



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101150558 B

(45) 授权公告日 2010.09.01

(21) 申请号 200710152943.6

(22) 申请日 2007.09.18

(30) 优先权数据

11/524,580 2006.09.21 US

11/524,584 2006.09.21 US

11/593,911 2006.11.07 US

(73) 专利权人 美国博通公司

地址 美国加州尔湾市奥尔顿公园路 16215
号 92618-7013

(72) 发明人 李军强 纳尔逊·R·索伦伯格

(74) 专利代理机构 深圳市顺天达专利商标代理
有限公司 44217

代理人 蔡晓红

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 1/06 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1778083 A, 2006.05.24, 说明书第 6 页第
16-27 行, 图 5-6.

WO 02/054660 A1, 2002.07.11, 全文.

CN 1324529 A, 2001.11.28, 全文.

CN 1701556 A, 2005.11.23, 说明书第 6 页第
24-28 行, 第 12 页第 28 行至第 13 页第 26 行, 图
4.

审查员 李昌林

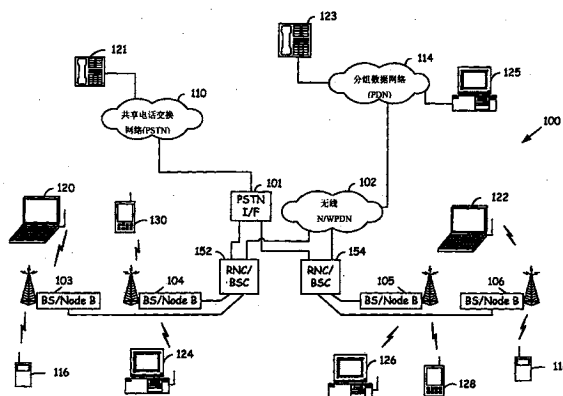
权利要求书 3 页 说明书 21 页 附图 13 页

(54) 发明名称

射频接收器及其运行方法

(57) 摘要

本发明涉及一种射频接收器及其运行方法, 所述射频接收器包括射频前端以及与所述射频前端相连的基带处理模块。该射频接收器用于接收包括多个信息信号的时域信号, 每个时域信号都包括训练符号和时域数据符号。所述基带处理模块包括用于处理所述训练符号以生成不同的时域信道估计的信道估计器、将时域信道估计转换到频域以生成频域信道估计的快速傅立叶变换器、用于根据频域信道估计生成频域均衡系数的权数计算器、用于将频域均衡系数转换到时域以生成时域均衡系数的快速傅立叶反变换器以及采用时域均衡系数均衡化时域数据符号的均衡器。所述射频接收器支持 STTD、MISO 和 MIMO 操作。



1. 一种运行射频接收器的方法,包括:

接收包括第一信息信号和第二信息信号的融合信息信号,所述第一信息信号和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号;

处理所述第一信息信号时域训练符号和第二信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计;

将所述第一信息信号时域信道估计和所述第二信息信号时域信道估计转换到频域以分别生成第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计;

根据所述第一信息信号频域信道估计和所述第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数;

将所述第一频域均衡系数和所述第二频域均衡系数转换到时域以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数;

对所述第一时域均衡系数和第二时域均衡系数进行支路调整;

采用调整后的第一时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间以生成均衡化的第一信息信号数据符号;以及

采用调整后的第二时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间以生成均衡化的第二信息信号数据符号。

2. 根据权利要求1所述的方法,进一步包括:

解扩所述均衡化的第一信息信号数据符号;以及

解扩所述均衡化的第二信息信号数据符号。

3. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于:

所述融合信息信号包括空时发射分集信号;

所述第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号运载共同的数据;以及

所述方法进一步包括对所述均衡化的第一信息信号数据符号和所述均衡化的第二信息信号数据符号进行空时发射分集解码。

4. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于:

所述融合信息信号包括空时发射分集信号;

所述第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号运载共同的数据;以及

所述方法进一步包括:

解扩所述均衡化的第一信息信号数据符号;以及

解扩所述均衡化的第二信息信号数据符号;

对所述解扩的均衡化的第一信息信号数据符号和所述解扩的均衡化的第二信息信号数据符号进行空时发射分集解码。

5. 一种运行射频接收器的方法,包括:

接收包括第一信息信号和第二信息信号的融合信息信号,所述第一信息信号和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号;

至少两个分集路径的每个分集路径进行以下操作:

处理第一信息信号时域训练符号和第二信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计;

将所述第一信息信号时域信道估计和所述第二信息信号时域信道估计转换到频域以

分别生成第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计；

根据所述第一信息信号频域信道估计和所述第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数；

将所述第一频域均衡系数和所述第二频域均衡系数转换到时域以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数；

对所述第一时域均衡系数和第二时域均衡系数进行支路调整；

采用调整后的第一时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间以生成均衡化的第一信息信号数据符号；以及

采用调整后的第二时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间以生成均衡化的第二信息信号数据符号；

组合来自所述至少两个分集路径的均衡化第一信息信号数据符号；以及

组合来自所述至少两个分集路径的均衡化第二信息信号数据符号。

6. 根据权利要求 5 所述的方法，进一步包括：

解扩所述组合的均衡化的第一信息信号数据符号；以及

解扩所述组合的均衡化的第二信息信号数据符号。

7. 一种用于对包括第一信息信号和第二信息信号的融合信息信号进行操作的射频接收器，所述第一和第二信息信号分别包括时域训练符号和数据符号，所述射频接收器包括：

射频前端；以及

与所述射频前端相连的基带处理模块，其包括：

至少一个用于处理所述第一信息信号时域训练符号和所述第二信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计的信道估计器；

至少一个用于将所述第一信息信号时域信道估计和所述第二信息信号时域信道估计转换到频域以分别生成第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计的快速傅立叶变换器；

用于根据所述第一信息信号频域信道估计和所述第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数的权数计算器；

至少一个用于将所述第一频域均衡系数和所述第二频域均衡系数转换到时域以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数的快速傅立叶反变换器；

至少一个对所述第一时域均衡系数和第二时域均衡系数进行支路调整的支路调整模块；

以及

至少一个用于采用所述第一时域均衡系数对所述融合信息信号时间进行均衡以生成均衡化的第一信息信号数据符号，以及采用所述第二时域均衡系数均衡所述融合信息信号时间以生成均衡化的第二信息信号数据符号的均衡器。

8. 根据权利要求 7 所述的射频接收器，其特征在于：

所述融合信息信号包括空时发射分集信号；以及

所述射频接收器还包括用于对所述均衡化的第一信息信号数据符号和所述均衡化的第二信息信号数据符号进行空时发射分集解码的空时发射分集解码器。

9. 一种用于对包括第一信息信号和第二信息信号的第一融合信息信号和第二融合信息信号进行操作的射频接收器,所述第一和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号,其特征在于,所述射频接收器包括:

射频前端;以及

与所述射频前端相连的基带处理模块,其包括:

第一分集路径,其用于:

从所述第一融合信息信号生成第一信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第一信息信号频域信道估计;以及

从所述第一融合信息信号生成第二信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计;

第二分集路径用于:

从所述第二融合信息信号生成第一信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第一信息信号频域信道估计;以及

从所述第二融合信息信号生成第二信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计;以及

均衡权数计算模块,其用于根据所述第一分集路径的第一信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数;根据所述第一分集路径的第二信息信号频域信道估计生成第二频域均衡系数;根据所述第二分集路径的第一信息信号频域信道估计生成第三频域均衡系数;根据所述第二分集路径的第二信息信号频域信道估计生成第四频域均衡系数;

其中,所述第一分集路径还用于:

将第一频域均衡系数转换到时域以生成第一时域均衡系数;

对所述第一时域均衡系数进行支路调整;

采用所述第一频域均衡系数均衡化所述第一融合信息信号;以及

采用所述第二频域均衡系数均衡化所述第一融合信息信号;所述第二分集路径进一步用于:

将第二频域均衡系数转换到时域以生成第二时域均衡系数;

对所述第二时域均衡系数进行支路调整;

采用所述第三频域均衡系数均衡化所述第二融合信息信号;以及

采用所述第四频域均衡系数均衡化所述第二融合信息信号。

10. 根据权利要求9所述的射频接收器,其特征在于:

所述第一和第二融合信息信号包括空时发射分集信号;以及

所述射频发射器还包括用于对第一、第二、第三和第四均衡过程产生的数据符号进行空时发射分集解码的空时发射分集解码器。

射频接收器及其运行方法

技术领域

[0001] 本发明主要涉及无线通信系统,更具体地说,涉及无线通信系统的无线通信装置及其对数据通信的均衡。

背景技术

[0002] 世界上大部分的人居之地中,蜂窝无线通信系统都支持无线通信服务。蜂窝无线通信系统包括在各自的服务覆盖区可与无线终端无线通信的“网络基础设施”。该网络基础设施一般包括散布在整个服务覆盖区的多个基站,每个基站支持各自的蜂窝(或区域集)的无线通信。上述基站与基站控制器(BSC)连接,并且每个BSC控制多个基站。每个BSC与一个移动交换中心(MSC)连接。每个BSC一般都直接或间接与因特网相连。

[0003] 在运转中,每个基站与多个运行在其服务蜂窝或区域的无线终端通信。与基站连接的BSC传送服务基站与MSC之间的语音通信。移动交换中心将语音通信传送给另一移动交换中心或共用开关电话网络(PSTN)。BSC传送服务基站与分组数据网之间的数据通信,所述分组数据包可包括因特网或者连接到因特网。从基站到无线终端的通信称作“前向链路”通信,而从无线终端到基站的通信称作“反向链路”通信。前向链路上的数据传送量一般大于反向链路的。这种情况是因为用户一般发出命令请求数据源如网络服务器的数据,而网络服务器为无线终端提供数据。

[0004] 基站与它们服务的无线终端之间的无线链路一般依照一系列操作标准中的一个(或更多)来运作。这些操作标准定义了分配、建立、维修、删除无线链路的方式。目前常用的蜂窝标准中包括全球移动通信系统(GSM)标准、北美码分多址(CDMA)标准和北美时分多址(TDMA)标准。这些操作标准均支持语音通信和数据通信。前不久提出的操作标准包括通用移动通信业务(UMTS)/宽带CDMA(WCDMA)标准。该UMTS/WCDMA标准采用CDMA原理并且支持高吞吐量语音和数据通信。

[0005] 基站和其服务的无线终端的无线链路称为信道。信道使通过该信道进行的无线传输失真或对其增加噪声。“信道均衡”是用于无线接收器如无线终端为消除信道的影响而使用的方法。虽然信道均衡对应消除信道影响是有一定作用的,但是信道的特性是经常变化的。因此,必须不断地校正信道均衡系数。然而,生成信道均衡系数是一个困难的且耗时的过程。因此,需要一种改良的用于确定均衡系数的方法。

发明内容

[0006] 本发明涉及一种设备及其运行方法,附图简介部分、具体实施方式部分以及权利要求中有更详尽的描述。

[0007] 本发明的一个方面,提供一种用于运行射频接收器的方法,包括:

[0008] 接收融合信息信号,所述融合信息信号包括第一信息信号和第二信息信号,所述第一和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号;

[0009] 处理第一信息信号时域训练符号和第二信息信号时域训练符号以生成第一信息

信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计；

[0010] 将第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计转换到频域以分别生成第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计；

[0011] 根据所述第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数；

[0012] 将第一频域均衡系数和第二频域均衡系数转换到时域以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数；

[0013] 采用第一时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间以生成均衡化的第一信息信号数据符号；以及

[0014] 采用第二时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间以生成均衡化的第二信息信号数据符号。

[0015] 优选地，所述方法进一步包括：

[0016] 解扩均衡化的第一信息信号数据符号；以及

[0017] 解扩均衡化的第二信息信号数据符号。

[0018] 优选地：

[0019] 所述融合信息信号包括空时发射分集 (STTD) 信号；

[0020] 所述第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号运载共同的数据；以及

[0021] 本方法进一步包括对均衡化的第一信息信号数据符号和均衡化的第二信息信号数据符号进行 STTD 解码。

[0022] 优选地：

[0023] 所述融合信息信号包括空时发射分集 (STTD) 信号；

[0024] 所述第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号运载共同的数据；以及

[0025] 所述方法还包括：

[0026] 解扩所述均衡化的第一信息信号数据符号；以及

[0027] 解扩所述均衡化的第二信息信号数据符号；

[0028] 对所述解扩的均衡化的第一信息信号数据符号和所述解扩的均衡化的第二信息信号数据符号进行空时发射分集解码。

[0029] 优选地：

[0030] 所述融合信息信号包括多入多出信号；

[0031] 所述第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号传送不同数据。

[0032] 优选地：

[0033] 生成第一信息信号频域信道估计的步骤包括：

[0034] 对所述第一信息信号时域训练符号进行集群路径处理；

[0035] 根据所述集群路径处理的第一信息信号时域训练符号生成第一信息信号时域信道估计；以及

[0036] 对所述第一信息信号时域信道估计进行快速傅立叶变换以生成第一信息信号频域信道估计；以及

[0037] 生成第二信息信号频域信道估计的步骤包括：

[0038] 对所述第二时域信号的第二信息信号时域训练符号进行集群路径处理；以及

[0039] 根据集群路径出路的第二信息信号时域训练符号生成第二信息信号时域信道估计 ; 以及

[0040] 对所述第二信息信号时域信道估计进行快速傅立叶变换以生成第二信息信号频域信道估计。

[0041] 优选地 :

[0042] 将第一频域均衡系数转换为第一时域均衡系数的步骤包括 :

[0043] 对所述第一频域均衡系数进行快速傅立叶反变换以生成第一时域均衡系数 ; 以及

[0044] 对所述第一时域均衡系数进行支路调整 (tap ordering) ; 以及

[0045] 将所述第二频域均衡系数转换为第二时域均衡系数的步骤包括 :

[0046] 对所述第二频域均衡系数进行快速傅立叶反变换以生成第二时域均衡系数 ; 以及

[0047] 对所述第二时域均衡系数进行支路调整。

[0048] 优选地, 根据第一频域信道估计和第二频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数的步骤包括 : 执行最小均方差 (MMSE) 法则以生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数。

[0049] 优选地, 所述射频接收器支持选自蜂窝无线通信、无线城域网通信、无线局域网通信和无线个人局域网通信等的无线操作。根据本发明的又一方面, 提供一种运行射频接收器的方法, 包括 :

[0050] 接收融合信息信号, 所述融合信息信号包括第一信息信号和第二信息信号, 所述第一信息信号和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号 ;

[0051] 至少两个分集路径的每个分集路径进行以下操作 :

[0052] 处理第一信息信号时域训练符号和第二信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计 ;

[0053] 将第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计转换到频域以分别生成第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计 ;

[0054] 根据第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数 ;

[0055] 将第一频域均衡系数和第二频域均衡系数转换到时域以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数 ;

[0056] 采用第一时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间, 以生成均衡化第一信息信号数据符号 ; 以及

[0057] 采用第二时域均衡系数均衡化所述融合信息信号时间, 以生成均衡化第二信息信号数据符号 ;

[0058] 组合来自所述至少两个分集路径的均衡化第一信息信号数据符号 ; 以及

[0059] 组合来自所述至少两个分集路径的均衡化第二信息信号数据符号。

[0060] 优选地, 所述方法进一步包括 :

[0061] 解扩所述组合的均衡化的第一信息信号数据符号 ; 以及

[0062] 解扩所述组合的均衡化的第二信息信号数据符号。

[0063] 优选地 :

[0064] 所述融合信息信号包括空时发射分集 (STTD) 信号 ;

- [0065] 所述第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号运载共同的数据 ;以及
- [0066] 本方法进一步包括对均衡化的第一信息信号数据符号和均衡化的第二信息信号数据符号进行 STTD 解码。
- [0067] 优选地 :
- [0068] 所述融合信息信号包括多入多出信号 ;
- [0069] 所述第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号传送不同数据。
- [0070] 优选地 :
- [0071] 生成第一信息信号频域信道估计的步骤包括 :
- [0072] 对所述第一信息信号时域训练符号进行集群路径处理 ;
- [0073] 根据所述集群路径处理的第一信息信号时域训练符号生成第一信息信号时域信道估计 ;以及
- [0074] 对所述第一信息信号时域信道估计进行快速傅立叶变换以生成第一信息信号频域信道估计 ;以及
- [0075] 生成第二信息信号频域信道估计的步骤包括 :
- [0076] 对所述第二时域信号的第二信息信号时域训练符号进行集群路径处理 ;以及
- [0077] 根据集群路径出路的第二信息信号时域训练符号生成第二信息信号时域信道估计 ;以及
- [0078] 对所述第二信息信号时域信道估计进行快速傅立叶变换以生成第二信息信号频域信道估计。
- [0079] 优选地 :
- [0080] 将第一频域均衡系数转换为第一时域均衡系数的步骤包括 :
- [0081] 对所述第一频域均衡系数进行快速傅立叶反变换以生成第一时域均衡系数 ;以及
- [0082] 对所述第一时域均衡系数进行支路调整 (tap ordering) ;以及
- [0083] 将所述第二频域均衡系数转换为第二时域均衡系数的步骤包括 :
- [0084] 对所述第二频域均衡系数进行快速傅立叶反变换以生成第二时域均衡系数 ;以及
- [0085] 对所述第二时域均衡系数进行支路调整。
- [0086] 优选地,根据第一频域信道估计和第二频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数的步骤包括 :执行最小均方差 (MMSE) 法则以生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数。
- [0087] 优选地,所述射频接收器支持选自蜂窝无线通信、无线城域网通信、无线局域网通信和无线个人局域网通信等的无线操作。
- [0088] 根据本发明的另一个方面,提供了一种用于对包括第一信息信号和第二信息信号的融合信息信号进行操作的射频接收器,所述第一和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号,所述射频接收器包括 :
- [0089] 射频前端 ;以及
- [0090] 与所述射频前端相连的基带处理模块,其包括 :
- [0091] 至少一个用于处理所述第一信息信号时域训练符号和所述第二信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计的信道估计器 ;
- [0092] 至少一个用于将所述第一信息信号时域信道估计和所述第二信息信号时域信道

估计转换到频域以分别生成第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计的快速傅立叶变换器；

[0093] 用于根据所述第一信息信号频域信道估计和所述第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数的权数计算器；

[0094] 至少一个用于将所述第一频域均衡系数和所述第二频域均衡系数转换到时域以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数的快速傅立叶反变换器；以及

[0095] 至少一个用于采用所述第一时域均衡系数对所述融合信息信号时间进行均衡以生成均衡化的第一信息信号数据符号，以及采用所述第二时域均衡系数均衡所述融合信息信号时间以生成均衡化的第二信息信号数据符号的均衡器。

[0096] 优选地：

[0097] 所述融合信息信号包括空时发射分集 (STTD) 信号；以及

[0098] 所述射频接收器还包括 STTD 解码器，其用于对所述均衡化的第一信息信号数据符号与所述均衡化的第二信息信号数据符号进行 STTD 解码。

[0099] 优选地，在根据所述第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数的过程中，所述基带处理模块用于执行最小均方差 (MMSE) 法则以生成所述频域均衡系数。

[0100] 优选地，所述射频前端和基带处理模块支持蜂窝无线通信、无线城域网通信、无线局域网通信和无线个人局域网通信等的无线操作。

[0101] 根据本发明的再一个方面，提供一种用于对包括第一信息信号和第二信息信号的第一融合信号和第二融合信息信号进行操作的射频接收器，所述第一和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号，所述射频前端包括：

[0102] 射频前端；以及

[0103] 与所述射频前端相连的基带处理模块，其包括：

[0104] 第一分集路径，其用于：

[0105] 从所述第一融合信息信号生成第一信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第一信息信号频域信道估计；以及

[0106] 从所述第一融合信息信号生成第二信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计；

[0107] 第二分集路径用于：

[0108] 从所述第二融合信息信号生成第一信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第一信息信号频域信道估计；以及

[0109] 从所述第二融合信息信号生成第二信息信号时域信道估计并将其转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计；以及

[0110] 均衡权数计算模块，其用于根据所述第一分集路径的第一信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数；根据所述第一分集路径的第二信息信号频域信道估计生成第二频域均衡系数；根据所述第二分集路径的第一信息信号频域信道估计生成第三频域均衡系数；根据所述第二分集路径的第二信息信号频域信道估计生成第四频域均衡系数；

[0111] 其中，所述第一分集路径还用于：

[0112] 将第一频域均衡系数转换到时域以生成第一时域均衡系数；

- [0113] 采用所述第一频域均衡系数均衡化所述第一融合信息信号 ; 以及
- [0114] 采用所述第二频域均衡系数均衡化所述第一融合信息信号 ;
- [0115] 所述第二分集路径进一步用于 :
- [0116] 将第二频域均衡系数转换到时域以生成第二时域均衡系数 ;
- [0117] 采用所述第三频域均衡系数均衡化所述第二融合信息信号 ; 以及
- [0118] 采用所述第四频域均衡系数均衡化所述第二融合信息信号。
- [0119] 优选地 ;
- [0120] 所述第一和第二融合信息信号包括空时发射分集 (STTD) 信号 ; 以及
- [0121] 所述射频接收器还包括 STTD 解码器, 其用于对所述第一、第二、第三和第四均衡化过程生成的数据符号进行 STTD 解码。
- [0122] 优选地, 在生成所述第一、第二、第三和第四频域均衡化系数时, 所述基带处理模块用于执行最小均方差 (MMSE) 法则以生成所述频域均衡化系数。
- [0123] 优选地, 所述射频前端和基带处理模块支持蜂窝无线通信、无线城域网通信、无线局域网通信和无线个人局域网通信等的无线操作。
- [0124] 参考以下结合附图进行描述的具体实施方式, 可以更清楚地理解本发明的其它优点和创新特征。

附图说明

- [0125] 图 1 是本发明中支持无线终端操作的局部蜂窝无线通信系统的系统框图 ;
- [0126] 图 2 是本发明中无线终端构造的结构图 ;
- [0127] 图 3 是本发明一个具体实施例中多射频前端 (接收器 / 发射器) 的无线通信装置构造的结构图 ;
- [0128] 图 4 是本发明实施例中基带处理模块元件的结构图 ;
- [0129] 图 5 是本发明第一个实施例中基带处理模块均衡元件的结构图 ;
- [0130] 图 6 是本发明第一个实施例中基带处理模块均衡元件的结构图 ;
- [0131] 图 7 是本发明一个实施例中均衡化操作的流程图 ;
- [0132] 图 8 是本发明一个实施例中均衡化操作的流程图 ;
- [0133] 图 9A 是本发明均衡化操作实施例中所支持的多入单出 (MISO) 传输系统的结构图 ;
- [0134] 图 9B 是本发明均衡化操作实施例中所支持的多入多出 (MIMO) 传输系统的结构图 ;
- [0135] 图 10 是本发明第三实施例中基带处理模块的均衡化元件的结构图 ;
- [0136] 图 11 是本发明第三实施例中均衡化操作的流程图 ;
- [0137] 图 12 是本发明第四实施例中基带处理模块的均衡化元件的结构图 ;
- [0138] 图 13 是本发明第四实施例中均衡化操作的流程图。

具体实施方式

- [0139] 图 1 是本发明中支持无线终端操作的部分蜂窝无线通信系统 100 的系统框图。蜂窝无线通信系统 100 包括共用电话交换网络 (PSTN) 接口 101 例如移动交换中心、包括 GPRS

支持节点、EDGE 支持节点和 WCDMA 支持节点以及其它元件的无线网络分组数据网 102, 无线网络控制器 / 基站控制器 (RNS/BSCs) 152 和 154, 以及基站 (BS) / 节点 103、104、105 和 106。无线网络分组数据网 102 与其它的私有的和公共的分组数据网 114 连接, 例如, 因特网、广域网、局域网等。常规的语音终端 121 与 PSTN 110 相连。IP 语音 (VoIP) 终端 123 和个人电脑 125 与因特网 / 广域网 114 相连。PSTN 接口 101 与 PSTN 110 相连。当然, 具体的结构可根据系统而改变。

[0140] 基站 / 节点 103-106 中的每个基站 / 节点为一个蜂窝 / 区域集服务, 支持该蜂窝 / 区域集的无线通信。无线链路包括前向链路元件和反向链路元件, 支持基站和其服务的无线终端之间的无线通信。这些无线链路支持数字通信, IP 语音 (VoIP) 通信和数字多媒体通信。蜂窝无线通信系统 100 也可向下兼容以支持模拟信号。蜂窝无线通信系统 100 支持一个或多个 UMTS/WCDMA 标准、全球移动通信系统 (GSM) 标准、GSM 通用分组无线业务 (GPRS)、增强数据率的 GSM 服务 (EDGE) 标准, 一个或多个宽带码分多址 (WCDMA) 标准, 和 / 或其它不同的 CDMA 标准, 如 TDMA 标准和 / 或 FDMA 标准等。

[0141] 无线终端 116、118、120、122、124、126、128 和 130 通过基站 / 节点 103-106 的无线链路与蜂窝无线通信系统 100 相连。如图所示, 无线终端可包括移动电话 116 和 118, 膝上型电脑 120 和 122, 台式电脑 124 和 126, 以及数据终端 128 和 130。然而, 蜂窝无线通信系统 100 同样支持与其它类型的无线终端的通信。众所周知的, 膝上型电脑 120 和 122, 台式电脑 124 和 126, 数据终端 128 和 130, 以及移动电话 116 和 118 等设备均可进行在因特网 (分组数据网) 114 进行网上冲浪, 发送和接收如电子邮件之类的数据信息, 发送和接收文件, 以及进行其它的数据操作。大部分此类数据操作具有相当数量的数据下载率需求, 但是数据上传率的需求却没有那么巨大。因此, 一部份或所有的无线终端 116-130 可以支持 EDGE 操作标准, GPRS 标准, UMTS/WCDMA 标准, HSDPA 标准, WCDMA 标准和 / 或 GSM 标准。更进一步地, 一部份或所有的无线终端 116-130 可以进行本发明的均衡化操作以支持这些高速数据操作标准。

[0142] 图 2 是描述根据本发明构建的无线终端的结构图。所述无线终端包括主处理元件 202 和相关的无线通信装置 204。对于蜂窝电话, 主处理元件和相连的无线通信装置 204 包含在一个单独的盒子中。在一些蜂窝电话中, 主处理元件 202 和无线通信装置 204 的部分或全部元件构建在单独的集成电路 (IC) 上。对于个人数字助理主机, 膝上型电脑主机和 / 或个人电脑主机, 无线通信装置 204 可集成在扩展卡或主板上, 因此可与主处理元件 202 分开放置。主处理元件 202 至少包括处理模块 206, 存储器 208, 无线通信接口 210, 输入接口 212 和输出接口 214。处理模块 206 和存储器 208 执行指令以支持主机终端功能。例如, 对于蜂窝电话主机装置, 处理模块 206 执行用户界面操作并在其它操作中执行主机软件程序。

[0143] 无线通信接口 210 可从无线通信装置 204 接收数据或将数据发送到无线通信装置 204。对于从无线通信装置 204 接收到的数据 (例如入站数据), 无线通信接口 210 将数据提供给处理模块 206 进行进一步处理和 / 或发送到输出界面 214。输出界面 214 与输出显示设备如显示器, 监视器, 扬声器等相连, 以显示接收到的数据。无线通信接口 210 也从处理模块 206 向无线通信装置 204 提供数据。处理模块 206 可通过输入界面 212 从输入设备如键盘, 键区, 麦克风等接收出站数据或者自己生成数据。对于通过输入界面 212 接收到的

数据,处理模块 206 可对数据进行对应的主机功能和 / 或通过无线通信接口 210 将数据发送到无线通信装置 204。

[0144] 无线通信装置 204 包括主机接口 220,基带处理模块 222(基带处理器)222,模数转换器 224,滤波 / 增益模块 226,下变频模块 228,低噪声放大器 230,本地振荡模块 232,存储器 234,数模转换器 236,滤波 / 增益模块 238,上变频模块 240,功率放大器 242,接收(RX)滤波模块,发送(TX)滤波模块, TX/RX 转换模块 260,以及天线 248。天线 248 可以是发送路径和接收路径共用的单根天线(半双工)或包括不同的用于发送通路和接收通路(全双工)的天线。天线的实现将依赖于无线通讯设备所适用的具体标准。

[0145] 基带处理模块 222 与储存在存储器 234 中的操作指令一起,完成数字接收器和数字发送器的功能。所述数字接收器的功能包括,但不限于,数字化中频向基带转换、解调、星座图解映射、解扰和 / 或解码。所述数字发送器的功能包括,但不限于,编码、加扰、星座图映射、调制和 / 或数字化基带到中频转换。所述由基带处理模块 222 提供的发送和接收功能,可采用公用处理设备和 / 或单独的处理设备来实现。处理设备可包括微处理器、微控制器、数字信号处理器、微型计算机、中央处理器、现场可编程门阵列、可编程逻辑器件、状态机、逻辑电路、模拟电路、数字电路和 / 或任何基于操作指令可处理信号(模拟和 / 或数字)的设备。存储器 234 可为单个存储设备或多个存储设备。这样的存储设备可以是只读存储、随机存取存储器、非永久性存储器、永久性存储器、静态存储器、动态存储器、闪存和 / 或任何可存储数字信息的设备。需要注意的是,当基带处理模块 222 通过状态机、模拟电路、数字电路、和 / 或逻辑电路完成其一个或多个功能时,储存相应操作指令的存储器将植入包含所述状态机、模拟电路、数字电路和 / 或逻辑电路的电路中。

[0146] 运转过程中,无线通信装置 204 通过主机接口 220 接收来自主机处理元件的出站数据 250。主机接口 220 发送出站数据 250 到基带处理模块 222,基带处理模块 222 根据一个具体的无线通信标准(例如,UMTS/WCDMA,GSM,GPRS,EDGE 等等)处理出站数据 250 以生成数字传输格式数据 252。数字传输格式数据 252 是数字基带信号或数字低中频信号,在此,所述低中频位于 0 到几千赫 / 兆赫的频率范围。

[0147] 数模转换器 236 转换数字传输格式数据 252 从数字域到模拟域。滤波 / 增益模块 238 在将模拟信号提供给上变频模块 240 前对其滤波和 / 或调整其增益。上变频模块 240 直接将模拟基带或低中频信号转换为基于本地振荡模块 232 提供的发射器本地振荡 254 的射频信号。功率放大器 242 放大射频信号以生成出站射频信号 256, TX 滤波模块 258 对生成的出站射频信号 256 进行滤波。TX/RX 转换模块 260 接收来自 TX 滤波模块 258 的经放大和滤波的射频信号,并将出站射频信号 256 提供给天线 248,天线 248 传送出站射频信号 256 到目标设备,例如基带电站 103-106。

[0148] 无线通信装置 204 同样接收入站射频信号 262。射频信号 262 由基带电站通过天线 248、TX/RX 转换模块 260 和 RX 滤波模块 264 传送。低噪声放大器 230 接收入站射频信号 262 并将其放大以生成放大的入站射频信号。低噪声放大器 230 为下变频模块 228 提供放大的入站射频信号,下变频模块 228 转换该射频信号为基于本地振荡模块 232 提供的本地振荡接收器 266 的入站低中频信号或基带信号。下变频模块 228 将入站低中频信号(或基带信号)提供给滤波 / 增益模块 226。在将低中频信号提供给模数转换器 224 之前,滤波 / 增益模块 226 对上述低中频信号(或基带信号)滤波和 / 或调节信号增益。模数转换器

224 将滤波后的低中频信号（或基带信号）从模拟域转换到数字域以生成数字接收格式数据 268。基带处理模块 222 根据无线通信装置 204 采用的具体无线通信标准，解调、逆映射、解扰和 / 或解码数字接收格式数据 268 以重获入站数据 270。主机接口 220 通过无线通信接口 210 将重获的入站数据 270 提供给主机处理元件 202。

[0149] 如读者应该了解的，无线通信装置 204 的所有元件，包括基带处理模块 222 和射频前端元件，可在构建在单独的集成电路上。在另一种构造中，基带处理模块 222 和无线通信装置 204 的射频前端元件可构建在不同的集成电路中。无线通信装置 204 和与主机处理元件 202 一起集成在一个集成电路中。在又一实施例中，基带处理模块 222 和主机处理元件 202 和集成在不同的集成电路中。因此，图 2 中除了天线、显示器、扬声器以及键盘、键区、麦克风等等外的所有元件都可集成在一个集成电路中。在不脱离本发明精神的情况下，其它构造的集成电路也是可用的。依照本发明，基带处理模块 222 采用了新颖的方式均衡数字传输格式数据（基带 TX 信号）252。在此将参考图 3-13 进一步说明实施这些均衡化操作的各种技术。

[0150] 图 3 是根据本发明一个实施例构造的多射频前端（接收器 / 发射器）无线通信装置 300 的结构图。无线通信装置 300 包括基带处理模块 222 和多个射频前端，包括第一射频前端 302、第二射频前端 304、第三射频前端 306 和第 N 射频前端 308。这些射频前端 302、304、306 和 308 分别使用天线 310、312、318 和 316。无线通信装置 300 可为一个发送信号提供多个分集路径。这样，在一个实施分集路径的简单实施例中，无线通信装置 300 包括第一射频前端 302、第二射频前端 304 以及基带处理模块 222。参考图 5 进一步说明了这个实施例。替换地，多个射频前端 302-308 可为多入多出（MIMO）通信提供服务，每个射频前端 302-308 被分配一个对应的多入多出（MIMO）数据通道。多入多出（MIMO）通信目前在无线局域网中如 IEEE802.11n 中实施。在任何情况下，本发明的原理均适用于具备两个或更多射频前端的无线通信装置 300。

[0151] 图 4 是本发明一个实施例中基带处理模块 222 元件的结构图。基带处理模块（基带处理器）222 包括处理器 402、存储接口 404、板载存储器 406、下行链路 / 上行链路接口 408、TX 处理组件 410 和 TX 接口 412。基带处理模块 222 进一步包括 RX 接口 414、蜂窝搜索模块 416、多通路扫描模块 418、靶形接收合成器 420、Turbo 解码模块 422。在一些实施例中，基带处理模块 222 与外存储器 234 相连。然而，在其它的实施例中，使用板载存储器 406 满足基带处理模块 402 的存储需求。

[0152] 如上面参考图 2 所述，基带处理模块接收来自相连的主机处理元件 202 的出站数据 250，以及向相连的主机处理元件 202 提供入站数据 270。更进一步地，基带处理模块 222 为相连的射频前端提供数字格式传输数据（基带 TX 信号）252。基带处理模块 222 接收来自相连射频前端的数字接收格式数据（基带 RX 信号）268。如上面参考图 2 所述，模数转换器（ADC）222 生成数字接收格式数据（基带 RX 信号）268，而射频前端的数模转换器（DAC）236 接收来自基带处理模块 222 的数字格式传输数据（基带 TX 信号）252。

[0153] 根据图 4 描述的本发明的具体实施例，下行链路 / 上行链路接口 408 通过主机接口 220 接收来自主机处理元件如主机处理元件 202 的出站信号。更进一步地，下行链路 / 上行链路接口 408 通过主机接口 220 向相连的主机处理元件 202 提供入站数据 270。TX 处理元件 410 和 TX 接口 412 通信地连接到射频前端和下行链路 / 上行链路接口 408，如图 2

所示。如图 2 所示, TX 处理元件 410 和 TX 接口 412 可接收来自下行链路 / 上行链路接口 404 的出站信号, 并处理该出站信号以生成基带 TX 信号 252 并将其输出给射频前端。RX 处理元件包括 RX 接口 414、靶形接收合成器 420。在某些情况下处理器 402 可接收来自射频前端的 RX 基带信号 268。

[0154] 本发明中射频接收器中的均衡化处理过程可由基带处理模块 222 中的一个或多个元件完成。在第一种结构中, 均衡化操作由处理器 402 实现, 如均衡化操作 415a。均衡化操作 415a 可通过软件、硬件或软硬件结合来实现。当均衡化操作 415a 是由软件指令实现时, 处理器 402 通过存储接口 404 获得指令并且执行该软件指令以实施均衡化操作 415a。

[0155] 在另一种结构中, 位于 RX 接口 414 和模块 416、418 和 420 之间的专用均衡化模块 415b 实现本发明的均衡化操作。在这种结构中, 均衡化操作可通过软件、硬件或软硬件结合来实现。在本发明的又一种均衡化操作结构中, 均衡化操作由均衡化操作 415c 模块在靶形接收合成器 420 中完成。均衡化操作 415c 可通过软件、硬件或软硬件结合来实现本发明的均衡化操作。

[0156] 图 4 进一步显示, 数字接收格式数据 268 可包括多个信号路径。如图 3 所显示及描述, 可从各自的射频前端接收每个信号路径。这样, 可如同多入多出 (MIMO) 系统, 每个版本的数字接收格式数据 268 可为单个接收信号或不同射频信号的多路径版本。

[0157] 图 5 是本发明第一个实施例中基带处理模块的均衡化元件的结构图。基带处理模块 222 的这些元件执行本发明的均衡化操作。当然, 基带处理模块 222 可包括如图 5 所示的附加元件。图 5 的功能模块可由专用硬件、常用硬件、软件或者其组合来实现。

[0158] 图 5 中的基带处理模块 222 的元件包括第一分集路径元件、第二分集路径元件和共用元件。如图 3 所示, 一个射频收发器 (发送器 / 接收器) 可包括多个接收信号通道。所述多个接收信号路径可包括对单个传输信号的不同多通道版本或者对包括不同数据的多个信号进行操作的元件。根据图 5 的实施例, 这些功能元件对单个射频传送时域信号的不同多路径版本进行操作。

[0159] 第一分集路径元件包括集群路径处理器 / 信道估计模块 504、快速傅立叶变换 (FFT) 模块 506、乘法器 512、快速傅立叶反变换 (IFFT) 模块 514、支路调整模块 516 和时域均衡器 518。第二分集路径元件包括集群路径处理器 / 信道估计模块 524、FFT 模块 526、乘法器 530、IFFT 模块 532、支路调整模块 534 和时域均衡器 536。图 5 中射频接收器的共用处理模块包括最小均方差 (MMSE) 权数计算模块 510、噪声方差估计模块 502 和合成器 538。

[0160] 在运行过程中, 第一分集路径在第一时域信号 502 上操作。第一时域信号 502 包括第一时域训练符号和第一时域数据符号。众所周知, 射频系统中传输符号的帧一般包括具备训练符号的导码和承载数据符号的有效载荷部分。信道估计操作采用训练符号生成用于数据符号均衡化的均衡系数。CPP/ 信道估计模块 504 处理第一时域信号 502 中的第一时域训练符号以生成第一时域信道估计 508。FFT 模块 506 将第一时域信道估计转化到频域以生成第一频域信道估计 508。

[0161] 同样, 第二分集路径用于接收包括第二时域训练符号和第二时域数据符号的第二时域信号 522。CPP/ 信道估计模块 524 处理第二时域训练符号以生成第二时域信道估计。FFT 模块 526 将第二时域信道估计转化到频域以生成第二频域信道估计 528。

[0162] MMSE/ 权数计算模块 510 接收来自噪声方差估计模块 502 的噪声方差估计系数, 以

根据第一频域信道估计 508 和第二频域信道估计 528 生成第一频域均衡系数 511 和第二频域均衡系数 513。

[0163] 再次参考第一分集路径,乘法器 512 将 FFT 模块 506 的输出与第一频域均衡系数 511 相乘。但是,在另一个实施例中,乘法器 518 仅仅通过第一频率均衡系数 511。然后,IFFT 模块 514 将第一频域均衡系数 511 转换成时域以生成第一时域均衡系数,如同乘法器 512 上的操作。接着,支路调整模块 516 对第一时域均衡系数排序以给时域均衡器 518 产生经过支路调整的时域均衡系数。时域均衡器 518 采用从支路调整模块 516 接收到的第一时域均衡系数均衡化第一时域数据符号。

[0164] 再次参考第二分集路径,乘法器 530 将 FFT 模块 526 的输出与第二频域均衡系数 513 相乘。然而在另一个实施例中,乘法器 530 仅仅通过第二频率均衡系数 513。IFFT 模块 532 将其输入从频域转换到时域以生成第二时域均衡系数。支路调整模块 534 对第二时域均衡系数进行支路调整以生成时域均衡器的输出。时域均衡器 536 采用第二时域均衡系数均衡化第二时域数据符号。最后,合成器 538 组合从第一时域均衡器 518 接收到均衡化的第一时域数据符号和从第二时域均衡器 536 接收到的均衡化的第二时域数据符号,生成复合时域数据符号 540。

[0165] 根据图 5 中基带处理模块 222 的另一方面, CPP/ 信道估计模块 504 用于第一时域信号 502 的第一时域训练信号的集群路径处理。集群路径处理 (CPP) 是一种及时地处理彼此靠近的多路径信号分量的操作。如何执行集群路径处理的完整描述已经记载在 2005 年 7 月 30 日提出的申请号为 111173,854 名为“METHOD AND SYSTEM FORMANAGING, CONTROLLING, AND COMBINING SIGNALS IN AFREQUENCY SELECTIVE MLJLTIPATH FADING CHANNEL”的未决专利申请中,该专利申请的全文通过引用合并在此,作为本说明书的公开内容。集群路径处理操作完成后, CPP/ 信道估计模块 504 根据集群路径处理的第一时域训练符号生成第一时域信道估计。更进一步地,对于第二分集路径, CPP/ 信道估计模块 522 可对第二时域信号 522 的第二时域训练符号进行集群路径处理。接着, CPP/ 信道估计模块 524 根据集群路径处理的第二时域训练符号生成第二时域信道估计。

[0166] 在运行过程中, MMSE 权数计算模块 510 在第一频域均衡系数 508 和第二频域均衡系数 528 上运行 MMSE 法则以生成第一频域均衡系数 511 和第二频域均衡系数 513。下面描述了这些操作中的一个实现方式。不同于以下描述的其它的操作也可用于生成本发明的均衡系数。

[0167] 在此所描述的具体实现方式中,在时域中,服务于图 5 中双分集路径结构的每根天线上的矩阵信号模型可被表示为:

$$[0168] \quad y_i = H_i x + n_i \quad i = 1, 2 \quad (\text{等式 } 1)$$

[0169] 信道矩阵 H_i 可为循环矩阵模型,其满足:

$$[0170] \quad H_1 = F^{-1} \Lambda_1 F; H_2 = F^{-1} \Lambda_2 F \quad (\text{等式 } 2)$$

[0171] 在此 F 是正交离散傅立叶变换矩阵。

[0172] 在等式 (1) 两边乘以矩阵 F , 得到如下频域信道模型:

$$[0173] \quad Y_i = F y_i = \Lambda_i X + N_i \quad (\text{等式 } 3)$$

[0174] 在此 $X = F x; N_i = F n_i \quad i = 1, 2$

[0175] 频域中第 k 副载波的信道模型可表示为:

[0176] $Y[k] = \wedge_k X[k] + N[k]$ (等式 4)

[0177] 在此

[0178] $Y[k] = \begin{bmatrix} Y_1[k] \\ Y_2[k] \end{bmatrix}, \wedge_k = \begin{bmatrix} \wedge_k^1 \\ \wedge_k^2 \end{bmatrix}$ 以及 $N[k] = \begin{bmatrix} N_1[k] \\ N_2[k] \end{bmatrix}$ (等式 5)

[0179] 它俩是 2×1 向量。

[0180] 因此,第 K 副载波的 MMSE 最优权数可表示为:

[0181] $C[k] = E(Y[k]^* Y[k]^T)^{-1} E(Y[k]^* X) = (\wedge_k^* \wedge_k^T + C_{nn})^{-1} \wedge_k$ (等式 6)

[0182] 这样,估计发射信号为

[0183] $\hat{X}[k] = C[k]^H Y[k] = \frac{n1 * \wedge_k^1 Y_1[k] + n2 * \wedge_k^2 Y_2[k]}{|\wedge_k^1|^2 n2 + |\wedge_k^2|^2 n1 + n1 n2}$ (等式 7)

[0184] 简化等式 (7) 之后,图 5 中双分集路径结构的 MMSE-FDE 权数如下:

[0185] $C_k^i = \frac{\left(\frac{\sigma_s}{\sigma_{i_n}}\right)^2 \wedge_k^{i*}}{1 + \sum_{l=1}^2 \left(\frac{\sigma_s}{\sigma_{i_n}}\right)^2 |\wedge_k^l|^2}; i=1,2 k=1,2 \dots N$ (等式 8)

[0186] 均衡化后的时域信号给出如下:

[0187] $z = F^{-1}CY = \underbrace{F^{-1}C^1 \wedge_1 FH_1 x}_{FD_EQ1} + \underbrace{F^{-1}C^2 \wedge_2 FH_2 x}_{FD_EQ2} + F^{-1}C^1 N^1 + F^{-1}C^2 N^2$ (等式 9)

[0188] $z = F^{-1}CY = \underbrace{F^{-1}(C^1) \otimes y}_{Proposed_EQ1} + \underbrace{F^{-1}(C^2) \otimes y}_{Proposed_EQ2} + F^{-1}C^1 N_1 + F^{-1}C^2 N_2$ (等式 10)

[0189] 图 6 是本发明第一个实施例中基带处理模块的均衡元件的结构图。如图 2 中所示,基带处理模块 222 的元件接收来自射频前端的时域信号 602。时域信号 602 包括时域训练符号和时域数据符号。图 6 中的元件包括信道估计模块 604、FFT 模块 606、权数计算模块 610、IFFT 模块 614、支路调整模块 616、时域均衡器 618。信道估计模块 604 处理时域信号 602 的时域训练符号以生成时域信道估计 603。FFT 模块 606 将时域信道估计 603 转换成频域以生成频域信道估计 608。权数计算模块 610 根据频域信道估计 608 和来自噪声方差估计模块 602 的噪声方差估计生成频域均衡系数。乘法器 612 接收频域均衡系数 611 和来自 FFT 模块 606 的输入。乘法器 612 将输出提供给 IFFT 模块 614,IFFT 模块 614 转换可能被乘法器 612 修改过的频域均衡系数 611 以生成时域均衡系数。支路调整模块 616 对时域均衡系数进行支路调整,以及为时域均衡器 616 提供经过支路调整的时域均衡系数。时域均衡器 616 采用时域均衡系数均衡化时域信号 602 的时域数据符号以生成均衡化的时域符号 640。

[0190] 信道估计模块 604 也可执行如前结合图 5 所述的集群路径处理操作。在执行集群路径操作以生成时域训练符号时,CP/信道估计模块 604 可根据经过集群路径处理的时域训练符号生成时域信道估计。MMSE 权数计算模块 610 可在频域均衡系数上执行 MMSE 法则

以生成频域均衡系数。

[0191] 图 7 是本发明一个实施例中描述均衡化操作的流程图。操作 700 从所述至少两个分集路径中的每个分集路径的操作开始（步骤 702）。正如前图 3 所示，无线通信装置包括多个射频前端 302-308，每个射频前端服务于各自的分集路径。这样，再次参考图 7，每个分集路径执行操作 704-708。具体地，对于各个分集路径，基带处理模块接收对应的包括时域训练符号和时域数据符号的时域信号。

[0192] 对于第一分集路径，操作包括接收第一时域信号，第一时域信号包括第一时域训练符号和第一时域数据符号（步骤 704）。接着，操作包括处理第一时域训练符号以生成第一时域信道估计（步骤 706）。更进一步地，操作还包括将第一时域信道估计转换到频域以生成第一频域信道估计（步骤 708）。

[0193] 对于第二分集路径，操作包括接收第二时域信号，该第二时域信号包括第二时域训练符号和第二时域数据符号的第二时域信号（步骤 704）。第二分集路径的操作进一步包括处理第二时域训练符号以生成第二时域信道估计（步骤 706）。更进一步地，操作还包括将第二时域信道估计转换到频域以生成第二频域信道估计（步骤 708）。

[0194] 当各个分集路径完成步骤 702-708 的操作后，操作进行到步骤 710，步骤 710 中为各个分集路径分别生成频域均衡系数。对于图 5 所示的包括两个分集路径的实施例，步骤 710 包括根据第一频域信道估计和第二频域信道估计分别生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数。操作接着包括将频域均衡系数转换成时域均衡系数（步骤 712）。对于具有第一和第二分集路径的具体情况，步骤 712 的操作包括将第一频域均衡系数转换到时域以生成第一时域均衡系数以及将第二频域均衡系数转换到时域以生成第二时域均衡系数。

[0195] 接着，操作包括为每个分集路径对各自的时域数据符号进行时域均衡（步骤 714）。对于第一和第二分集路径的具体情况，步骤 714 的操作包括采用第一时域均衡系数均衡第一时域数据符号和采用第二时域均衡系数均衡第二时域数据符号。最后，操作包括组合来自多个分集路径的均衡化的时域数据符号（步骤 716）。对于第一和第二分集路径的具体情况，步骤 716 的操作包括组合第一均衡化的时域数据符号和第二均衡化的时域数据符号以生成复合的时域数据符号。

[0196] 每次根据所接收的包括训练符号的物理层帧生成的新的均衡系数时，就重复执行步骤 702-706。在许多射频接收器中，为每个接收到的物理层帧重复执行图 7 中的操作 700。然而，在其它实施例中，根据检测到的信道状态的改变或遇到的时间约束而定期执行信道估计。

[0197] 步骤 706 的操作可包括前述的集群路径处理。执行集群路径处理后，时域信道估计包括经过集群路径处理的时域训练符号。快速傅立叶变换用于从时域到频域的转换，而快速傅立叶反变换用于频域到时域的转换。步骤 710 中的操作可包括根据接收到的信道估计采用 MMSE 法则生成频域均衡系数。图 7 中的操作可支持各种系统，包括蜂窝无线通信系统、无线城域通信系统（例如 WiMAX）标准、WLAN 通信操作和 WAN 通信操作。

[0198] 图 8 是本发明一个实施例中均衡化操作的流程图。操作 800 首先包括接收包含时域训练符号和时域数据符号的时域信号（步骤 802）。接着，操作包括处理时域训练符号以生成时域信道估计（步骤 804）。然后，操作包括将时域信道估计转换到频域以生成频域信道估计（步骤 806）。

[0199] 操作进一步包括根据步骤 806 生成的频域信道估计生成频域均衡系数 (步骤 808)。接着,操作包括将频域均衡系数转换到时域以生成时域均衡系数 (步骤 810)。然后,操作包括采用步骤 810 生成的时域均衡系数均衡化时域数据符号 (步骤 812)。操作结束于步骤 812。当然,可根据所接收的每个包括训练符号和数据符号的物理层帧来重复执行图 8 的操作 800。可使用图 1 至图 8 所述的各种具体实施方式来实施图 8 的操作 800,在此就不再结合图 8 作进一步介绍。

[0200] 图 9A 是本发明均衡化操作实施例中支持的多入单出 (MISO) 传输系统的结构图。本系统的发射器 902 包括多根天线 904 和 906,每根天线传送一个信息信号,这些信息信号 S1 和 S2 可为空时发射分集 (STTD) 信号,所述信号的形成和发送是众所周知的,因而本发明中提到它们时就不再做进一步的说明。在一些操作中,第一信息信号 S1 和第二信息信号 S2 携带相同的数据。通过天线 904 和 906 发射的信息信号 S1 和 S2 由信道 908 传送,并且作为融合信息信号由射频前端 910 通过天线 912 接收。射频前端 910 对这个融合信息信号进行操作,图 10、11 将对此作进一步说明。

[0201] 图 9B 是本发明均衡化操作实施例中支持的多入多出 (MIMO) 传输系统的结构图。本系统的发射器 952 包括多根天线 954 和 956,每根天线分别传送各自的信息信号。这些信息信号 S1 和 S2 可携带不同的数据,也就是,第一信息信号 S1 携带的数据与第二信息信号 S2 携带的不同。通过天线 954 和 956 发射的信息信号 S1 和 S2 由信道 958 传送,并且作为融合信息信号由射频前端 960 通过天线 962 和天线 964 接收。由于信道 958 的操作,各个天线分别接收由传送信号 S1 和 S2 组合的融合信息信号。射频前端 960 对这些融合信息信号 S1 和 S2 进行处理,图 12、13 将对此作进一步说明。

[0202] 图 10 是本发明第三实施例的基带处理模块的均衡化元件的结构图。如图 2 所示,基带处理模块 222 的元件从射频前端接收融合信息 1002。融合信息 1002 包括第一信息信号和第二信息信号,第一信息信号和第二信息信号分别包括时域训练符号和数据符号,当然融合信息 1002 在接收时是时域的。基带处理模块至少包括信道估计器 1004 和 1008,它们分别用于处理第一信息信号的时域训练符号和第二信息信号时域训练符号以生成第一信息信号的时域信道估计和第二信息信号的时域信道估计。基带处理模块 222 还至少包括至少快速傅立叶变换器 1006 和 1010,它们分别用于转换第一信息信号的时域信道估计和第二信息信号的时域估计到频域,以分别生成第一信息信号的频域信道估计和第二信息信号频域信道估计。基带处理模块 222 进一步包括权数计算器 1012,用于根据第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数。基带处理模块 222 还至少包括快速傅立叶反变换器 1016 和 1022,它们分别用于将第一频域均衡系数和第二频域均衡系数转换到时域,以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数。更进一步地,基带处理模块还至少包括均衡器 1020 和 1026,它们分别采用第一时域均衡系数均衡化融合信息时间以生成均衡化第一信息信号数据符号以及采用第二时域均衡系数均衡化融合信息时间以生成均衡化第二信息信号数据符号。

[0203] 具体地,信道估计模块 1004 用于处理融合信息 1002 的第一信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计。第二信息信号估计模块 1008 用于处理融合信息 1002 的第二信息信号时域训练符号以生成第二信息信号时域信道估计。FFT 模块 1006 用于将第一信息信号时域信道估计转换成频域,以产生第一信息信号频域信道估计。FFT 模

块 1010 用于将第二信息信号时域信道估计转换到频域,以生成第二信息信号频域信道估计。权数计算模块 1012 用于根据第一信息信号频域信道估计、第二信息信号频域信道估计和来自噪声方差估计模块 1014 的噪声方差估计生成第一和第二频域均衡系数。

[0204] IFFT 模块 1016 将第一频域均衡系数转换到时域以生成第一时域均衡系数。支路调整模块 1018 对第一时域均衡系数进行支路调整,以及为时域均衡器 1020 生成经过支路调整的时域均衡系数。时域均衡器 1020 采用该时域均衡系数来均衡化融合信息信号 1002 以生成均衡化第一信息信号数据符号。

[0205] IFFT 模块 1022 将第二频域均衡系数转换到时域以生成第二时域均衡系数。支路调整模块 1024 对第二时域均衡系数进行支路调整,以及为时域均衡器 1026 生成经过支路调整的时域均衡系数。时域均衡器 1026 采用该时域均衡系数均衡化融合信息信号 1002 以生成均衡化第二信息信号数据符号。

[0206] 解扩器 1030 用于解扩均衡化第一信息信号数据符号。解扩器 1028 用于解扩均衡化第二信息信号数据符号。STTD 解码器 1032 用于对解扩的均衡化的第一信息信号数据符号和解扩的均衡化的第二信息信号数据符号进行 STTD 解码。

[0207] 信道估计模块 1004 和 / 或 1008 可执行如前图 5 所示的集群路径处理操作。当执行集群路径处理操作生成时域训练符号时, CPP/ 信道估计模块 1004 和 1008 可根据集群路径处理的时域训练符号生成时域信道估计。MMSE 权数计算模块 1012 可对频域均衡系数进行 MMSE 法则以生成频域均衡系数。

[0208] 图 11 是本发明第四实施例中均衡化操作的流程图。操作 1100 包括首先接收包含第一信息信号和第二信息信号的融合信息信号,第一和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号(步骤 1102)。接着,操作包括估计信息信号的能量,可选地包括估计出现在融合信息信号中的至少一个干扰信号的能量(步骤 1004)。然后,操作包括处理第一信息信号时域训练符号和第二信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计(步骤 1106)。接着,操作包括将第一信息信号时域信道估计和第二信息信号时域信道估计转换到频域以分别生成第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计(步骤 1108)。操作接着包括根据第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计生成第一频域均衡系数和第二频域均衡系数(步骤 1110)。接着,操作包括将第一频域均衡系数和第二频域均衡系数转换到时域以分别生成第一时域均衡系数和第二时域均衡系数(步骤 1112)。

[0209] 接着,操作包括采用第一时域均衡系数均衡化融合信息信号以生成均衡化的第一信息信号数据符号,以及采用第二时域均衡系数均衡化融合信息信号以生成均衡化的第二信息信号数据符号(步骤 1114)。操作接着包括解扩和组合均衡化的数据符号(步骤 1116),操作结束于步骤 1116。当然,可根据所接收到的每个包括训练符号的物理层帧生成的新的均衡系数重复执行图 11 的操作 1100。

[0210] 可对 STTD 信号执行操作步骤 1112。在这种情况下,第一信息信号数据符号和第二信息信号数据符号传送共同的数据。在这种情况下,方法 1100 包括对均衡化的第一信息信号数据符号和均衡化的第二信息信号数据符号进行 STTD 解码。如图 10 中所示,步骤 1116 的操作可包括先解扩均衡化的第一信息信号数据符号和均衡化的第二信息信号数据符号,再对解扩的均衡化的第一信息信号数据符号和解扩的均衡化的第二信息信号数据符号进

行 STTD 解码。

[0211] 参考图 9A、10 和 11,基带处理模块 222 和本发明的操作可实施下述 MISO 均衡过程和技术。具体地,图 11 的 MISO 操作 1100 和基带处理模块 222(特别是图 10 中的 MMSE 权数计算模块 1012) 执行的操作可与以下信号模型相匹配。频域中第 K 副载波的信号模型可如下建模:

$$[0212] \quad Y[k] = H_1[k]S_1 + H_2[k]S_2 + N \quad (\text{等式 11})$$

[0213] 将第二信息信号 S2 作为第一信息信号 S1 的干扰进行处理后,带 MMSE 最优权数估计的第一信息信号 S1 的 FED-IS 在每个副载波中可按以下公式给出:

$$[0214] \quad W[k] = E(Y[k]^* Y[k]^T)^{-1} E(Y[k]^* S_1) = (H_1[k]^* H_1[k]^T + H_2[k]^* H_2[k]^T + C_{nn})^{-1} H_1[k]$$

[0215] (等式 12)

[0216] 类似地,将第一信息信号 S1 作为第二信息信号 S2 的干扰进行处理后,带 MMSE 最优权数估计的第二信息信号 S1 的 FED-IS 在每个下载波中可按以下公式给出:

[0217]

$$C[k] = \begin{bmatrix} C_{1k}^1 \\ C_{2k}^2 \end{bmatrix} = E(Y[k]^* Y[k]^T)^{-1} E(Y[k]^* S_2) = (H_2[k]^* H_2[k]^T + H_1[k]^* H_1[k]^T + C_{nn})^{-1} H_2[k]$$

[0218] (等式 13)

[0219] 接着,通过采用 IFFT 操作获得时域均衡系数(步骤 1112)。

[0220] 图 12 是本发明第四实施例中基带处理模块的均衡元件的结构图。基带处理模块 222 的这些元件执行本发明一个或更多实施例中的均衡操作。当然,基带处理模块还可以包括除了图 12 所描述元件之外的其它元件。图 12 的功能模块可由专用硬件、常用硬件、软件或其组合来实现。

[0221] 图 12 中的基带处理模块 222 的元件包括:第一分集路径元件、第二分集路径元件和共用元件。如图 3 和图 9B 所示,一个射频收发器(发送器/接收器)可包括多个信号路径。这多个信号通道对 MIMO 发射信号进行操作。根据图 12 的实施例,对不同版本的 MIMO 发射信号进行操作的功能元件与前图 9B 所述的相同。

[0222] 第一分集路径元件包括第一信息信号集群路径处理器/信道估计模块 1204、第二理想信号集群路径处理器/信道估计模块 1208、快速傅立叶变换(FFT)模块 1206、快速傅立叶变换(FFT)模块 1212、快速傅立叶反变换(IFFT)模块 1216、支路调整模块 1218、时域均衡器 1220、快速傅立叶反变换(IFFT)模块 1222、支路调整模块 1224 和时域均衡器 1226。第二分集路径元件包括第一信息信号集群路径处理器/信道估计模块 1234、第二理想信号集群路径处理器/信道估计模块 1238、快速傅立叶变换(FFT)模块 1236、快速傅立叶变换(FFT)模块 1240、快速傅立叶反变换(IFFT)模块 1248、支路调整模块 1250、时域均衡器 1252、快速傅立叶变换(FFT)模块 1242、支路调整模块 1244 和时域均衡器 1246。

[0223] 图 12 中射频接收器的共用处理模块包括:共同延迟锁定环(DLL)1230、最小均方差(MMSE)权数计算模块 1212、噪声方差估计模块 1214、合成器 1254 和 1256、解扩器 1258 和 1260,以及 STTD 解码器 1262。通常,共同延迟锁定环(DLL)1230 由 CPP 操作控制,CPP 操作设定 CPP/信道估计模块 1204、1208、1234 和 1238 的采样点。

[0224] 在操作中,第一分集路径对第一时域信号(第一融合信息信号)1202 进行操作。第一时域信号 1202 包括第一信息信号时域训练符号和数据符号,以及包括第二信息信号

时域训练符号和数据符号。众所周知,射频系统中传输符号的帧一般包括具有训练符号的报头和运载数据符号的有效载荷部分。信道估计操作采用训练符号以生成均衡系数,均衡系数随后用于均衡数据符号。第一信息信号 CPP/ 信道估计模块 1204 用于处理第一时域信号 1202 的第一信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计。第二信息信号 CPP/ 信道估计模块 1208 用于处理第一时域信号 1202 的第二信息信号时域训练符号以生成第二信息信号时域信道估计。在生成各自的信道估计过程中, CPP/ 信道估计模块 1204 和 1208 可分别接收来自信息信号能量估计模块和干扰能量估计模块(未示出)的信息的能量估计和第二信息信号能量估计。CPP/ 信道估计模块 1204 和 / 或 1208 可用于执行集群路径处理。FFT 模块 1206 用于将第一信息信号时域信道估计转换到频域以生成第一信息信号频域信道估计。FFT 模块 1212 用于将第二信息信号时域信道估计转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计。

[0225] 同样,第二分集路径对第二时域信号(第二融合信息信号)1232 进行操作。第二时域信号 1232 包括第一信息信号时域训练符号和数据符号,以及包括第二信息信号时域训练符号和数据符号。第一信息信号 CPP/ 信道估计模块 1234 用于处理第二时域信号 1232 的第一信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计。第二信息信号 CPP/ 信道估计模块 1238 用于处理第二时域信号 1232 的第二信息信号时域训练符号以生成第二信息信号时域信道估计。在生成各自的信道估计过程中, CPP/ 信道估计模块 1234 和 1238 可分别接收来自第一信息信号能量估计模块和干扰能量估计模块(未示出)的信息的能量估计和第二信息信号的能量估计。CPP/ 信道估计模块 1234 和 / 或 1238 可用于执行集群路径处理。FFT 模块 1236 用于将第二信息信号时域信道估计转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计。FFT 模块 1240 用于将第二信息信号时域信道估计转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计。

[0226] MMSE/ 权数估计模块 1212 用于根据来自第一分集路径的第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计、来自第二分集路径的第一信息信号频域信道估计和第二信息信号频域信道估计以及来自噪声方差估计模块 1214 的噪声方差估计生成第一频域均衡系数、第二频域均衡系数、第三频域均衡系数(第二分集路径的第一频域均衡系数)以及第四频域均衡系数(第二分集路径的第二频域均衡系数)。

[0227] 再次参考第一分集路径, IFFT 模块 1216 用于将第一频域均衡系数转换到时域以生成第一时域均衡系数。接着,支路调整模块 1218 对第一时域均衡系数进行支路调整,为时域均衡器 1220 产生经过支路调整的第一时域均衡系数。时域均衡器 1220 采用从支路调整模块 1216 接收到的经过支路调整的第一时域均衡系数均衡化第一融合信息信号(时域信号 1202)。IFFT 模块 1222 用于将第二频域均衡系数转换到时域以生成第二时域均衡系数。接着,支路调整模块 1224 对第二时域均衡系数进行支路调整,为时域均衡器 1226 产生经过支路调整的第二时域均衡系数到。时域均衡器 1226 采用从支路调整模块 1224 接收到的经过支路调整的第二时域均衡系数均衡化第一融合信息信号(时域信号 1202)。

[0228] 再次参考第二分集路径, IFFT 模块 1242 用于将第三频域均衡系数(第二分集路径的第一频域均衡系数)转换到时域以生成第三时域均衡系数(第二分集路径的第一时域均衡系数)。接着支路调整模块 1244 用于对第三时域均衡系数进行支路调整以生成经过支路调整的第三时域均衡系数到时域均衡器 1246。时域均衡器 1246 采用从支路调整模块 1244

接收到的经过支路调整的第三时域均衡系数均衡化第二融合信息信号（时域信号 1232）。IFFT 模块 1248 用于将第四频域均衡系数（第二分集路径的第二频域均衡系数）转换到时域以生成第四时域均衡系数（第二分集路径的第二时域均衡系数）。接着，支路调整模块 1250 用于对第四时域均衡系数进行支路调整，为时域均衡器 1252 生成经过支路调整的第四时域均衡系数。时域均衡器 1252 采用从支路调整模块 1250 接收到的经过支路调整的第四时域均衡系数均衡化第二融合信息信号（时域信号 1232）。

[0229] 合成器 1254 组合时域均衡器 1226 和 1252 的输出，而合成器 1256 组合时域均衡器 1220 和 1246 的输出。解扩器 1258 解扩合成器 1254 的输出，而解扩器 1260 解扩合成器 1256 的输出。更进一步地，在某些实施例中，当采用 STTD 时，STTD 解码器对解扩器 1258 和 1260 的输出进行解码。

[0230] 图 13 是本发明第三实施例中均衡化操作的流程图。操作 1300 始于至少两个分集路径的各个分集路径的操作（步骤 1302）。如前图 3、5 和 12 所述，无线通信装置包括多个各自服务于不同分集路径的射频前端 302-308。再次参考图 13，这样，操作 1304-1308 是各个分集路径执行的。具体地，对于每个分集路径，基带处理模块接收包含第一信息信号和第二信息信号的融合信息信号，第一信息信号和第二信息信号都包括时域训练符号和数据符号。

[0231] 对于第一分集路径，操作包括接收第一时域信息信号（第一融合信息信号）。第一分集路径接着估计第一和第二信息信号的能量以及，在某些情况下，还估计出现在时间融合信息信号中的一个或多个干扰信号的能量（步骤 1306）。操作接着包括处理第一信息信号（显性干涉）时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计（步骤 1308）。更进一步地，操作包括将第一信息信号时域信道估计转换到频域以生成第一信息信号频域信道估计（步骤 1310）。操作接着包括处理第二信息信号时域训练符号以生成第二信息信号时域信道估计（步骤 1312）。更进一步地，操作包括将第二信息信号时域信道估计转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计（步骤 1314）。

[0232] 对于第二分集路径，操作包括接收第二时域信息信号（第二融合信息信号）。第二分集路径接着估计第一和第二信息信号的能量，在某些情况下，还估计时域融合信息信号中出现的一个或多个干扰信号的能量（步骤 1306）。接着，操作包括处理第一信息信号时域训练符号以生成第一信息信号时域信道估计（步骤 1308）。更进一步地，操作包括将第一信息信号时域信道估计转换到频域以生成第一信息信号时域信道估计（步骤 1310）。操作接着包括处理第二信息信号时域训练符号以生成第二信息信号时域信道估计（步骤 1312）。更进一步地，操作包括将第二信息信号时域信道估计转换到频域以生成第二信息信号频域信道估计（步骤 1314）。

[0233] 步骤 1304 到 1314 可用于多于两个的分集路径。当各个分集路径完成步骤 1304-1314 的操作后，操作进入步骤 1316，步骤 1316 中，为每个分集路径产生一组或多组频域均衡系数。对于图 12 所示的包含两个分集路径的具体实施例，步骤 1316 的操作包括根据频域信道估计为各个分集路径生成第一和第二频域均衡系数。接着，操作包括将频域均衡系数转换成时域均衡系数（步骤 1318）。操作接着包括，对各个分集路径的时域数据符号进行时域均衡（步骤 1320）。最后，操作包括组合来自多个分集路径（步骤 1322）的至少一些经过均衡的时域数据符号。这些操作可包括 STTD 组合操作。

[0234] 每次根据接收到的包括训练符号的物理层帧生成的新的均衡系数时,可重复执行操作 1302-1322。在许多射频接收器中,图 13 中的操作 1300 可因每个接收到的物理层帧而重复执行。然而,在其它实施例中,信道估计是根据检测到的信道状态的改变或遇到的时间约束而定期执行的。

[0235] 步骤 1308 和 1312 的操作可包括前述的集群路径处理。当执行集群路径处理时,时域信道估计包括集群路径处理时域训练符号。快速傅立叶变换用于从时域到频域的转换,而快速傅立叶反变换用于频域到时域的转换。步骤 1316 中的操作可包括根据接收到的信道估计采用 MMSE 法则生成频域均衡系数。图 13 中的操作可支持各种系统,包括蜂窝无线通信系统、无线城域通信系统(例如 WiMAX 微波存取全球互通)标准、WLAN 通信操作和 WAN 通信操作。

[0236] 可在接收到的 MIMO 信号进行图 13 的操作。下面的等式(结合图 13 操作、图 12 的基带处理模块 222 和图 10B 的信道模型进行查看)由本发明的实施例应用到接收到的 MIMO 信号。MIMO 信号的模型可表示为:

$$[0237] \quad Y[k] = H_1[k]S_1 + H_2[k]S_2 + N \quad (\text{等式 14})$$

[0238] 将第二信息信号 S_2 作为第一信息信号 S_1 的干扰进行处理后,每个副载波中带 MMSE 最优权数估计的第一信息信号 S_1 的 FED-IS 可按以下等式给出:

$$[0239] \quad W[k] = E(Y[k]^* Y[k]^T)^{-1} E(Y[k]^* S_1) = (H_1[k]^* H_1[k]^T + H_2[k]^* H_2[k]^T + C_{nn})^{-1} H_1[k]$$

[0240] (等式 15)

[0241] 同样的,把第一信息信号 S_1 作为第二信息信号 S_2 的干扰进行处理后,每个副载波中带 MMSE 最优权数估计的第一信息信号 S_1 的 FED-IS 可按以下等式给出:

[0242]

$$C[k] = \begin{bmatrix} C_{1k} \\ C_{2k} \end{bmatrix} = E(Y[k]^* Y[k]^T)^{-1} E(Y[k]^* S) = (H_2[k]^* H_2[k]^T + H_1[k]^* H_1[k]^T + C_{nn})^{-1} H_2[k]$$

[0243] (等式 16)

[0244] 然后,采用 IFFT 操作获得时域均衡系数。更详细地,我们得到:

$$[0245] \quad H_1[k] = \begin{bmatrix} H_{11}[k] \\ H_{12}[k] \end{bmatrix} \quad H_2[k] = \begin{bmatrix} H_{21}[k] \\ H_{22}[k] \end{bmatrix} \quad (\text{等式 17})$$

[0246] 忽略下标 k , 我们得到:

$$[0247] \quad W = \begin{bmatrix} |H_{11}|^2 + |H_{21}|^2 + \sigma^2_{N1}/S & H_{11}H_{12}^* + H_{21}H_{22}^* \\ H_{12}H_{11}^* + H_{22}H_{21}^* & |H_{12}|^2 + |H_{22}|^2 + \sigma^2_{N2}/S \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{12} \end{bmatrix} \quad (\text{等式 18})$$

$$[0248] \quad W = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{|H_{12}|^2 + |H_{22}|^2 + \sigma^2_{N2}/S}{\det} & -\frac{(H_{11}H_{12}^* + H_{21}H_{22}^*)}{\det} \\ -\frac{(H_{12}H_{11}^* + H_{22}H_{21}^*)}{\det} & \frac{|H_{11}|^2 + |H_{21}|^2 + \sigma^2_{N1}/S}{\det} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{12} \end{bmatrix} \quad (\text{等式 19})$$

[0249] 权数归一化处理以后,我们得到:

$$[0250] \quad W_1 = \alpha \left(|H_{22}|^2 H_{11} + \frac{\sigma^2_{N2}}{S} H_{11} - H_{21}H_{22}^* H_{12} \right) \quad (\text{等式 20})$$

$$[0251] \quad = \alpha \left(|H_{22}|^2 + \frac{\sigma^2_{N2}}{S} - \frac{H_{21}H_{22}^*H_{12}H_{11}^*}{|H_{11}|^2} \right) H_{11} \quad (\text{等式 21})$$

$$[0252] \quad = \alpha \beta_{11} H_{11} \quad (\text{等式 22})$$

$$[0253] \quad W_2 = \alpha \left(|H_{21}|^2 H_{12} + \frac{\sigma^2_{N1}}{S} H_{12} - H_{22}H_{21}^*H_{11} \right) \quad (\text{等式 23})$$

$$[0254] \quad = \alpha \left(|H_{21}|^2 + \frac{\sigma^2_{N1}}{S} - \frac{H_{22}H_{21}^*H_{11}H_{12}^*}{|H_{12}|^2} \right) H_{12} \quad (\text{等式 24})$$

$$[0255] \quad = \alpha \beta_{12} H_{12} \quad (\text{等式 25})$$

$$[0256] \quad C = \begin{bmatrix} |H_{11}|^2 + |H_{21}|^2 + \sigma^2_{N1}/S & H_{11}H_{12}^* + H_{21}H_{22}^* \\ H_{12}H_{11}^* + H_{22}H_{21}^* & |H_{12}|^2 + |H_{22}|^2 + \sigma^2_{N2}/S \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} H_{21} \\ H_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{等式 26})$$

$$[0257] \quad C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(|H_{12}|^2 + |H_{22}|^2 + \sigma^2_{N2}/S)}{\det} & -\frac{(H_{11}H_{12}^* + H_{21}H_{22}^*)}{\det} \\ -\frac{(H_{12}H_{11}^* + H_{22}H_{21}^*)}{\det} & \frac{(|H_{11}|^2 + |H_{21}|^2 + \sigma^2_{N1}/S)}{\det} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{21} \\ H_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{等式 27})$$

[0258] 权数归一化处理以后,我们得到:

$$[0259] \quad C_1 = \alpha \left(|H_{12}|^2 H_{21} + \frac{\sigma^2_{N2}}{S} H_{21} - H_{11}H_{12}^*H_{22} \right) \quad (\text{等式 28})$$

$$[0260] \quad = \alpha \left(|H_{12}|^2 + \frac{\sigma^2_{N2}}{S} - \frac{H_{11}H_{12}^*H_{22}H_{21}^*}{|H_{21}|^2} \right) H_{21} \quad (\text{等式 29})$$

$$[0261] \quad = \alpha \beta_{21} H_{21} \quad (\text{等式 30})$$

$$[0262] \quad C_2 = \alpha \left(|H_{11}|^2 H_{22} + \frac{\sigma^2_{N1}}{S} H_{22} - H_{12}H_{11}^*H_{21} \right) \quad (\text{等式 31})$$

$$[0263] \quad = \alpha \left(|H_{11}|^2 + \frac{\sigma^2_{N1}}{S} - \frac{H_{12}H_{11}^*H_{21}H_{22}^*}{|H_{22}|^2} \right) H_{22} \quad (\text{等式 32})$$

$$[0264] \quad = \alpha \beta_{22} H_{22} \quad (\text{等式 33})$$

$$[0265] \quad 1/\alpha = (|H_{d1}|^2 + |H_{11}|^2 + \sigma^2_{N1}/S) (|H_{d2}|^2 + |H_{12}|^2 + \sigma^2_{N2}/S)$$

$$[0266] \quad - (H_{d1}H_{d2}^* + H_{11}H_{12}^*) (H_{d2}H_{d1}^* + H_{12}H_{11}^*) \quad (\text{等式 34})$$

[0267] 本领域一般技术人员知悉,此处使用的术语“通讯连接”,包括无线和有线,直接连接和通过其它的元件、组件、电路或模块的间接连接。本领域一般技术人员也知悉,推断连接(inferred coupling,例如,一个元件被推断连接到另一个元件)包括与“通讯连接”一样的方式在两个元件中的有线和无线,直接与间接连接。

[0268] 以上借助于说明指定的功能和关系的方法步骤对本发明进行了描述。为了描述的方便,这些功能组成模块和方法步骤的界限和顺序在此处被专门定义。然而,只要给定的功能和关系能够适当地实现,界限和顺序的变化是允许的。任何上述变化的界限或顺序应被视为在权利要求保护的范围内。

[0269] 以上还借助于说明某些重要功能的功能模块对本发明进行了描述。为了描述的方便,这些功能组成模块的界限在此处被专门定义。当这些重要的功能被适当地实现时,变化其界限是允许的。类似地,流程图模块也在此处被专门定义来说明某些重要的功能,为广泛应用,流程图模块的界限和顺序可以被另外定义,只要仍能实现这些重要功能。上述功能模块、流程图功能模块的界限及顺序的变化仍应被视为在权利要求保护范围内。

[0270] 本领域技术人员也知悉此处所述的功能模块,和其它的说明性模块、模组和组件,可以如示例或由分立元件、特殊功能的集成电路、带有适当软件的处理器的处理器及类似的装置组合而成。

[0271] 此外,虽然描述细节的目的是清楚和明白上述实施例,本发明并不限于这些实施例。任何本领域技术人员知悉的、对这些特征和实施例进行各种改变或等效替换而得的技术方案,都属于本发明的保护范围。

[0272] 交叉参考文献

[0273] 本专利申请为以下专利申请的部分继续申请:

[0274] 2006年9月21日申请的专利申请 11/524,584,其名称为“FREQUENCY DOMAIN EQUALIZER FOR DUAL ANTENNARADIO”;以及

[0275] 2006年9月21日申请的专利申请 11/524,580,其名称为“FREQUENCY DOMAIN EQUALIZER WITH ONE DOMAINTEINTERFREENCE CANCELLATION FOR DUAL ANTENNARADIO”。

[0276] 该两份专利申请的全部内容结合于此,作为本专利申请的公开内容。

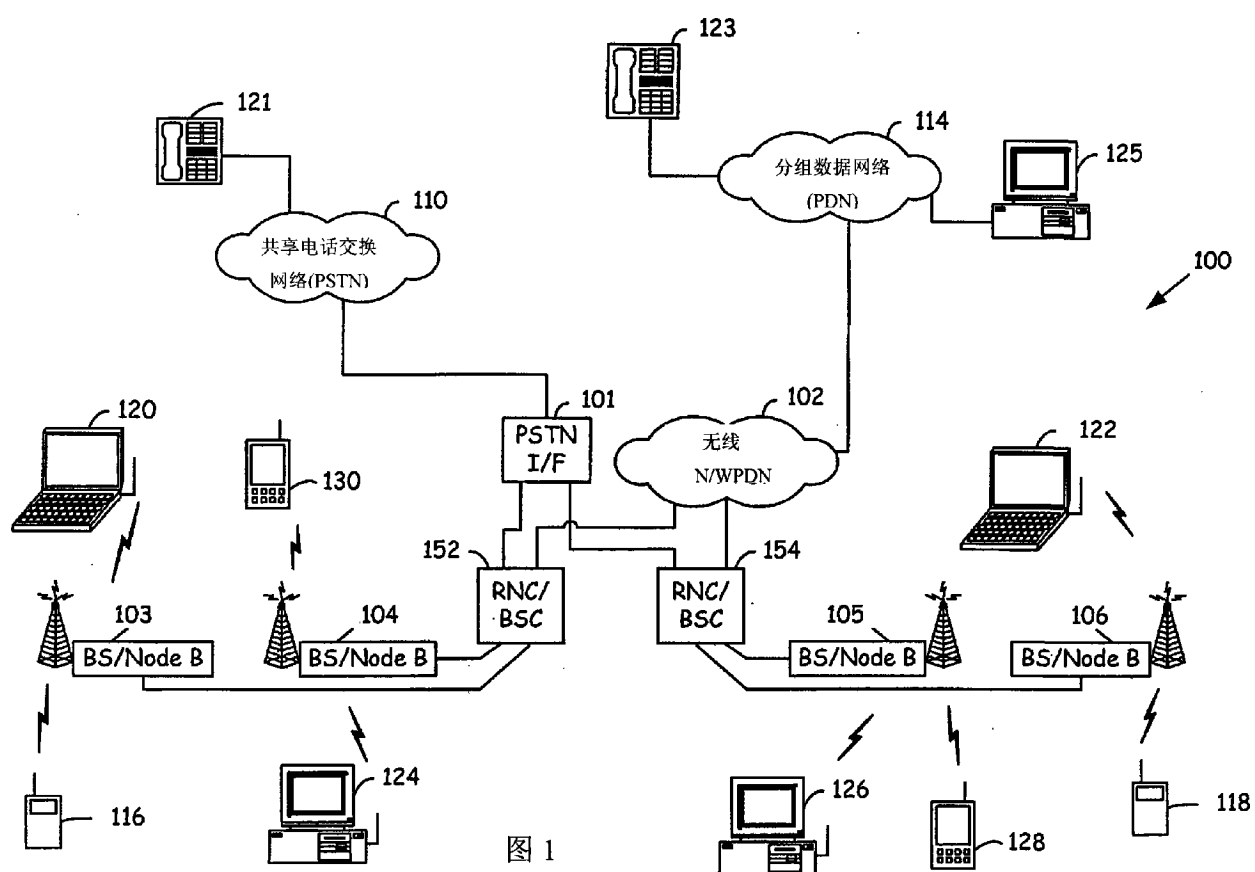
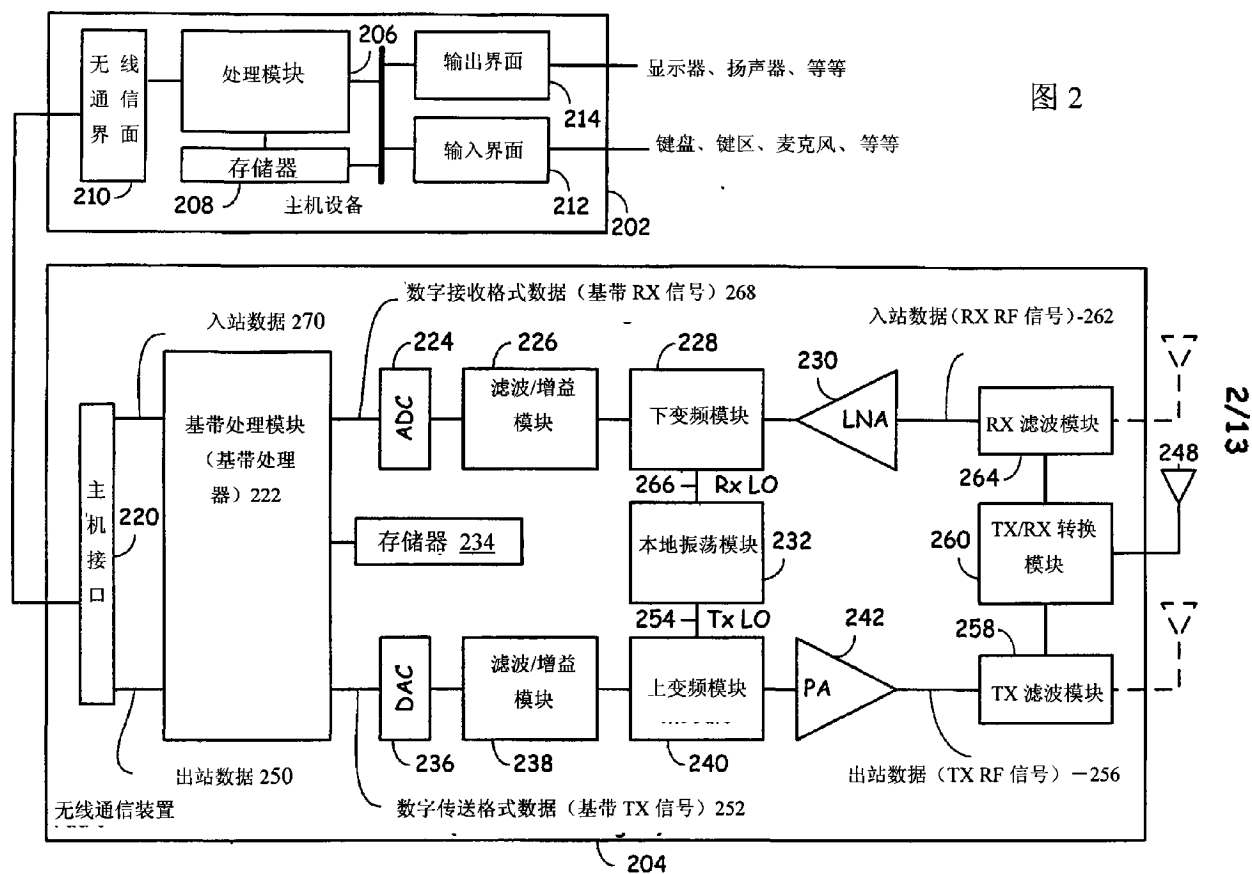


图 1



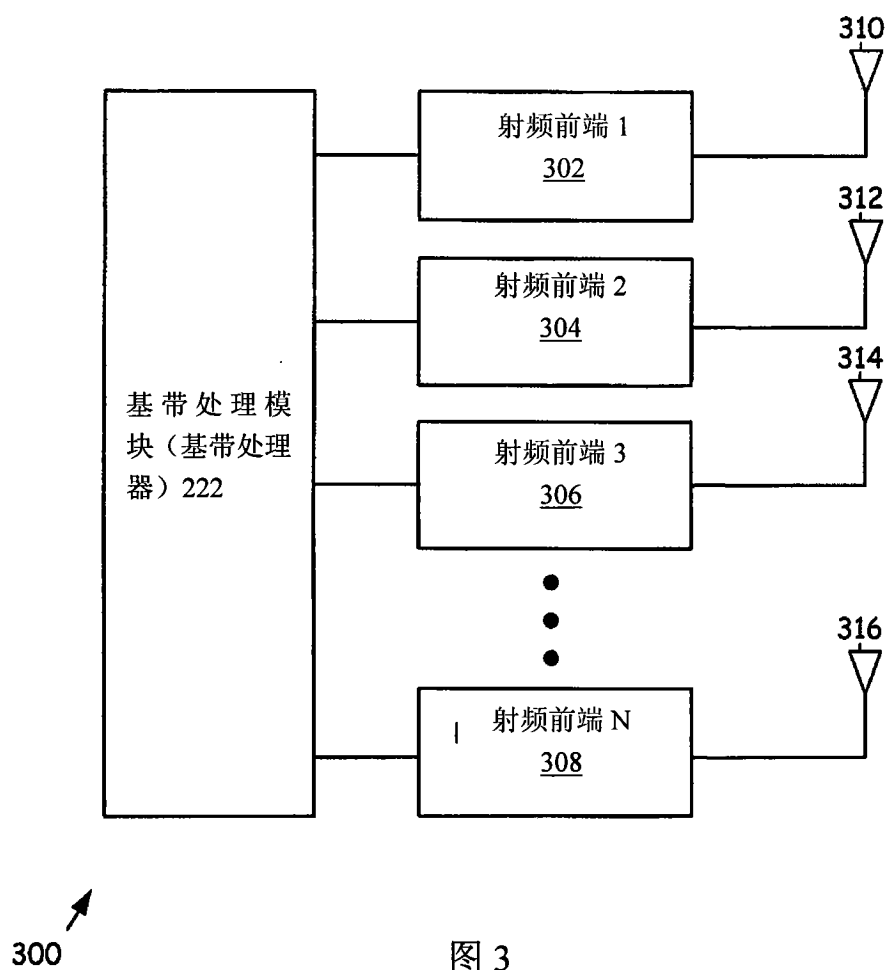


图 3

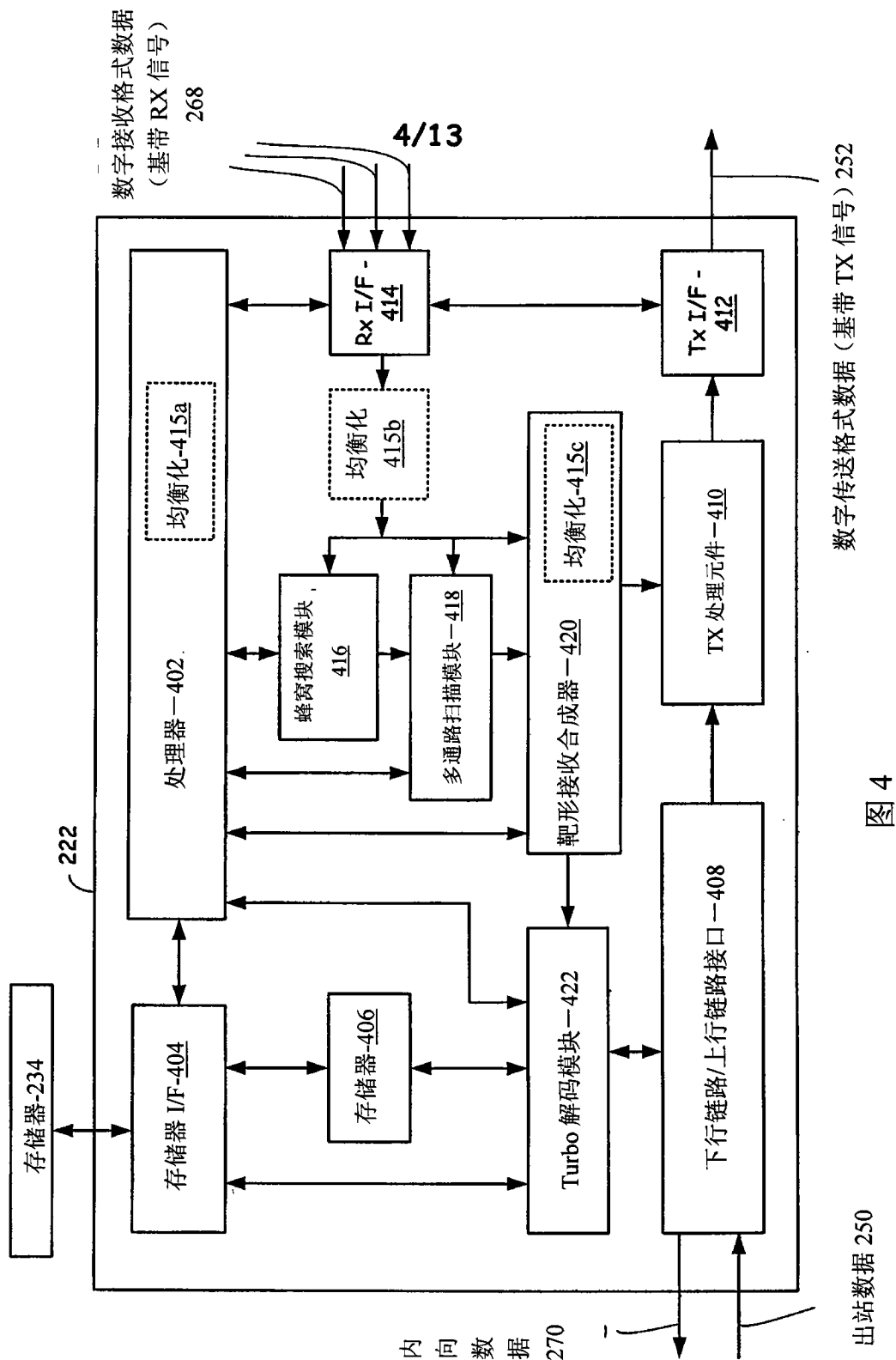


图 4

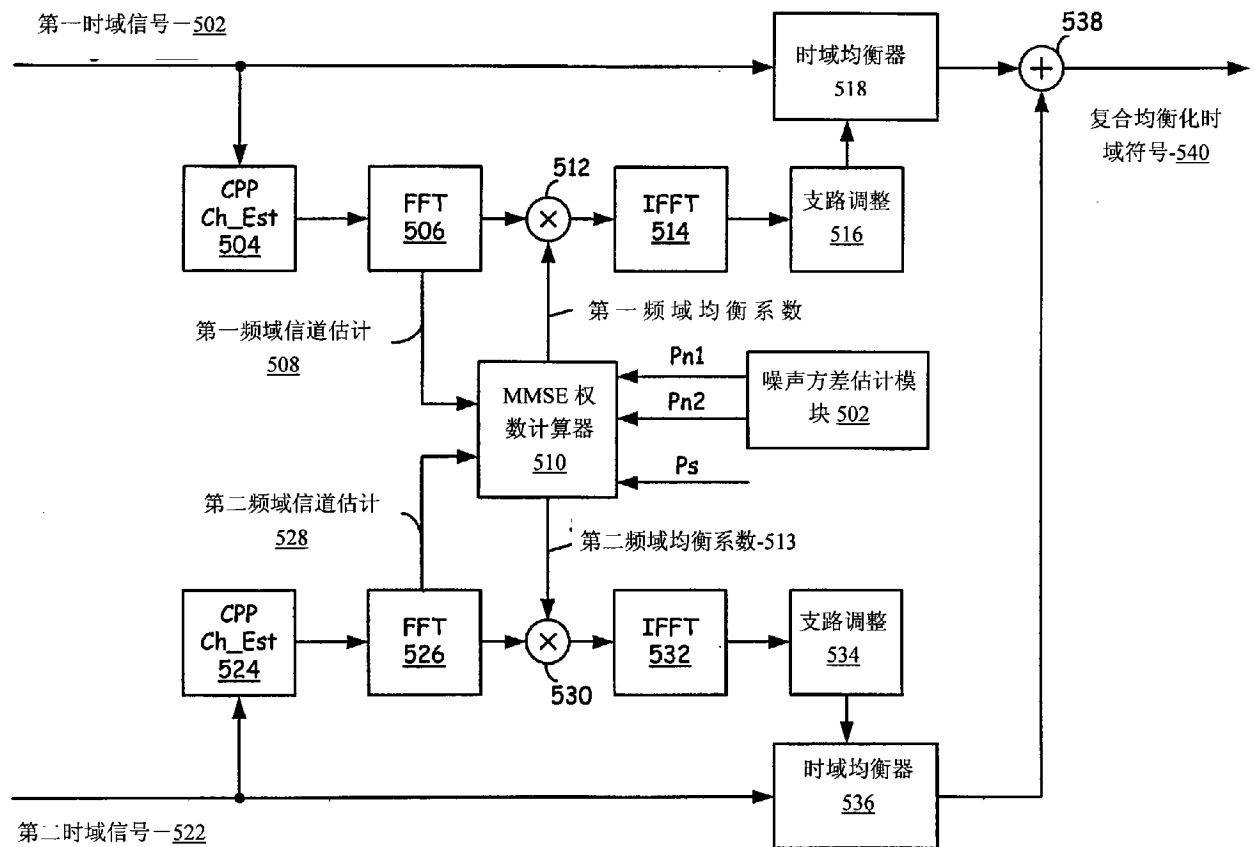


图 5

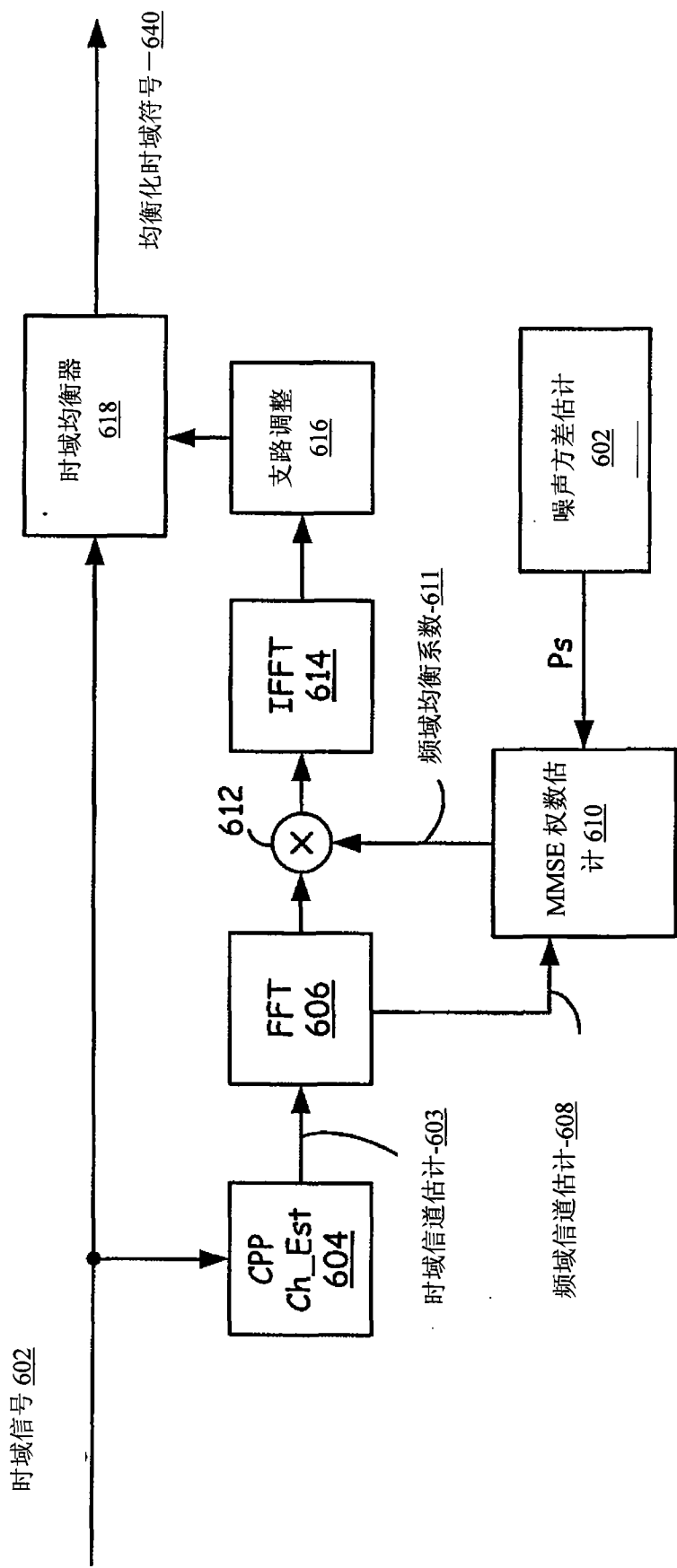


图 6

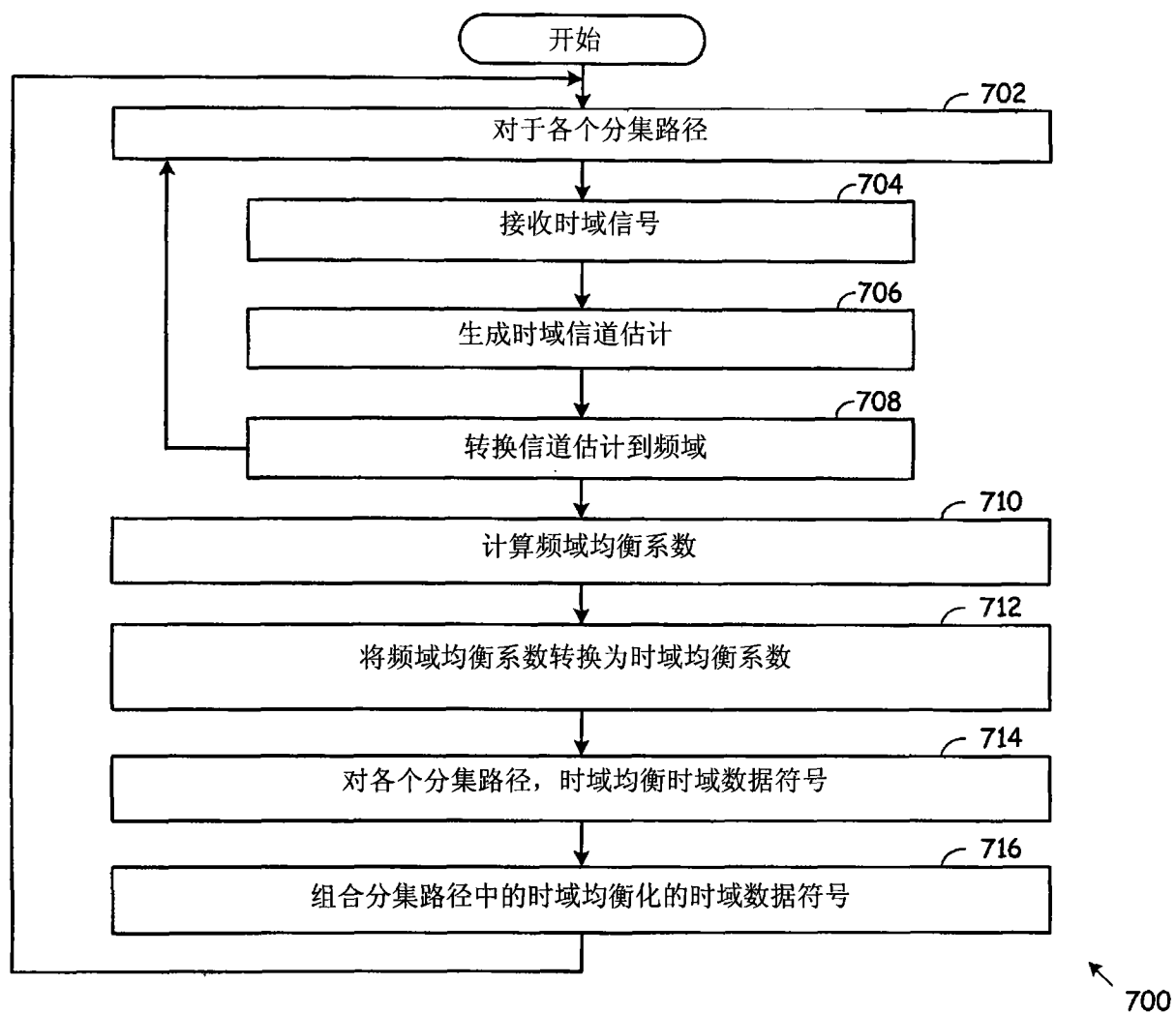


图 7

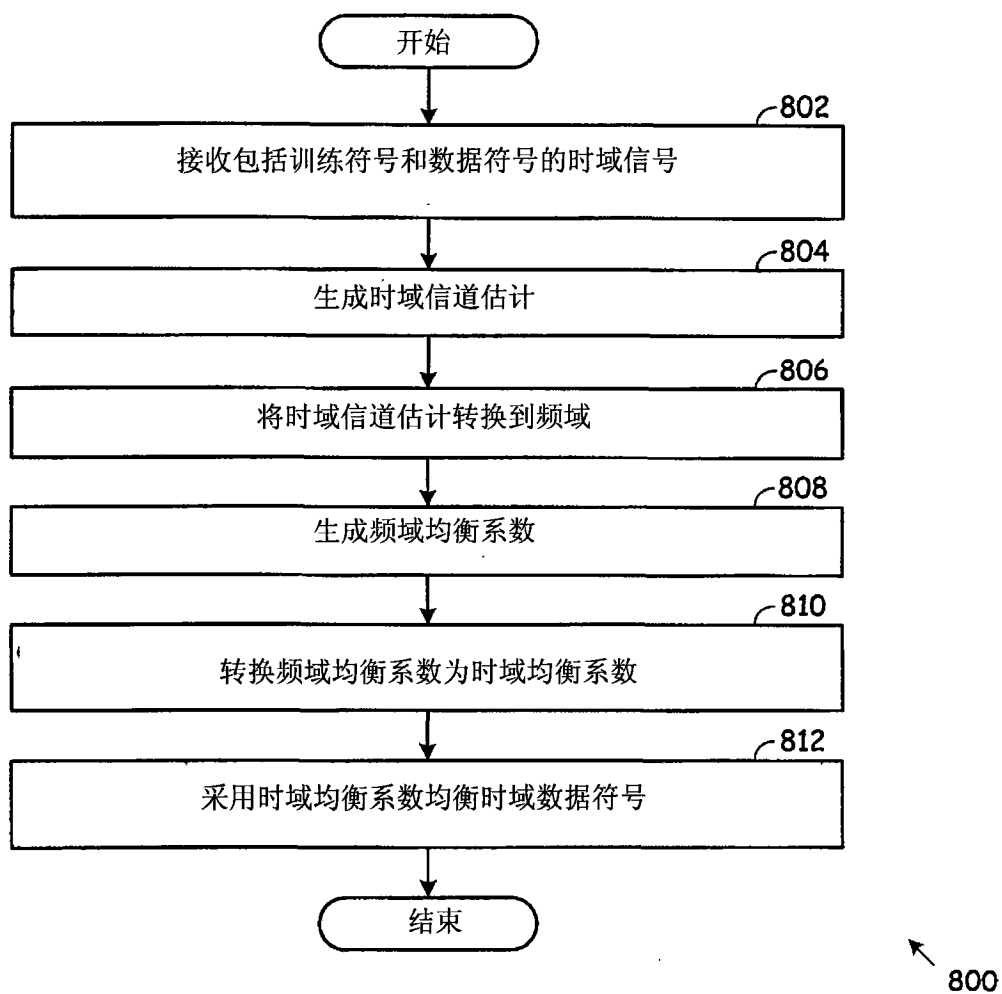


图 8

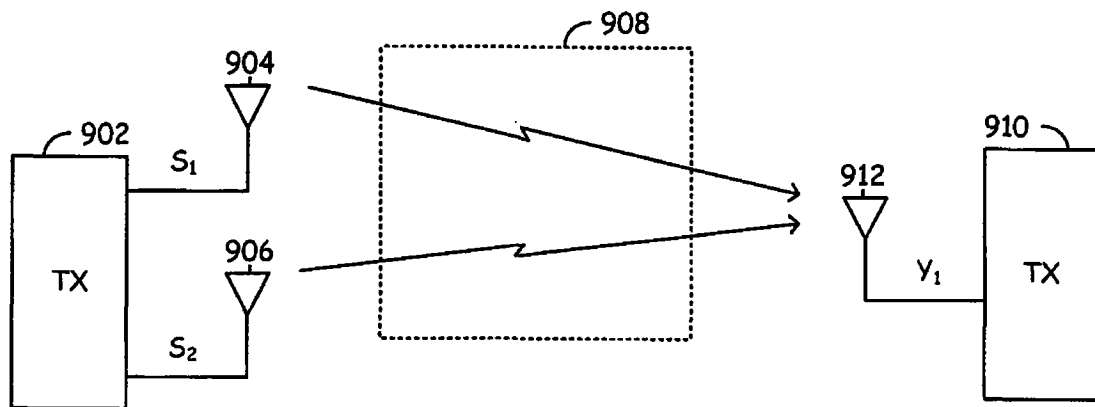


图 9 A

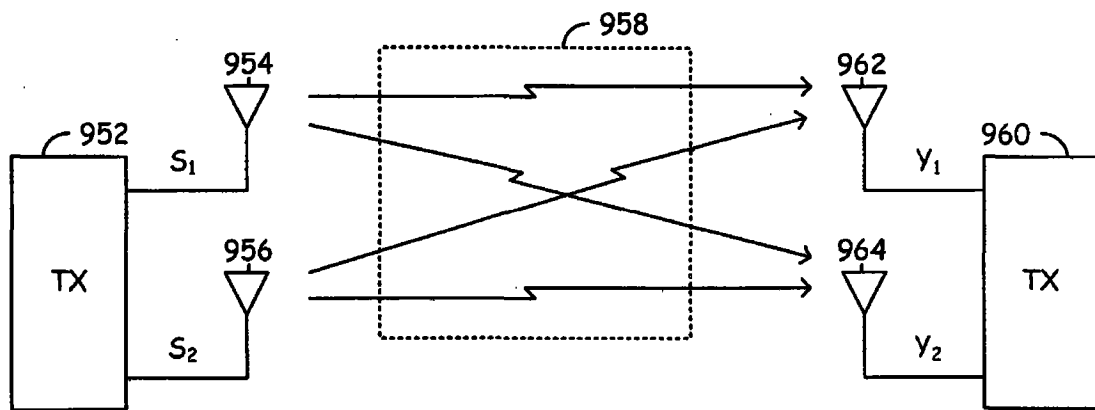


图 9 B

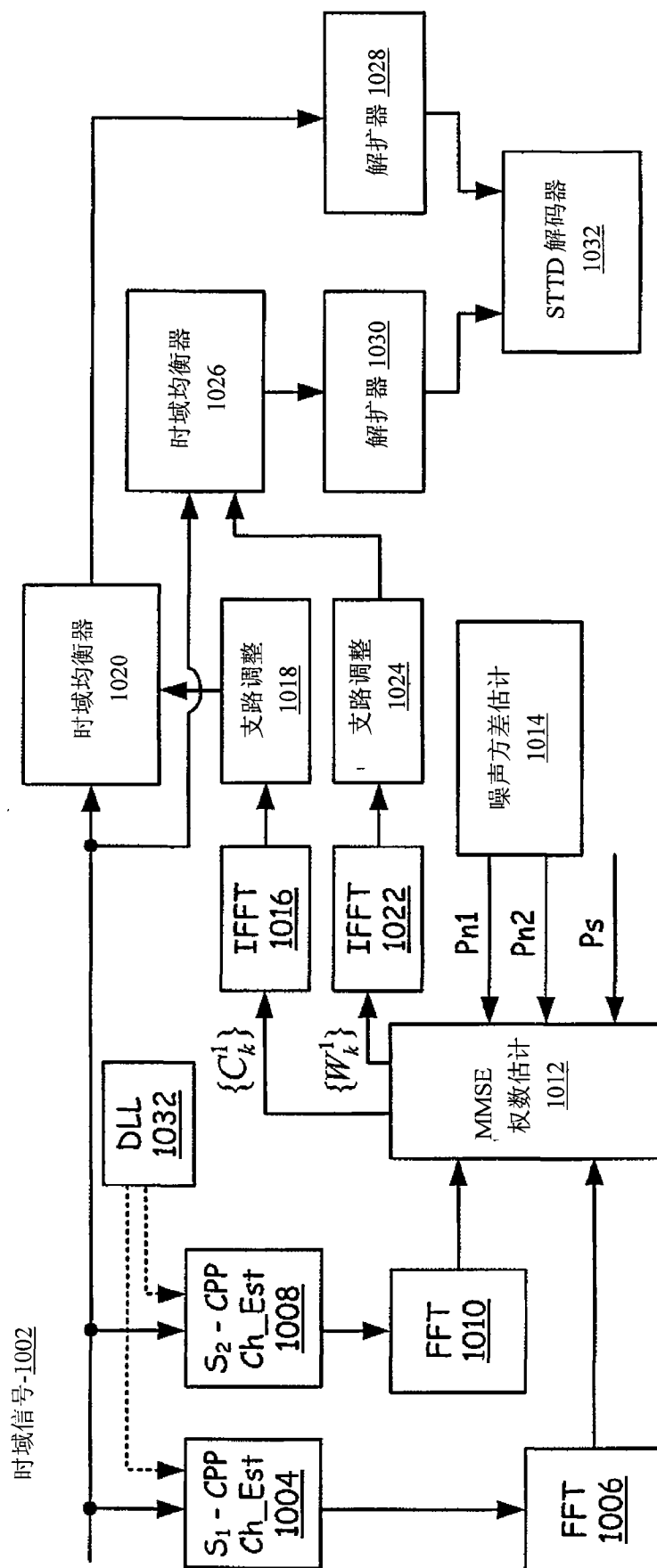


图 10

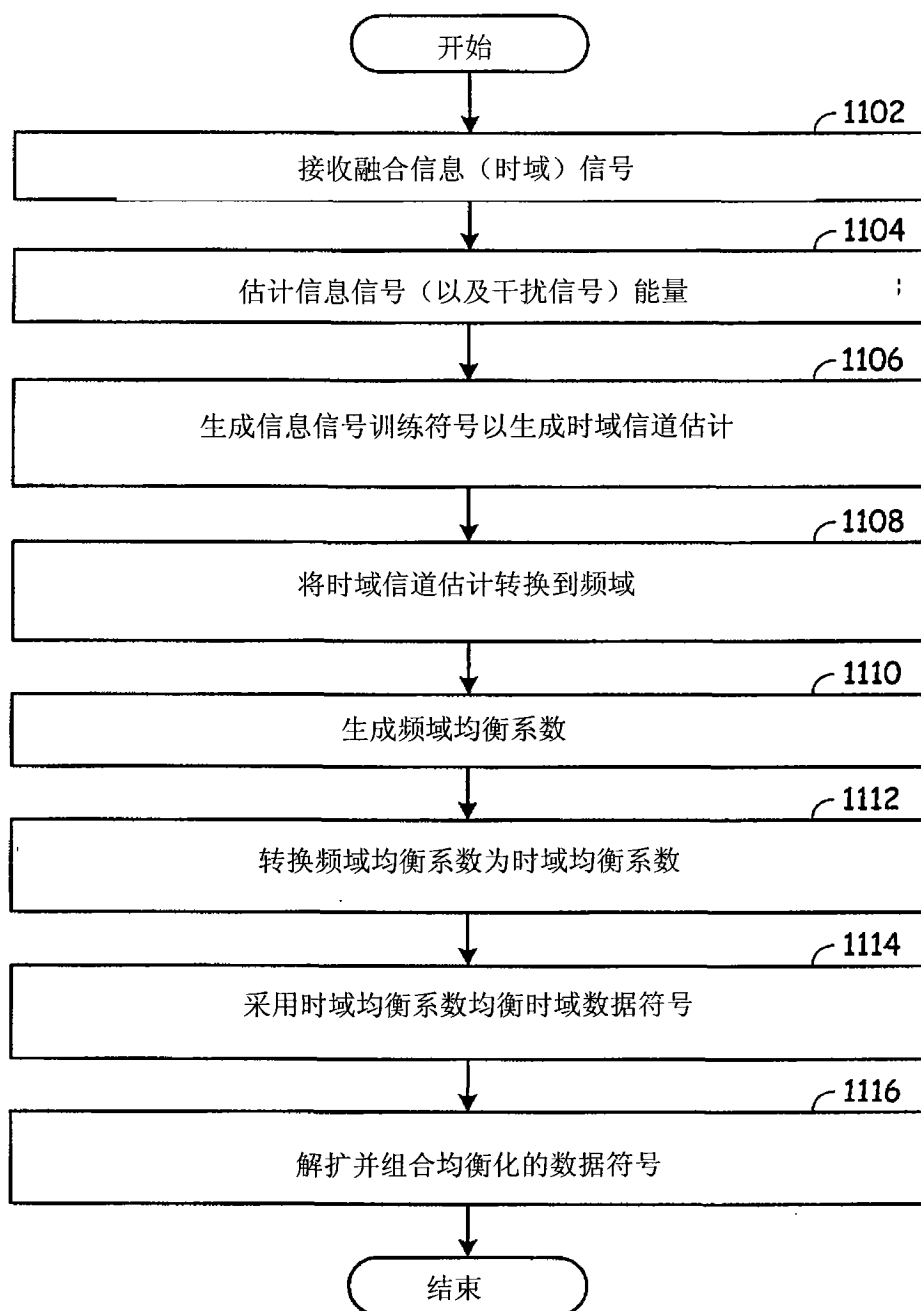


图 11

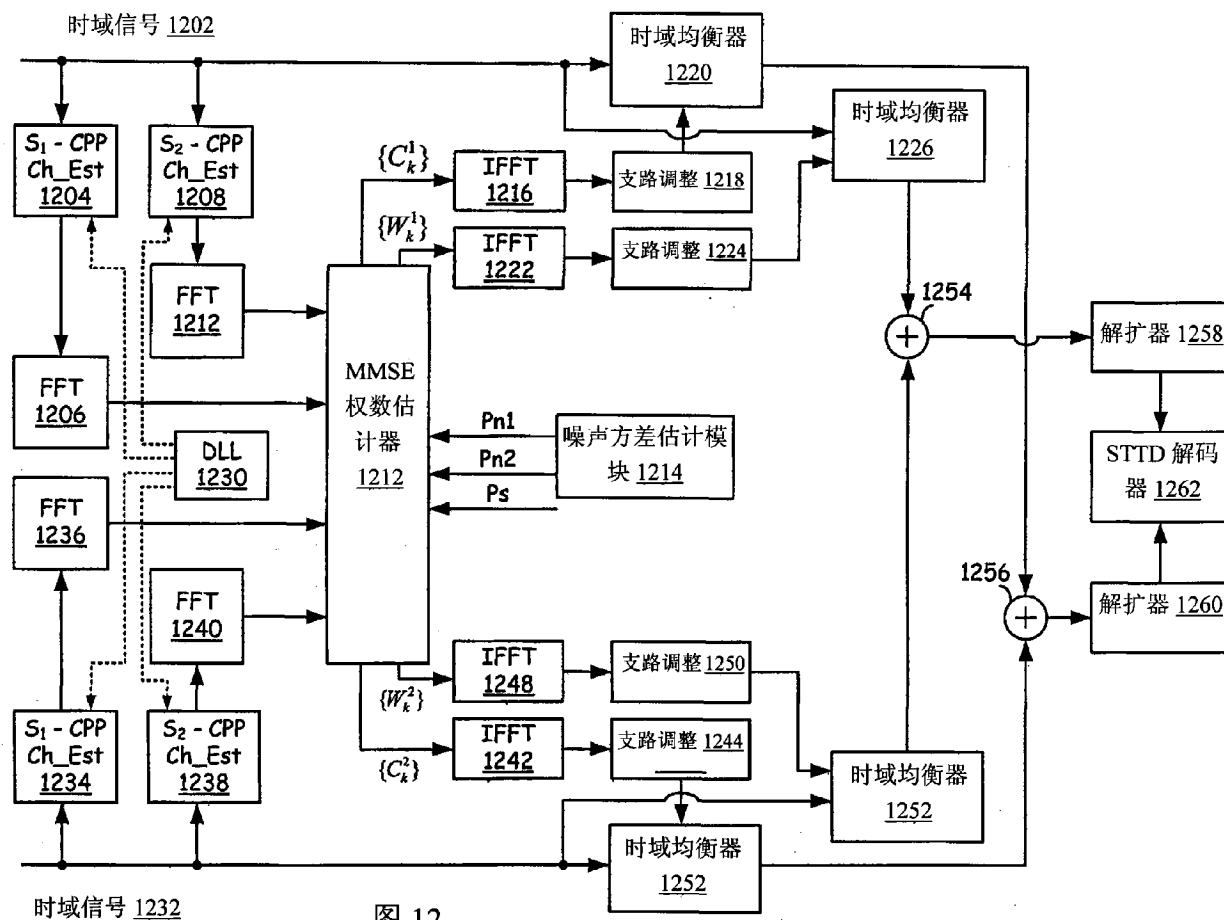


图 12

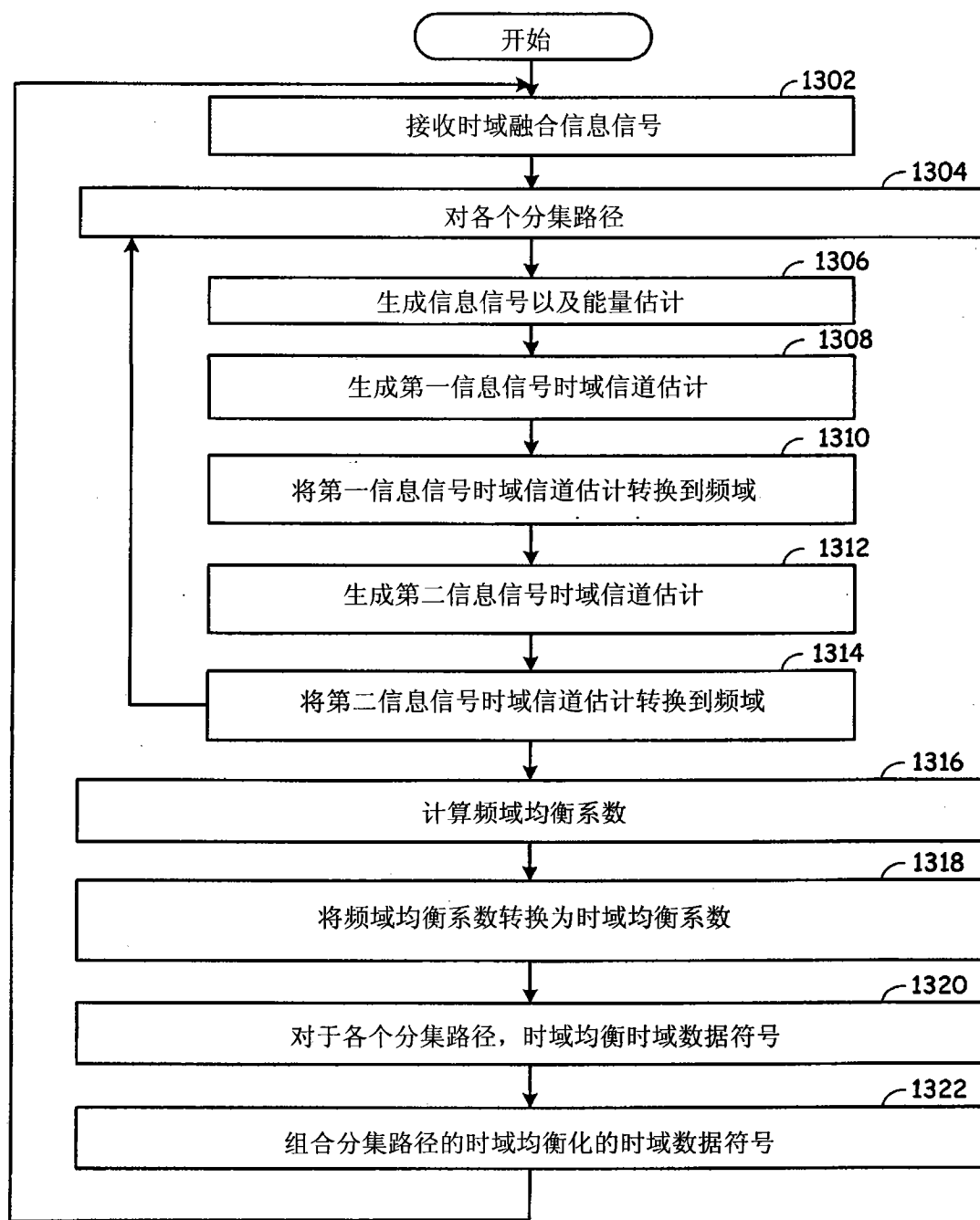


图 13

1300