噪声方差的当前估计序列,根据该估计值构造加权对角矩阵,其对角元素为该干扰信号和噪声方差的当前估计序列,通过加权最小二乘(WLS, Weighting Least Square)估计法,获得估计误差最小意义下的最佳信道时域冲激响应的当前估计序列,对该信道时域冲激响应估计序列进行傅利叶变换,得到OFDM系统所有子载波处的信道频域响应估计序列。如此迭代进行,直到估计收敛或达到预设的迭代次数。对于第一次的信道时域冲激响应估计,令加权对角矩阵为一单位阵。参见文献M. Morelli and M. Moretti, Channel estimation in

OFDM systems with unknown interference, IEEE Trans. on Wireless Comm., Oct. 2009, 8(10) :5338-5347。

[0007] (ii) 联合干扰检测和信道估计法。该方法利用频域最小二乘 (LS, Least Square) 信道估计法得到导频子载波处的信道频域估计值, 利用慢变信道下相邻 OFDM 符号间信道频域响应不变的特性, 得到相邻 OFDM 符号间导频子载波处的噪声差值, 将该噪声差值的模的平方建模为指数分布随机变量, 借助顺序统计理论, 求得干扰和噪声的方差。利用虚警概率检测法得到干扰在导频子载波中的位置, 利用其他未受干扰导频子载波处的 LS 信道频域估计值恢复出受干扰导频子载波处的 LS 信道频域估计值。将得到的 LS 信道频域估计值进行时域噪声抑制后, 经离散傅利叶变换, 得到最终的 LS 信道频域估计值。参见文献 :D. Wang, L. D. Jiang and C. He, Robust noise variance and channel estimation for SC-FDE UWB systems under narrowband interference, IEEE Trans. on Wireless Comm., June 2009, 8(6) :3249-3259。

[0008] 其中, 方法 (i) 在合理的初始估计条件下能较好的收敛, 估计性能接近于无干扰信号情况下的理想信道估计, 但该方法在每次迭代时都需要根据干扰信号和噪声方差的当前估计序列对 WLS 信道时域冲激响应估计值进行更新, 该更新过程涉及矩阵乘法和求逆运算, 复杂度较高, 同时, 该方法对初始信道估计性能敏感。方法 (ii) 复杂度低, 在基于特定块状导频图案的 OFDM 系统中, 即在该导频图案中, 需要连续两个导频符号, 当干扰功率较大时, 其性能较好, 当干扰功率较小时, 由于不能很好的检测出干扰信号的位置, 性能变差。在基于梳状导频图案的 OFDM 系统中, 当受干扰导频子载波数大于 1 且为连续干扰时, 该方法性能恶化, 同时, 该方法的实时性差, 在做信道估计前, 需要至少接收两个或以上的 OFDM 符号。

## 发明内容

[0009] 本发明的目的是为了解决在干扰环境下对正交频分复用系统进行信道估计时上述的现有两种方法存在的缺点, 提出了一种干扰环境下的正交频分复用系统信道估计方法。

[0010] 为了实现上述目的, 本发明的技术方案是 : 一种干扰环境下的正交频分复用系统信道估计方法, 具体包括如下步骤 :

[0011] (1). 获取导频子载波处的 LS 信道频域响应估计值向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$  : 从接收的 OFDM 符号中获得导频信号向量  $Y_p$ , 导频信号向量  $Y_p$  的元素序列为  $\{Y_p(k) | k \in [0, K-1]\}$ , 设本地导频序列为  $\{X_p(k) | k \in [0, K-1]\}$ , 利用频域 LS 信道估计法得到导频子载波处的信道频域响应估计值向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$ , 向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$  的元素序列为  $\{\bar{H}_p(k) = Y_p(k) / X_p(k), k \in [0, K-1]\}$ , 其中  $K$  为一个 OFDM 符号中导频子载波总个数 ;

[0012] (2). 构造傅利叶矩阵  $F$  : 利用已知的信道多径时延  $\tau_1$  得到大小为  $N \times L$  的傅利叶矩阵  $F$ , 矩阵  $F$  第  $n$  行第  $l$  列元素为  $[F]_{n, l} = \exp(-j2\pi n \tau_1 / (NT))$ , 其中  $T$  为系统采样周期,  $n \in [0, N-1]$ ,  $l \in [0, L-1]$ ,  $N$  为 OFDM 系统子载波总个数,  $L$  为无线信道多径数 ;

[0013] (3). 构造与导频子载波位置对应的部分傅利叶矩阵  $Q$  : 从步骤 (2) 构造的傅利叶矩阵  $F$  的所有行中取出与导频子载波位置对应的行, 构成大小为  $K \times L$  的矩阵  $Q$  ;

[0014] (4). 构造步骤 (3) 得到的部分傅利叶矩阵  $\mathbf{Q}$  的正交投影矩阵  $\mathbf{P}_Q^\perp$ , 即得到  $\mathbf{P}_Q^\perp = \mathbf{E} - \mathbf{Q}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{Q}^H$ , 其中  $\mathbf{E}$  为单位阵,  $\mathbf{Q}^H$  是  $\mathbf{Q}$  的共轭转置矩阵;

[0015] (5). 估计干扰和噪声的方差: 将步骤 (1) 所得的导频子载波处信道频域响应估计值向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$  与步骤 (4) 所得正交投影矩阵  $\mathbf{P}_Q^\perp$  相乘, 得到向量  $\mathbf{T} = \mathbf{P}_Q^\perp \bar{\mathbf{H}}_p$ , 将该向量  $\mathbf{T}$  的元素序列与本地导频序列一一对应相乘, 并求其模值的平方, 得到导频子载波处的干扰和噪声方差的估计值序列  $\{\hat{\sigma}_p^2(k) | k \in [0, K-1]\}$ ;

[0016] (6). 构造加权对角矩阵: 利用步骤 (5) 得到干扰和噪声方差的估计值序列  $\{\hat{\sigma}_p^2(k) | k \in [0, K-1]\}$  构造大小为  $K \times K$  的加权对角矩阵  $\mathbf{D} = \text{diag}\{\hat{\sigma}_p^2(k)\}$ ,  $k \in [0, K-1]$ ;

[0017] (7). 获得信道时域冲激响应估计值: 利用步骤 (6) 得到的加权对角矩阵  $\mathbf{D}$ , 得到信道时域冲激响应的加权最小二乘估计向量  $\hat{\mathbf{h}}$ , 为  $\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{Q}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{Q}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{Y}_p$ ;

[0018] (8). 获得信道的频域响应估计值: 将步骤 (7) 所得的信道时域冲激响应加权最小二乘估计向量  $\hat{\mathbf{h}}$  与步骤 (2) 所得的傅利叶矩阵  $\mathbf{F}$  相乘, 得到 OFDM 符号中所有子载波上的信道频域响应估计向量  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}$ , 至此完成了 OFDM 系统的信道估计;

[0019] 本发明有益效果: 本发明利用了列满秩矩阵与其对应的正交投影矩阵相乘等于零矩阵, 使得在步骤 (5) 中得到的向量  $\mathbf{T} = \mathbf{P}_Q^\perp \bar{\mathbf{H}}_p$  等价于  $\mathbf{T} = \mathbf{Q} \mathbf{I}_p$ , 其中向量  $\mathbf{I}_p$  中的元素  $I_p(k)$  为干扰信号和噪声除以本地导频信号的结果。由于正交投影矩阵为线性矩阵, 向量  $\mathbf{T}$  的各元素  $T(k)$  的统计特性与元素  $I_p(k)$  的统计特性相同, 则步骤 (5) 得到的方差估计值即为干扰信号方差与噪声方差之和。再利用步骤 (7) 的加权最小二乘估计法, 得到在估计方差最小意义下的信道时域冲激响应的最佳估计。该方法解决了基于 EM 迭代信道估计法高复杂度问题, 在多径时延的已知的情况下, 其估计性能接近无干扰信号情况下的理想信道估计性能; 同时该方法针对块状导频图案和等间隔梳状导频图案处理时, 对干扰信号的功率不敏感, 且在做信道估计时, 只需要一个 OFDM 符号, 实时性好。本发明适合干扰环境下低速移动的无线通信系统。

## 附图说明

[0020] 图 1 为 OFDM 符号等间隔放置梳状导频图案示意图。

[0021] 图 2 为 OFDM 符号块状导频图案示意图。

[0022] 图 3 为本发明的干扰环境下的正交频分复用系统信道估计方法流程图。

## 具体实施方式

[0023] 下面给出本发明的具体实施实例。需要说明的是: 实例中的参数并不影响本专利的一般性。

[0024] 本实例中 OFDM 系统参数设置如下: 信号调制方式采用 QPSK 调制, 子载波总数  $N = 1024$ , 子载波序号为  $[0, 1023]$ , 第 1 个导频子载波位置相对第 0 个子载波的偏移量  $\Delta = 5$ , 相邻导频子载波频域间隔  $q = 6$ , 导频子载波总个数  $K = 170$ , 导频子载波下标集  $\Omega = \{5, 11, 17, \dots, 1019\}$ 。导频子载波处的信号采用 QPSK 调制信号。本实例中选择中纬度短波信道, 其参数如下: 多径数  $L = 2$ , 两条径的时延分别为  $0\text{s}$  和  $10^{-3}\text{s}$ , 系统采样时间  $T =$

$2.5 \times 10^{-5}$ s。

[0025] 令干扰信号为一方差为  $\sigma_J^2$  的高斯噪声, 该干扰信号干扰 5 个连续的导频子载波, 即受干扰的导频子载波下标可表示为  $\Omega_J = \{k_0, k_0+6, \dots, k_0+24\}$ , 其中  $k_0 \in \Omega$  为整数, 其取值要满足  $\Omega_J \in \Omega$ 。定义系统干信比  $JSR = 10 \log(\sigma_J^2 / \sigma_S^2)$ , 其中  $\sigma_S^2$  为发送端发射信号的功率, 在本实例中, 取  $JSR = 15$ dB。

[0026] 本实例中发送端信号处理过程为: 二进制比特信号经过调制后, 按图 1 导频图案进行子载波映射, 进行离散傅利叶反变换, 添加循环前缀 (CP, Cyclic Prefix), 由发射机进行发射。CP 的长度选择为  $L_{cp} = 120$ 。

[0027] 在接收端将接收信号进行去循环前缀, 离散傅利叶变换, 分离出导频子载波处的信号序列  $\{Y_p(k) | k \in [0, 169]\}$  和数据子载波的数据。应用本发明所述的方法进行信道估计, 如图 3 所示, 具体如下:

[0028] (1). 获取导频子载波处的 LS 信道频域响应估计值向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$ 。设本地导频序列为  $\{X_p(k) | k \in [0, 169]\}$ , 利用频域 LS 信道估计法得到导频子载波处的信道频域响应估计值向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$ , 向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$  的元素序列为  $\{\bar{H}_p(k) = Y_p(k) / X_p(k), k \in [0, 169]\}$ 。该信道频域响应估计值  $\bar{H}_p(k)$  包含了实际信道频域响应  $H_p(k)$  和新的干扰信号  $I_p(k) = (W_p(k) + J_p(k)) / X_p(k)$ , 其中  $W_p(k)$  是均值为 0, 方差为  $\sigma_w^2$  的高斯白噪声在该导频子载波处的频域表示,  $J_p(k)$  是方差为  $\sigma_J^2$  的干扰信号在该导频子载波处的频域表示。

[0029] (2). 构造傅利叶矩阵 F。利用已知的信道多径时延  $\tau_1$  得到大小为  $1024 \times 2$  的傅利叶矩阵 F, 其第 n 行第 1 列元素为  $[F]_{k,1} = \exp(-j2\pi k \tau_1 / (1024 \times 2.5 \times 10^{-5}))$ ,  $k \in [0, 1023]$ ,  $\{\tau_1 = 10^{-3}l | l = 0, 1\}$ 。

[0030] (3). 构造与导频子载波位置对应的部分傅利叶矩阵 Q。在傅利叶矩阵 F 的所有行中取出与导频子载波位置对应的行, 构成大小为  $170 \times 2$  的矩阵 Q, 即矩阵 Q 的第 k 行为矩阵 F 的第  $\phi_k$  行, 其中  $\phi_k$  为下标集  $\Omega = \{5, 11, 17, \dots, 1019\}$  的第 k 个元素。该矩阵为一列满秩矩阵。

[0031] (4). 构造矩阵 Q 的正交投影矩阵  $\mathbf{P}_Q^\perp$ , 即  $\mathbf{P}_Q^\perp = \mathbf{E} - \mathbf{Q}(\mathbf{Q}^H \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{Q}^H$ , 其中 E 为单位阵,  $\mathbf{Q}^H$  是 Q 的共轭转置矩阵。

[0032] (5). 估计干扰和噪声的方差。将步骤 (1) 所得的导频子载波处信道估计值向量  $\bar{\mathbf{H}}_p$  与步骤 (4) 所得正交投影矩阵  $\mathbf{P}_Q^\perp$  相乘, 得到向量  $\mathbf{T} = \mathbf{P}_Q^\perp \bar{\mathbf{H}}_p$ , 该向量 T 的元素序列表示为  $\{T(k) | k \in [0, 169]\}$ 。将该元素序列与本地导频序列一一对应相乘, 并求其模值的平方, 得到导频子载波处的干扰和噪声方差估计值序列

$$[0033] \quad \{\tilde{\sigma}_p^2(k) = |T(k)X_p(k)|^2 | k \in [0, 169]\}。$$

[0034] (6). 构造加权对角矩阵。利用步骤 (5) 得到干扰和噪声方差估计值序列  $\{\tilde{\sigma}_p^2(k) = |T(k)X_p(k)|^2 | k \in [0, 169]\}$  构造大小为  $170 \times 170$  的加权对角矩阵

$$[0035] \quad \mathbf{D} = \text{diag}\{\tilde{\sigma}_p^2(k)\}, k \in [0, 169]。$$

[0036] (7). 获得信道时域冲激响应估计值。利用步骤 (6) 得到的加权对角矩阵, 得到信

道时域冲激响应的加权最小二乘估计向量  $\hat{\mathbf{h}}$ , 为  $\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{Q}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{Q})^{-1} \mathbf{Q}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{Y}_p$ 。

[0037] (8). 获得信道的频域响应估计值。将步骤 (7) 所得的信道时域冲激响应估计向量  $\hat{\mathbf{h}}$  与步骤 (2) 所得的傅利叶矩阵  $\mathbf{F}$  相乘, 得到 OFDM 符号中所有子载波上的信道频域响应估计向量  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}$ , 至此完成了 OFDM 系统的信道估计。

[0038] 以上实例仅为本发明的较佳例子而已, 本发明的使用并不局限于该实例, 凡在本发明的精神和原则之内, 所做的任何修改、等同替换、改进等, 均应包含在本发明的保护范围之内。

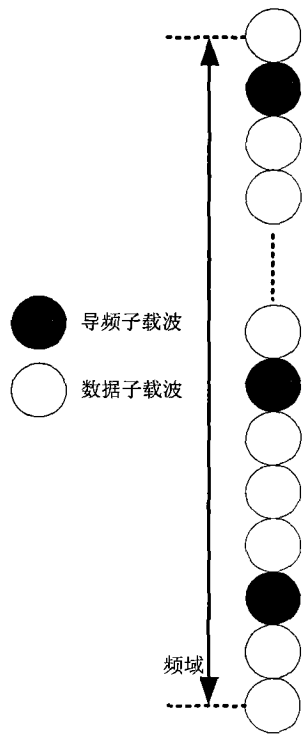


图 1

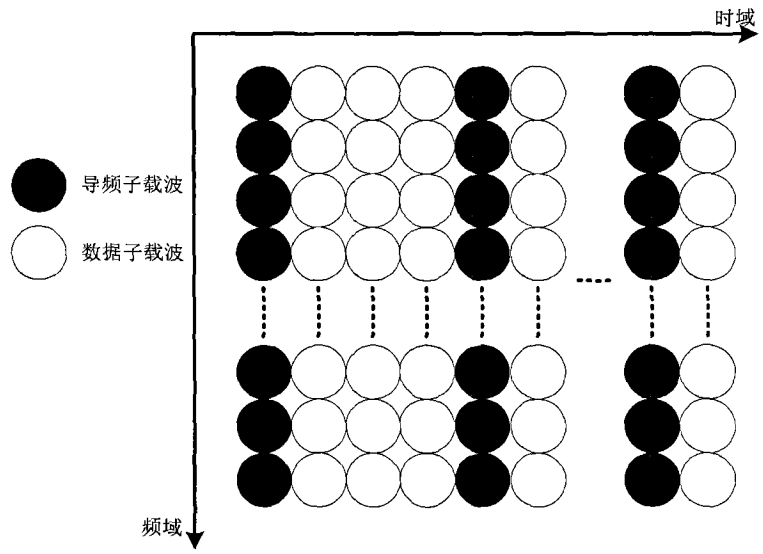


图 2



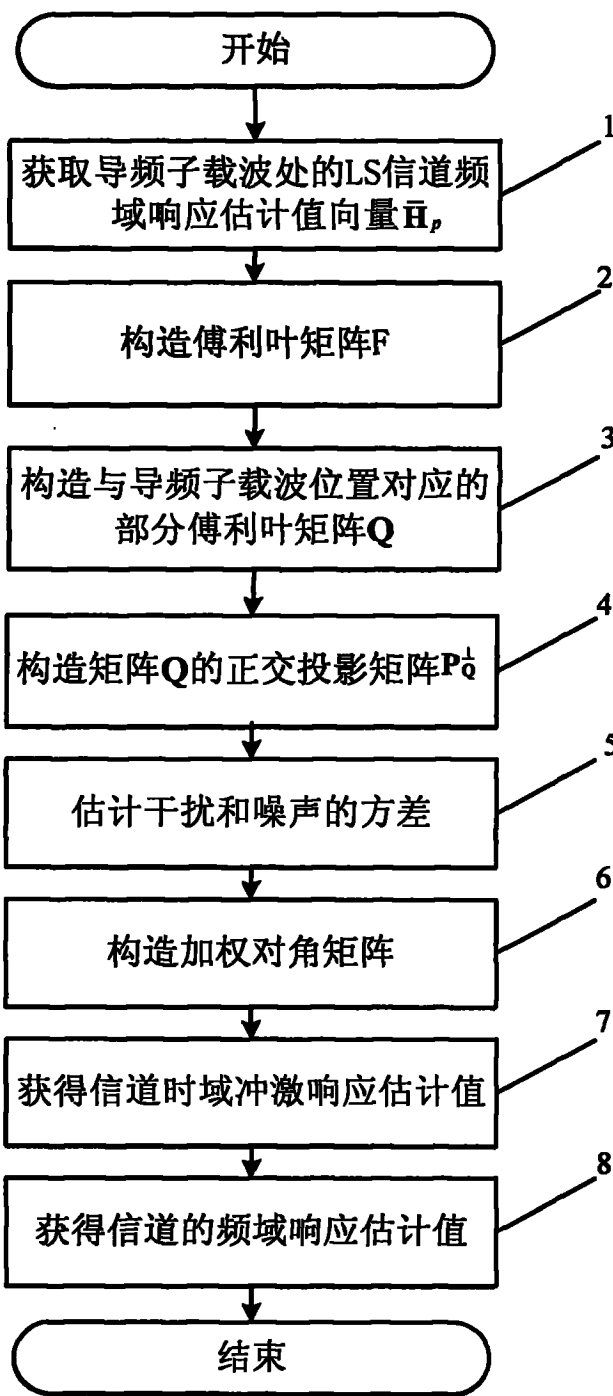


图 3