



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101162975 B

(45) 授权公告日 2011. 12. 21

(21) 申请号 200610141102. 0

CN 1841986 A, 2006. 10. 04, 全文.

(22) 申请日 2006. 10. 09

CN 1462533 A, 2003. 12. 17, 全文.

(73) 专利权人 华为技术有限公司

审查员 任玲

地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为
总部办公楼

(72) 发明人 徐波

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限
公司 11227

代理人 遂长明

(51) Int. Cl.

H04L 25/02(2006. 01)

H04L 1/16(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1399425 A, 2003. 02. 26, 全文.

US 2003147476 A1, 2003. 08. 07, 全文 .

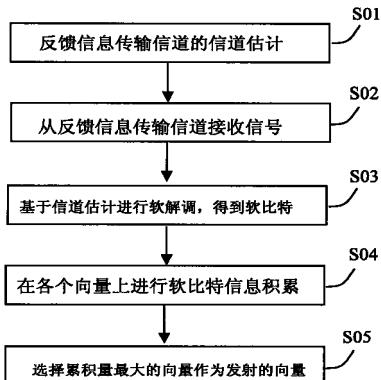
权利要求书 1 页 说明书 9 页 附图 3 页

(54) 发明名称

无线通信系统中的反馈信息检测方法及系统

(57) 摘要

本发明公开了无线通信系统中反馈信息检测方法及系统，该方法包括：对反馈信息传输信道进行信道估计；将本地向量表转换到数字域；基于所述信道估计对接收的反馈信号进行软解调，得到软比特；在各本地数字域向量上进行软比特信息积累，得到相应的软比特信息积累值；选取信息积累值最大的向量作为反馈信息时所发射的向量。本发明还提供相应的反馈信息检测系统，包括：信道估计模块、信号转换模块、软解调模块信息积累模块以及选择模块。本发明将正交向量的检测过程，从模拟域转换到数字域进行，在积累软信息时，只取符号加和减运算，计算量大大减小，因此降低相关度的计算复杂度，从而简化检测过程，提高检测性能。



1. 一种无线通信系统中反馈信息检测方法,其特征在于,包括:
对反馈信息传输信道进行信道估计;
将本地的正交向量表转换到数字域;
基于所述信道估计对接收的反馈信号进行软解调,得到软比特;
在各本地数字域向量上进行软比特信息积累,得到相应的软比特信息积累值;
选取软比特信息积累值最大的向量作为接收端向发射端反馈信息时所发射的向量。

2. 如权利要求 1 所述的检测方法,其特征在于,
比较所述软比特信息积累值,选取积累值最大的向量作为接收端向发射端反馈信息时
所发射的向量。

3. 如权利要求 1 所述的检测方法,其特征在于,
所述对反馈信息传输信道进行信道估计的方法为基于导频的信道估计方法。

4. 如权利要求 3 所述的检测方法,其特征在于,所述的基于导频的信道估计方法包括:
基于最小二乘 LS 准则的方法或基于最小均方误差 MMSE 准则的方法。

5. 如权利要求 1 所述的检测方法,其特征在于,

通过如下步骤实现对接收的反馈信号的软解调:

当接收的信号向量值为: $I_d + iQ_d$, 其中 I_d, Q_d 分别为向量值实部和虚部, 所得到的信道
估计值为: $I_c + iQ_c$ 时, 其中 I_c, Q_c 分别为信道估计值的实部和虚部, i 为复数虚单位, 按照下
式计算软比特, 其中 D_i, D_q 分别为软解调得到的向量的实部和虚部:

$$D_i = I_d \cdot I_c + Q_d \cdot Q_c$$

$$D_q = -I_d \cdot Q_c + Q_d \cdot I_c$$

6. 如权利要求 1 所述的检测方法,其特征在于,按照下式计算各个本地数字域向量上
的软比特信息积累:

$$C_i = \sum_{j=0}^n D_j \cdot B_{i,j} \quad (i = 0, 1 \cdots m)$$

其中 m, n 分别为本地数字域向量数和软比特个数, $B_{i,j}$ 为本地正交向量。

7. 如权利要求 1 所述的反馈信息检测方法,其特征在于,进一步包括:在完成信道估计
之后,根据信道估计结果,对反馈信息传输信道进行补偿的步骤。

8. 如权利要求 1 至 7 中任一项所述的检测方法,其特征在于,在系统具有多天线的情
况下,采用最大比合并的方法获取接收的反馈信号,再将该信号进行软解调。

9. 如权利要求 1 至 7 中任一项所述的检测方法,其特征在于,
所述无线通信系统为基于 OFDMA 的通信系统。

10. 一种反馈信息检测系统,其特征在于,包括:

信道估计模块,对反馈信息传输信道进行信道估计;

信号转换模块,用于将本地正交向量转换为数字域向量;

软解调模块,基于所述信道估计模块输出的信道估计对接收的反馈信号进行软解调,
得到软比特;

信息积累模块,利用软解调模块输出的软比特在各本地数字域向量上进行信息积累;

选择模块,用于从所述信息积累模块输出的各向量的信息积累中选取累积量最大的向
量作为所发射的向量。

无线通信系统中的反馈信息检测方法及系统

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信技术领域,具体涉及无线通信系统中的反馈信息检测方法及系统。

背景技术

[0002] 正交频分复用技术 (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 经过多年的发展在广播式的音频和视频领域已得到广泛的应用,包括:非对称的数字用户环路 (ADSL)、ETSI 标准的音频广播 (DAB)、数字视频广播 (DVB) 等。OFDM 由于其频谱利用率高、成本低等原因越来越受关注。随着人们对通信数据化、宽带化、个人化和移动化的需求,以及对多媒体业务的需求,OFDM 技术的频带利用率高、抗干扰性好,具有更高的安全性,OFDM 技术在综合无线接入领域将越来越得到广泛的应用。

[0003] 正交频分多址 (OFDMA) 是以 OFDM 调制为基础的新一代无线接入技术,是宽带无线接入的一种新的多址方法,将接入和调制有效地结合在一起。

[0004] 随着 OFDMA 系统的不断发展与完善,各种增强技术如:自适应编码和调制 (AMC, Adaptive Modulation Control)、智能天线 (AAS, Advanced Antenna System)、多入多出 (MIMO, Multi-Input Multi-Output)、混合重传 (HARQ, Hybrid Automatic Retransmission Request) 等,逐渐的被 OFDMA 系统所采用。这些增强技术的运用常常需要在接收端向发射端反馈信息,如信道质量的测量值、数据接收成功与否。这些反馈信息将用于传输策略的调整,如编码调制方式的选择、是否重传数据,直接影响系统的传输性能,因此,如何进行可靠的反馈是关键所在。

[0005] 为此,将反馈信息编码成一组正交向量作为发射信号,可以增强接收端向发射端反馈信息在传输过程中的抗干扰能力,在实际系统中被广泛的使用。

[0006] 例如,设 $\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n$ 是欧氏空间 V 的一组两两正交的非零向量,则有:

$$[\alpha_i]^H \cdot \alpha_j = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ |\alpha_i|^2 & i = j \end{cases}$$

[0008] 现有技术的检测方法中,通过接收信号和本地向量表中各个向量的相关运算,选择相关度最大的一个向量,检测出发射的反馈信息。

[0009] 现以 802.16e 上行 PUSC 模式为例,说明现有技术的具体过程。在反馈信道中采用表 1 的正交向量表。

[0010] 表 1

[0011]

| Vector Index | $M_{n,8m} M_{n,8m+1} \dots M_{n,8m+7}$ |
|--------------|--|
| 0 | P0, P1, P2, P3, P0, P1, P2, P3 |
| 1 | P0, P3, P2, P1, P0, P3, P2, P1 |
| 2 | P0, P0, P1, P1, P2, P2, P3, P3 |
| 3 | P0, P0, P3, P3, P2, P2, P1, P1 |
| 4 | P0, P0, P0, P0, P0, P0, P0, P0 |
| 5 | P0, P2, P0, P2, P0, P2, P0, P2 |

| | |
|---|--------------------------------|
| 6 | P0, P2, P0, P2, P2, P0, P2, P0 |
| 7 | P0, P2, P2, P0, P2, P0, P0, P2 |

[0012] 其中, P0、P1、P2、P3 采用 QPSK 调制方式：

$$[0013] P0 = \exp\left(j \cdot \frac{\pi}{4}\right) P1 = \exp\left(j \cdot \frac{3\pi}{4}\right)$$

$$[0014] P2 = \exp\left(-j \cdot \frac{3\pi}{4}\right) P3 = \exp\left(-j \cdot \frac{\pi}{4}\right)$$

[0015] 在 PUSC 上行模式下, 反馈信道的 tile(片) 结构如图 1 所示。其中标记 M 的 8 个子载波作为“反馈信道”的子载波, 传输正交向量, 标记 pilot carrier 的 4 个子载波为导频子载波。

[0016] 例如 : 反馈表中的向量 0, 那么该 Tile 的实际传输情况如图 2 所示。

[0017] 检测处理过程如图 3 所示。在原发射端检测确定反馈信息时, 首先进行信道估计, 然后进行信道补偿, 再通过接收信号和本地向量表中各个向量的相关运算, 选择相关度最大的一个向量, 作为对原接收端反馈信息的估计。其主要处理步骤包括 : 将“接收的向量”进行信道补偿 ; 将“补偿后的向量”与“本地的向量表”中的每一个向量计算相关度, 选择相关度最大的向量。

[0018] 为了便于描述, 在原接收端, 为每个子载波设置标记, 如图 4 所示, A1、A2、A3、A4 为导频子载波, 用于发送固定数据 D_p, 子载波 B1-B8 用于传送数据。

[0019] 对检测处理过程予以描述, 步骤如下 :

[0020] (1) “数据”模块提供 B1-B8 的接收数据。

[0021] (2) “信道估计”模块提供对 B1-B8 子载波的信道估计, 具体如下 :

[0022] 第一步 : 对导频处进行信道估计 (A1、A2、A3、A4)

[0023] 采用 LS 估计准则对导频处的信道估计, 公式如下 :

$$[0024] H_{A1} = D_{A1}/D_p$$

$$[0025] H_{A2} = D_{A2}/D_p$$

$$[0026] H_{A3} = D_{A3}/D_p$$

$$[0027] H_{A4} = D_{A4}/D_p$$

[0028] 其中 D_{A1}、D_{A2}、D_{A3} 及 D_{A4} 分别为从导频子载波接收的数据, H_{A1}、H_{A2}、H_{A3}、H_{A4} 分别为导频 A1、A2、A3、A4 的信道估计值。

[0029] 第二步 : 对 B1-B8 处进行信道估计,

[0030] 在时域上进行线性插值, 即在子载波信道 B3 处用 A1 和 A3 点插值, 在 B6 处用 A2 和 A4 点插值。H_{Bi} 为信道估计值的线性插值, 计算公式如下 :

$$[0031] H_{B3} = (H_{A1} + H_{A3}) / 2$$

$$[0032] H_{B6} = (H_{A2} + H_{A4}) / 2$$

[0033] 然后, 在频域进行线性插值, 即

[0034] B1、B2 由 A1、A2 插值 :

$$[0035] H_{B1} = (2H_{A1} + H_{A2}) / 3$$

$$[0036] H_{B2} = (H_{A1} + 2H_{A2}) / 3$$

[0037] B4、B5 由 B3、B6 插值 :

[0038] $H_{B_4} = (H_{B_3} + H_{B_6}) / 3$

[0039] $H_{B_5} = (H_{B_3} + 2H_{B_6}) / 3$

[0040] B_7, B_8 由 A_3, A_4 插值：

[0041] $H_{B_7} = (2H_{A_3} + H_{A_4}) / 3$

[0042] $H_{B_8} = (H_{A_3} + 2H_{A_4}) / 3$

[0043] (3) 信道补偿

[0044] 将各个子载波上的数据除以信道估计值即可

[0045] $D_1 = D_{B_1} / H_{B_1}$ $D_2 = D_{B_2} / H_{B_2}$ $D_3 \dots D_8$ 以此类推

[0046] (4) 相关计算

[0047] 以表 1 中的 Index 为 0 的本地向量为例：

[0048] $P_0, P_1, P_2, P_3, P_0, P_1, P_2, P_3$

[0049]

$$\text{Cor0} = \left\| \begin{array}{l} D_1 \cdot P_0^* + D_2 \cdot P_1^* + D_3 \cdot P_2^* + D_4 \cdot P_3^* \\ + D_5 \cdot P_0^* + D_6 \cdot P_1^* + D_7 \cdot P_2^* + D_8 \cdot P_3^* \end{array} \right\|$$

[0050] 同样地,可以计算与 Index 为 1、2、3、4、5、6、7 向量的相关,用 Cor1...Cor7 表示。

[0051] (5) 选出 Cor0...Cor7 中最大的一个,就可以判断发射的向量。

[0052] 由此可见,上述方法简单直观,但其计算量大。并且,基于信道估计进行信道补偿： $S' = (S+N)/H$,其中 S 为信号、N 为噪声、H 为信道估计值, S' 为信道补偿值,在 H 较小时,相对地受噪声较大,由于基于信道估计对“接收的向量”进行信道补偿的过程中噪声也同时被放大,影响检测的准确度,相应地,错误概率也会增加。这对检测性能不利。

[0053] 另外,根据现有技术还有另一种检测方案如下:

[0054] 通过多个 Tile 反馈一个信息的方式,增强反馈信道的抗干扰能力。具体地,将可能反馈的每一个信息与多个正交向量对应,表 2 所示为 6 个 Tile 反馈信息与向量的对应关系:

[0055] 表 2

[0056]

| payload | Tile(0), Tile(1), ..., Tile(5) | payload | Tile(0), Tile(1), ..., Tile(5) |
|---------|--------------------------------|---------|--------------------------------|
| 0 | 0,0,0,0,0,0 | 8 | 0,1,2,3,4,5 |
| 1 | 1,1,1,1,1,1 | 9 | 1,2,3,4,5,6 |
| 2 | 2,2,2,2,2,2 | 10 | 2,3,4,5,6,7 |
| 3 | 3,3,3,3,3,3 | 11 | 3,4,5,6,7,0 |
| 4 | 4,4,4,4,4,4 | 12 | 4,5,6,7,0,1 |
| 5 | 5,5,5,5,5,5 | 13 | 5,6,7,0,1,2 |
| 6 | 6,6,6,6,6,6 | 14 | 6,7,0,1,2,3 |
| 7 | 7,7,7,7,7,7 | 15 | 7,0,1,2,3,4 |

[0057] 例如:在反馈有效载荷 payload 15 时,依次反馈向量 7、0、1、2、3、4。参照图 5,现有技术的第二种方案步骤如下:

[0058] (1) 按照上述第一种检测方案分别得到对 6 个向量的估计;

[0059] (2) 与表 2 中的序列求汉明距,具体如下:

[0060] 设 6 个向量的估计分别为:I1、I2、I3、I4、I5、I6

[0061] 它与 Payload 15 的汉明距 :

[0062]

| | |
|---------|--------------------------------|
| payload | Tile(0), Tile(1), ..., Tile(5) |
| 15 | 7, 0, 1, 2, 3, 4 |

[0063] $Dis15 = |I1-7| + |I2-0| + |I3-1| + |I4-2| + |I5-3| + |I6-4|$

[0064] 类似的可以求得 Dis0...Dis14

[0065] (3) 选择 Dis0...Dis15 中最小的一个即可。

[0066] 如上所述, 该第二种方案通过两次判决, 增强了检测性能, 但由于其检测算法中的第一步判决还是基于上述第一种方案, 因此还是具有较高的检测错误概率。

[0067] 发明内容

[0068] 有鉴于此, 本发明要解决的技术问题是提供一种无线通信系统中的反馈信息检测方法及系统, 以简化计算过程, 提高检测的准确度。

[0069] 根据本发明提供的一种无线通信系统中反馈信息的检测方法, 包括 :

[0070] 对反馈信息传输信道进行信道估计;

[0071] 将本地的正交向量表转换到数字域;

[0072] 基于所述信道估计对接收的反馈信号进行软解调, 得到软比特;

[0073] 在各本地数字域向量上进行软比特信息积累, 得到相应的软比特信息积累值;

[0074] 选取软比特信息积累值最大的向量作为接收端向发射端反馈信息时所发射的向量。

[0075] 更适宜地, 比较所述软比特信息积累值, 选取积累值最大的向量作为 接收端向发射端反馈信息时所发射的向量。

[0076] 更适宜地, 所述对反馈信息传输信道进行信道估计的方法为基于导频的信道估计方法。

[0077] 优选地, 所述的基于导频的信道估计方法为基于最小二乘 LS 准则的方法或基于最小均方误差 MMSE 准则的方法。

[0078] 优选地, 通过如下步骤实现对接收的反馈信号的软解调:

[0079] 当接收的信号向量值为: $I_d + iQ_d$, 其中 I_d, Q_d 分别为向量值实部和虚部, 所得到的信道估计值为: $I_c + iQ_c$ 时, 其中 I_c, Q_c 分别为信道估计值的实部和虚部, i 为复数虚单位,

[0080] 按照下式计算软比特, 其中 D_i, D_q 分别为软解调得到的向量的实部和虚部:

[0081] $D_i = I_d \cdot I_c + Q_d \cdot Q_c$

[0082] $D_q = -I_d \cdot Q_c + Q_d \cdot I_c$

[0083] 按照下式计算各个本地数字域向量上的软比特信息积累:

$$[0084] C_i = \sum_{j=0}^n D_j \cdot B_{i,j} \quad (i = 0, 1 \dots m)$$

[0085] 其中 m, n 分别为本地数字域向量数和软比特个数, $B_{i,j}$ 为本地向量。

[0086] 优选地, 在完成信道估计之后, 根据信道估计结果, 对反馈信息传输信道进行补偿的步骤。

[0087] 优选地, 在系统具有多天线的情况下, 采用最大比合并的方法获取接收的反馈信号, 再将该反馈信号进行软解调。

[0088] 所述无线通信系统为基于 OFDMA 的通信系统。

[0089] 根据本发明还提供一种反馈信息检测系统，包括：
[0090] 信道估计模块，对反馈信息传输信道进行信道估计；
[0091] 信号转换模块，用于将本地正交向量转换为数字域向量；
[0092] 软解调模块，基于所述信道估计模块输出的信道估计值对所述信号转换模块转换后的数字域向量进行软解调，得到软比特；
[0093] 信息积累模块，利用软解调模块输出的软比特在各本地数字域向量上进行信息积累；
[0094] 选择模块，用于从所述信息积累模块输出的各向量的信息积累中选取累积量最大的向量作为所发射的向量。
[0095] 综上所述，本发明将正交向量的检测过程，从模拟域转换到数字域进行。检测过程中，在对“补偿后的向量”与“本地的向量表”中的每一个向量计算相关度时，由于相关度计算在复数域进行，本发明采用对数似然比（LLR）即“软比特”对接收向量进行处理，由于相关度计算涉及复数运算，本发明将“软比特”引入到检测算法中，对“软比特”的相关计算，在积累软信息时，只取符号加和减运算，因此计算量大大减小。因此，即大大降低相关度的计算复杂度，从而简化检测过程，本发明通过软解调得到软比特采用软比特信息积累方式进行相关度计算，规避了噪声的影响降低了错误概率。提高检测性能。另外，根据本发明可以采用多天线合并技术来增强检测性能。

附图说明

[0096] 图 1 为上行 PUSC 反馈信道的片 (Tile) 结构示意图；
[0097] 图 2 为 Tile 中的实际传输情况示意图；
[0098] 图 3 为根据现有技术的一种检测方法流程图；
[0099] 图 4 为用于说明反馈信道的 Tile 结构示意图；
[0100] 图 5 为根据现有技术的另一种检测方法流程图；
[0101] 图 6 根据本发明的实施例的检测方法流程图；
[0102] 图 7 为根据本发明实施例的反馈信息检测系统的架构示意图。

具体实施方式

[0103] 本发明的核心思想是为了增强反馈信息的检测性能，将反馈信息构成的相关正交向量的检测过程，通过相应的调制转换到数字域进行，对反馈信息传输信道进行估计、补偿，在原发射端对反馈信息的调制信号进行软解调，之后对解调出的软比特在各向量上进行软信息积累，并将累积量最大的向量确定为所发送的向量，并从中得到相应反馈信息，从而简化计算过程，提高检测效率和准确度。

[0104] 为使本发明的原理、特性和优点更加清楚，下面结合具体实施例对本发明进行详细描述。

[0105] 本发明中反馈信道可采用 QPSK、BPSK、16QAM 等调制方式，下面以使用 QPSK 调制方式为例进行说明。

[0106] 首先，在发射端采用 QPSK 调制方式将反馈信息变换为正交向量的基本信号 P0、P1、P2、P3，即 P0、P1、P2、P3 对应的数字比特位 (bit) 分别为 (+1, +1)、(-1, +1)、(-1, -1)、

(+1, -1)。将正交向量表(表 1)中的向量在数字域中表示,得到表 3:

[0107]

表 3

[0108]

| Vector Index | $M_{n,8m}$ $M_{n,8m+1}, \dots, M_{n,8m+7}$ |
|--------------|--|
| 0 | +1 +1 -1 +1 -1 -1 +1 -1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 |
| 1 | +1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 |
| 2 | +1 +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 -1 -1 +1 -1 +1 -1 |
| 3 | +1 +1 +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 -1 -1 +1 -1 +1 |
| 4 | +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1 |
| 5 | +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 |
| 6 | +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 |
| 7 | +1 +1 -1 -1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 +1 +1 -1 |

[0109] 从表 3 可知,数字域表示的正交向量仍然保持正交关系。

[0110] 由于在数字域进行检测算法,因此,可以通过软解调得到信源向“+1”“-1”的概率,所述软解调是指:解调时是解调为对数似然比(LLR, Log-Likelihood Ratio),而不是直接解调为 0,1bit,似然比是接收信号向 0 的概率与向 1 的概率的比值,并取对数(log)。得到对数似然比的值即“软比特”,来提高检测性能。参照图 6,根据本发明的检测方法包括:

[0111] 步骤 S01,反馈信息传输信道的信道估计

[0112] 为了在原发射端正确的解调所传送的信息,需要进行合理的信道估计和均衡。无线信道估计的方法主要有两类,一类是基于训练序列,另一类是基于导频。在针对 OFDM 传输系统的信道估计,通常假定传播信道是一个慢衰落的信道,信道传递函数在一个 OFDM 符号周期内,甚至在一个 OFDM 帧周期内是保持不变的。但实际上,无线信道的传递函数是时变的尤其对于快速衰落信道而言,适宜采用基于导频的方法进行信道估计,基于导频的信道估计方法分为基于最小二乘(LS)准则和基于最小均方误差(MMSE)准则。在此,以采用 LS 准则对相应导频处的信道进行估计为例进行描述,利用插在每个 OFDM 符号内的导频信号来估计反馈信息传输信道的特性。具体如下:

[0113] 假设原接收端的导频 D_p 为 1,原发射端在导频(A1-A4) 处的接收数据为:

[0114] $D_{A1} = 1, D_{A2} = 1, D_{A3} = 1, D_{A4} = 1$

[0115] 数据子载波的接收数据为:

[0116] $D_{B1} = 0.7 + 0.7i \quad D_{B2} = -0.7 + 0.7i$

[0117] $D_{B3} = -0.7 - 0.7i \quad D_{B4} = 0.7 - 0.7i$

[0118] $D_{B5} = 0.7 + 0.7i \quad D_{B6} = -0.7 + 0.7i$

[0119] $D_{B7} = -0.7 - 0.7i \quad D_{B8} = 0.7 - 0.7i$

[0120] 采用 LS 估计准则对导频处的信道估计,公式如下:

[0121] $H_{A1} = D_{A1}/D_p = 1/1 = 1$

[0122] $H_{A2} = D_{A2}/D_p = 1$

[0123] $H_{A3} = D_{A3}/D_p = 1$

[0124] $H_{A4} = D_{A4}/D_p = 1$

[0125] 其中 $H_{A1}, H_{A2}, H_{A3}, H_{A4}$ 分别为导频 A1、A2、A3、A4 的信道估计值。

[0126] 数据子载波上的信道估计,通过线性插值的方法计算:

[0127] 首先,在时域上进行线性插值,即在子载波信道 B3 处用 A1 和 A3 点插值,在 B6 处

用 A2 和 A4 点插值。计算如下：

[0128] $H_{B3} = (H_{A1}+H_{A3})/2 = 1$

[0129] $H_{B6} = (H_{A2}+H_{A4})/2 = 1$

[0130] 然后，在频域进行线性插值，即

[0131] B1、B2 由 A1、A2 插值：

[0132] $H_{B1} = (2H_{A1}+H_{A2})/3 = 1$

[0133] $H_{B2} = (H_{A1}+2H_{A2})/3 = 1$

[0134] B4、B5 由 B3、B6 插值：

[0135] $H_{B4} = (2H_{B3}+H_{B6})/3 = 1$

[0136] $H_{B5} = (H_{B3}+2H_{B6})/3 = 1$

[0137] B7、B8 由 A3、A4 插值：

[0138] $H_{B7} = (2H_{A3}+H_{A4})/3 = 1$

[0139] $H_{B8} = (H_{A3}+2H_{A4})/3 = 1$

[0140] 需要说明的是，本发明还可采用其他的信道估计方法，比如：零阶保持、曲线拟和、二维纳滤波等方法。这些方法皆为现有技术，在此不再赘述。

[0141] 信道均衡，根据信道估计结果进行信道补偿，消除干扰衰落等对接收信道的影响，可以简单地采用除法实现。

[0142] 将各个子载波上的数据除以信道系数即可：

[0143] $D_1 = D_{B1}/H_{B1}$ $D_2 = D_{B2}/H_{B2}$ $D_3 \dots D_8$ 以此类推，其中 H_{Bi} 为子载波信道 Bi ($i = 1, 2, 3, \dots, 8$) 的信道估计值。

[0144] 步骤 S02，从反馈信息传输信道接收信号；

[0145] 在反馈信息的接收端（即原发射端）设置数据模块，用于从反馈信道如图中所示的 B1 至 B8 获取数据。

[0146] 步骤 S03，基于信道估计进行软解调，将数据模块获取的数据解调为对数似然比（LLR, Log-Likelihood Ratio）即“软比特”。

[0147] 假设接收的信号向量值为： I_d+iQ_d ，其中 I_d, Q_d 分别为向量值实部和虚部，其子载波上的信道估计值为： I_c+iQ_c ，其中 I_c, Q_c 分别为信道估计值的实部和虚部， i 为复数虚单位，通过下式计算软比特：其中 D_i, D_q 分别为软解调得到的向量的实部和虚部：

[0148] $D_i = I_d \cdot I_c + Q_d \cdot Q_c$

[0149] $D_q = I_d \cdot Q_c + Q_d \cdot I_c$

[0150] 以 B1 子载波为例

[0151] 信号向量为 $D_{B1} = 0.7+0.7i$ ，即 $I_d = 0.7$ $Q_d = 0.7$

[0152] 信道估计为 $H_{B1} = 1$ ，即 $I_c = 1$ $Q_c = 0$

[0153] $D_0 = I_d \cdot I_c + Q_d \cdot Q_c = 0.7 \times 1 + 0.7 \times 0 = 0.7$

[0154] $D_1 = -I_d \cdot Q_c + Q_d \cdot I_c = -0.7 \times 0 + 0.7 \times 1 = 0.7$

[0155] 同理可以求得 B2、B3、B4、… B8 子载波的软比特：

[0156] $B2 : D_2 = -0.7$ $D_3 = 0.7$

[0157] 则软解调输出的 16 个“软比特”

[0158] $\{D_0, D_1, D_2 \dots D_{15}\} = \{0.7, 0.7, -0.7, 0.7, -0.7, -0.7, 0.7, -0.7, 0.7, 0.7, -0.7,$

0.7, -0.7, -0.7, 0.7, -0.7}

[0159] 将数字域的正交向量表示为：(表 3)

$$[0160] \left\{ \begin{matrix} B_{0,0} & B_{0,1} & B_{0,2} & \dots & \dots & B_{0,15} \\ B_{1,0} & B_{1,1} & B_{1,2} & \dots & \dots & B_{1,15} \\ B_{2,0} & B_{2,1} & B_{2,2} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ B_{7,0} & B_{7,1} & B_{7,2} & \dots & \dots & B_{7,15} \end{matrix} \right\}$$

[0161] 步骤 S04, 在各个本地数字域向量上进行软比特信息积累

[0162] 软比特信息在各个向量上的积累过程如下：

$$[0163] C_i = \sum_{j=0}^{15} D_j \cdot B_{i,j} \quad (i = 0, 1, \dots, 7)$$

[0164] 与向量 $B_{0,0}B_{0,1}B_{0,2}\dots B_{0,15}$ 做相关积累, 由表 3 可知, $n = 0, m = 0, 1$ 时, $B_{0,0}B_{0,1}B_{0,2}\dots B_{0,15}$ 为 :

[0165]

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 0 | +1 | +1 | -1 | +1 | -1 | -1 | +1 | -1 | +1 | +1 | -1 | +1 | -1 | -1 | +1 | -1 |
|---|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|

$$[0166] C_0 = \sum_{i=0}^{15} B_{0,i} \cdot D_i$$

$$[0167] = (0.7 \times 1) + (0.7 \times 1) + (-0.7 \times -1) + (0.7 \times 1)$$

$$[0168] + (-0.7 \times -1) + (-0.7 \times -1) + (0.7 \times 1) + (-0.7 \times -1)$$

$$[0169] + (0.7 \times 1) + (0.7 \times 1) + (-0.7 \times -1) + (0.7 \times 1)$$

$$[0170] + (-0.7 \times -1) + (-0.7 \times -1) + (0.7 \times 1) + (-0.7 \times -1)$$

$$[0171] = 11.2$$

[0172] 同理, 与 $B_{1,0}B_{1,1}B_{1,2}\dots B_{1,15}$ 的相关积累过程相同, $B_{1,0}B_{1,1}B_{1,2}\dots B_{1,15}$ 为 :

[0173]

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|--|
| 1 | +1 | +1 | +1 | -1 | -1 | -1 | +1 | +1 | +1 | -1 | -1 | -1 | -1 | +1 | |
|---|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|--|

$$[0174] [0175] C_1 = \sum_{i=0}^{15} B_{1,i} \cdot D_i$$

$$[0175] = (0.7 \times 1) + (0.7 \times 1) + (-0.7 \times 1) + (0.7 \times -1)$$

$$[0176] + (-0.7 \times -1) + (-0.7 \times -1) + (0.7 \times -1) + (-0.7 \times 1)$$

$$[0177] + (0.7 \times 1) + (0.7 \times 1) + (-0.7 \times 1) + (0.7 \times -1)$$

$$[0178] + (-0.7 \times -1) + (-0.7 \times -1) + (0.7 \times -1) + (-0.7 \times 1)$$

$$[0179] = 0$$

[0180] 同样地, 可求得 $C_2\dots C_7$ 。

[0181]

| C_0 | C_1 | C_2 | C_3 | C_4 | C_5 | C_6 | C_7 |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 11.2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

[0182] 步骤 S05, 选择累积量最大的向量, 以确定发射的向量。

[0183] 从上述计算结果中选择最大的一个, 即 C_0 。

[0184] 检测结果 :发射的信号为表 1 中 Index 0 的向量,即

[0185]

| | |
|---|--------------------------------|
| 0 | P0, P1, P2, P3, P0, P1, P2, P3 |
|---|--------------------------------|

[0186] 在多天线的情况下,与采用单天线的不同是两付天线的数据经过“最大比合并”之后再进行软解调。

[0187] (1) 两付天线上的数据和信道估计与前述方法中的过程相同

[0188] (2) 最大比合并的具体方法如下 :

[0189] 假设两付天线的数据为 :R1 和 R2, 其相应的信道估计为 :H1 和 H2, 则

[0190] $R = R1 \cdot H1^* + R2 \cdot H2^*$

[0191] $H = |H1|^2 + |H2|^2$

[0192] (3) 相应的软解调方法如下 :

[0193] $D_i = \text{real}(R)$ $\text{real}()$ 表示取实部

[0194] $D_q = \text{imag}(R)$ $\text{imag}()$ 表示取虚部

[0195] (4) 软解调之后的处理步骤与前述方法中相同,在此不再叙述。

[0196] 另外,可以通过增加积累的长度来进一步提高检测性能,即将反馈信息对应的正交向量全部在数字域级联起来,在软信息积累时积累长度可以大大增加。

[0197] 根据本发明具体实施例的一种反馈信息检测系统,如图 7 所示,具体 包括 :

[0198] 信道估计模块 701, 设置在发射端, 用于对来自接收端的反馈信息传输信道进行信道估计, 该模块中采用基于导频的方法, 如基于最小二乘 (LS) 准则和基于最小均方误差 (MMSE) 准则进行信道估计。

[0199] 信号转换模块 702, 用于将本地向量转换为数字域向量, 例如, 将表 1 所示的正交向量表中的向量在数字域中表示, 如表 3 所示。

[0200] 软解调模块 703, 基于所述信道估计模块输出的信道估计值对所述信号转换模块转换后的数字域向量进行软解调, 得到软比特, 具体处理过程如前述方法中的步骤 S03 所述, 在此不再赘述。

[0201] 信息积累模块 704, 利用软解调模块输出的软比特在各向量上进行信息积累, 例如, 按照下式计算各个向量上的软比特信息积累 :

[0202]

$$C_i = \sum_{j=0}^{n_b} D_j \cdot B_{i,j} \quad (i = 0, 1, \dots, m)$$

[0203] 其中 m, n 分别为向量数和软比特个数, $B_{i,j}$ 为本地向量。

[0204] 选择模块 705, 用于从所述信息积累模块输出的各向量的信息积累中选取累积量最大的向量作为所发射的向量, 即从上述软比特信息积累 C_i 。选出的 C_i 最大值所对应的向量作为所发射的向量。

[0205] 以上所述仅为本发明的示范性实施例而已, 并不限定本发明的保护范围。凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换、改进等, 均包含在本发明的保护范围内。

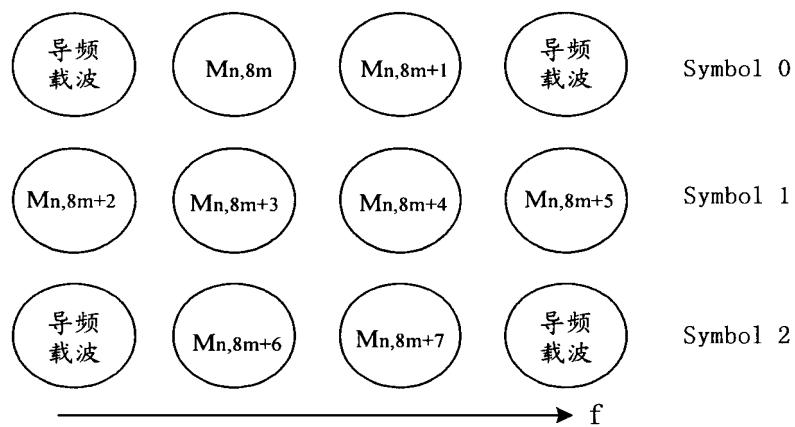


图 1

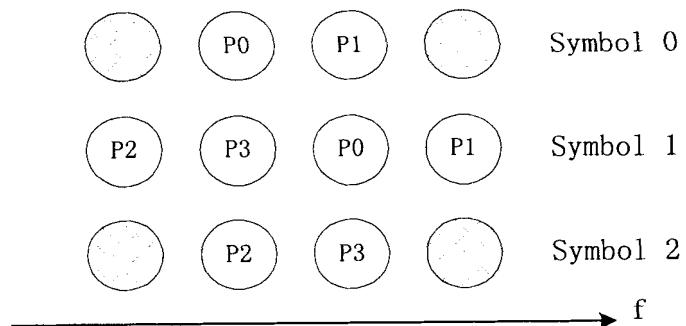


图 2

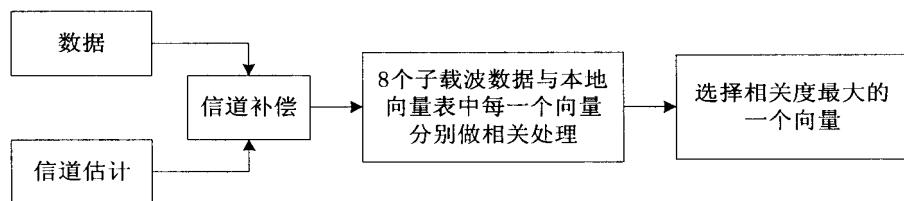


图 3

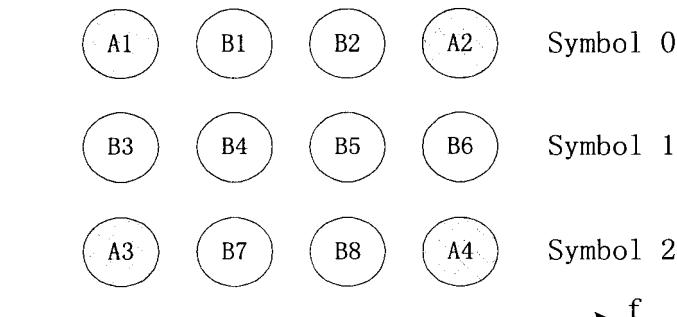


图 4

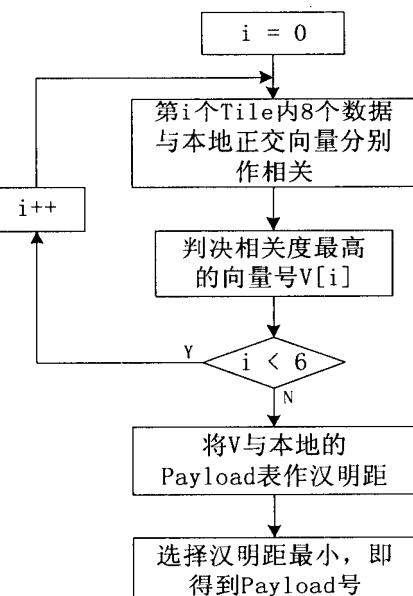


图 5

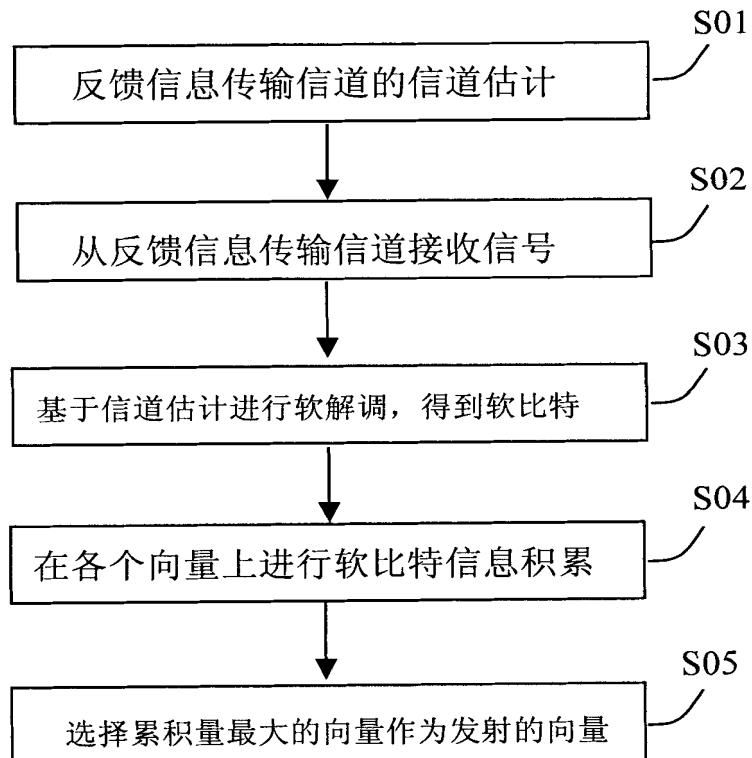


图 6

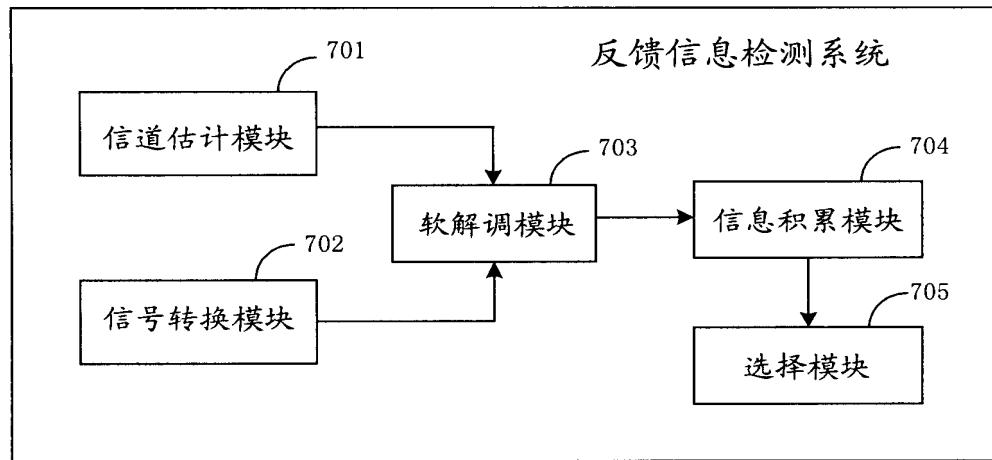


图 7