

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 27/01 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200610058804.2

[43] 公开日 2007年1月10日

[11] 公开号 CN 1893406A

[22] 申请日 2006.2.27

[21] 申请号 200610058804.2

[30] 优先权

[32] 2005. 3. 1 [33] US [31] 60/657,564

[32] 2005. 5. 9 [33] US [31] 60/678,997

[32] 2005. 11. 10 [33] US [31] 11/271,692

[71] 申请人 美国博通公司

地址 美国加州

[72] 发明人 陈月 阿卡迪·莫列夫-施泰曼

阿里·海曼 纳尔逊·索伦伯格

曾怀玉 杨保国

[74] 专利代理机构 深圳市顺天达专利商标代理有限公司

代理人 蔡晓红 纪媛媛

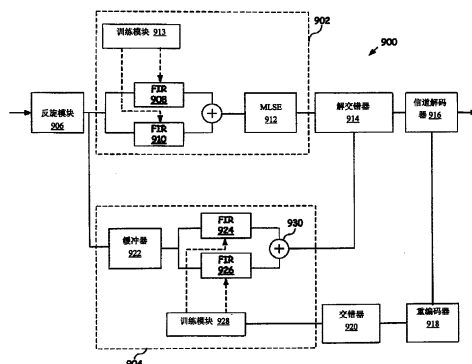
权利要求书 3 页 说明书 20 页 附图 13 页

[54] 发明名称

消除射频脉冲干扰的方法及装置

[57] 摘要

本发明公开了一种多分支均衡器处理模块和消除所接收到的射频脉冲中的干扰的方法。所述模块包括：第一均衡器处理分支，用于：基于已知的训练序列进行训练；对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；及从所述接收到的射频脉冲中提取数据位；第二均衡器处理分支，用于：基于已知的训练序列和重编码数据位进行训练，所述重编码数据位通过处理解码帧而产生；对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；及从所述接收到的射频脉冲中提取替换数据位。所述方法包括利用所接收的射频脉冲中的已知训练序列训练第一均衡器，之后，对射频脉冲进行均衡、解交错、解码、提取数据位、重编码等处理，产生重编码脉冲，并利用重编码脉冲训练第二均衡器处理分支。



1、一种多分支均衡器处理模块，用于消除所接收到的射频脉冲中的干扰，包括：

第一均衡器处理分支，用于：

基于已知的训练序列进行训练；

对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；及

从所述接收到的射频脉冲中提取数据位；

第二均衡器处理分支，用于：

基于已知的训练序列和重编码数据位进行训练，所述重编码数据位通过处理解码帧而产生；

对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；及

从所述接收的射频脉冲中提取替换数据位。

2、根据权利要求1所述的多分支均衡器处理模块，其中，所述解码帧由所述提取的数据位产生。

3、根据权利要求1所述的多分支均衡器处理模块，其中还包括：

解交错器；及

信道解码器，该信道解码器和所述解交错器连接于第一均衡器处理分支和第二均衡器处理分支，该信道解码器和所述解交错器的组合用于：

对包括所述提取的数据位的帧进行解码；及

对包括至少一部分替换数据位的替换帧进行解码。

4、根据权利要求1所述的多分支均衡器处理模块，其中，所述帧和替换帧是语音帧。

5、一种无线终端，包括：

射频前端，用于接收射频脉冲；

与射频前端通信相连的基带处理器，该基带处理器和射频前端用于从射频脉冲中生成基带信号；及

与基带处理器相连的多分支均衡器处理模块，该多分支均衡器处理模块

还包括：

均衡器接口，用于接收来自基带处理器的基带信号和输出软决策；

第一均衡器处理分支，用于：

基于已知的训练序列进行训练；

对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；

从所述接收到的射频脉冲中提取数据位；及

第二均衡器处理分支，用于：

基于包含已知训练序列和重编码数据位的至少部分重编码的脉冲进行训练，所述至少部分重编码的脉冲通过处理解码的帧而产生；

对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；及

从所述接收的射频脉冲中提取替换数据位；

其中，所述基带处理器和多分支均衡器处理模块的组合用于：

从软决策或替换软决策中产生数据块；

对所述数据块进行解交错；

从所述数据块解码帧；

对所述数据帧重新编码以产生至少部分重编码的数据块；及

对所述至少部分重编码的数据块进行交错处理以生成至少部分重编码的脉冲。

6、根据权利要求5所述的无线终端，其中，所述帧是语音帧或数据帧。

7、根据权利要求5所述的无线终端，其中：

所述第一均衡器处理分支包括：

I分量和Q分量干扰消除部分；及

判决反馈均衡器部分；

所述第二均衡器处理分支包括：

I分量和Q分量干扰消除部分；及

线性均衡器部分。

8、一种对接收到的射频脉冲进行均衡处理的方法，包括：

接收射频脉冲；

从所接收的射频脉冲中解码已知训练序列；
基于所解码的已知训练序列对第一均衡器进行训练；
用第一均衡器处理分支均衡所接收的射频脉冲；
对射频脉冲进行解交错；
解码射频脉冲以获得提取的软取样；
从所提取的软取样中解码数据位；
重新编码所述数据位以产生至少部分重编码的软取样；
交错所述至少部分重编码的软取样以产生至少部分重编码的脉冲；
从存储器中重新读取所述接收到的射频脉冲给第二均衡器处理分支；
使用所述至少部分重编码的脉冲训练第二均衡器处理分支；
用第二均衡器对存储器中的所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；
对所述射频脉冲进行解交错；
对所述射频脉冲进行解码以获取替换软取样；及
从所述替换软取样中解码替换数据位。

9、根据权利要求 8 所述的方法，其中，所述帧包括语音帧或数据帧。

10、根据权利要求 8 所述的方法，其中：

所述第一均衡器处理分支处理第一组 4 个射频脉冲以产生帧；及

所述第二均衡器处理分支处理存储器中的第二组 4 个射频脉冲以产生替换数据位。

消除射频脉冲干扰的方法及装置

技术领域

本发明涉及蜂窝式无线通信系统，更具体地说，涉及无线通信系统的无线终端对所接收到的数据信息进行处理以消除干扰的技术。

背景技术

蜂窝式无线通信系统给世界上许多居民区提供无线通信服务。蜂窝式无线通信系统的构建最初是服务于语音通信，但现在也用来支持数据通信。由于人们对因特网的认可及广泛应用，激发了对数据通信服务的需求。历史上，数据通信都是通过有线连接来提供服务的，但现在蜂窝式无线用户要求其无线设备也能够支持数据通信。很多无线用户希望能够通过他们的蜂窝电话、无线个人数字助理、无线笔记本电脑和/或其它无线设备进行网上冲浪、收发email、进行其它数据通信活动。这种无线通信系统对数据通信的需求在不断增长。因而，目前正在对现有无线通信系统进行扩建/改造以满足这些急速增长的数据通信需求。

蜂窝无线网包括网络基础架构，该网络基础结构与相应的服务覆盖区内的无线终端进行无线通信。这些网络基础架构通常包括分散在服务覆盖区内的多个基站，每个基站支持相应的蜂窝（无线小区）内的无线通信。基站与基站控制器（BSC）连接，每个基站控制器为多个基站提供服务。每个基站控制器与移动交换中心（MSC）连接。通常每个基站控制器还直接或间接地与因特网相连。

在操作上，每个基站与其蜂窝/无线小区内运行的多个无线终端通信。与基站连接的BSC，为MSC与服务基站（serving base station）之间的语音通信提供路由服务。MSC则把语音通信路由到另外的MSC或PSTN（公共交换电话网）。BSC为服务基站与分组数据网络之间的数据通信提供路由服务，所述

分组数据网络可以包括或连接到因特网。从基站到无线终端的传输称为前向链路（下行链路）传输，而从无线终端到基站的传输称为反向链路（上行链路）传输。

基站与其所服务的无线终端之间的无线链路通常按照一个（或多个）操作标准来运行。这些操作标准定义了无线链路的分配、建链、服务、拆链的方式。全球移动通信系统（GSM）标准是一种很流行的蜂窝系统标准。GSM标准，或者简称 GSM，在欧洲占有主导地位，也广泛用于全球范围。GSM 最初仅提供语音通信服务，但它已经修改以提供数据通信服务。GSM 基础上的通用分组无线业务（GPRS）和增强型数据速率演进技术（EDGE）通过共享 GSM 的信道带宽、时隙结构（slot structure）和时隙定时（slot timing），能够和 GSM 共存。GPRS 和 EDGE 还可以作为其它标准的迁移路径，例如，IS-136 和太平洋数字蜂窝（PDC）。

EDGE 为了在 200 KHz 的 GSM 信道上提高数据速率，它采用了较高阶的调制，8 进制相移键控（8-PSK）调制和 GSM 标准的高斯最小频移键控（GMSK）调制。EDGE 包含(allow for)有 9 个不同的（可自动、快速选择的）空中接口格式，也就是调制编码方案（MCS），具有各种不同程度的误码控制保护。对于空中传输，根据应用的即时需求，低 MCS 模式（MCS 1-4）采用 GMSK（低数据率）调制，而高 MCS 模式（MCS 5-9）采用 8-PSK（高数据率）调制。

当蜂窝电话处于接收模式时，同信道和邻近信道上 GMSK/8PSK 信号出现有色噪声（colored noise）。为了更好地接收传送给蜂窝电话的信息，蜂窝电话必须尽量消除这些干扰信号。先前，消除这些干扰信号的技术包括对接收到的信号进行信道均衡处理。但是，现有的信道均衡技术无法有效地消除同信道和邻近信道噪声。因而，需要对干扰消除技术进行改进。

发明内容

本发明涉及装置以及方法，本文后面的附图说明、具体实施方式以及权利要求中，将对这两者进行更详细的阐述。

根据本发明，提供一种多分支均衡器处理模块，用于消除所接收到的射频脉冲(RF burst)中的干扰，包括：

第一均衡器处理分支，用于：

基于已知的训练序列进行训练；

均衡所述接收到的射频脉冲；

从所述接收到的射频脉冲中提取数据位；

第二均衡器处理分支，用于：

基于已知的训练序列和重编码数据位进行训练，所述重编码数据位通过处理解码帧而产生；

均衡所述接收到的射频脉冲；和

从所述接收的射频脉冲中提取替换数据位。

优选地，在本发明的多分支均衡器处理模块中，所述解码帧由所述提取的数据位产生。

优选地，本发明的多分支均衡器处理模块还包括：

解交错器；及

信道解码器，该信道解码器和所述解交错器连接于第一均衡器处理分支和第二均衡器处理分支，该信道解码器和所述解交错器的组合用于：

对包括所述提取的数据位的帧进行解码；及

对包括至少一部分替换数据位的替换帧进行解码。

优选地，在本发明的多分支均衡器处理模块中，所述帧和替换帧是语音帧。

优选地，在本发明的多分支均衡器处理模块中，所述帧和替换帧是数据帧。

优选地，在本发明的多分支均衡器处理模块中：

所述第一均衡器处理分支包括：

I分量和Q分量干扰消除部分；及

判决反馈均衡器部分；

所述第二均衡器处理分支包括：

I分量和Q分量干扰消除部分；及
线性均衡器部分。

优选地，在本发明的多分支均衡器处理模块中，射频脉冲包括承载数据位的高斯最小频移键控（GMSK）符号和8PSK干扰符号。

优选地，本发明的多分支均衡器处理模块还包括：
编码器；

交错器，该交错器与所述编码器的组合用于：

处理解码帧以产生重编码数据位；及

给第二均衡器处理分支提供训练信号，其中，该训练信号用来基于已知的训练序列和重编码数据位对第二均衡器处理分支进行训练。

根据本发明的一方面，提供一种无线终端，包括：

射频前端，用于接收射频脉冲；

与射频前端通信相连的基带处理器，该基带处理器和射频前端用于从射频脉冲中生成基带信号；

与基带处理器相连的多分支均衡器处理模块，该多分支均衡器处理模块还包括：

均衡器接口，用于接收来自基带处理器的基带信号和输出软决策；

第一均衡器处理分支，用于：

基于已知的训练序列进行训练；

对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；

从所述接收到的射频脉冲中提取数据位；及

第二均衡器处理分支，用于：

基于包含已知训练序列和重编码数据位的至少部分重编码的脉冲进行训练，所述至少部分重编码的脉冲通过处理解码的帧而产生；

对所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；及

从所述接收的射频脉冲中提取替换数据位；

其中，所述基带处理器和多分支均衡器处理模块的组合用于：

从软决策或替换软决策中产生数据块；
对所述数据块进行解交错；
从所述数据块解码帧；
对所述数据帧重新编码以产生至少部分重编码的数据块；及
对所述至少部分重编码的数据块进行交错处理以生成至少部分重编码的脉冲。

优选地，在本发明的无线终端中，所述帧是语音帧或数据帧。

优选地，在本发明的无线终端中：

所述第一均衡器处理分支包括：

I分量和Q分量干扰消除部分；及
判决反馈均衡器部分；

所述第二均衡器处理分支包括：

I分量和Q分量干扰消除部分；及
线性均衡器部分。

优选地，在本发明的无线终端中，用来训练第二均衡器处理分支的至少部分重编码脉冲是完全重新编码的。

优选地，在本发明的无线终端中，射频脉冲包括承载数据位的高斯最小频移键控（GMSK）符号和八进制相移键控(8PSK)干扰符号。

优选地，本发明的无线终端还包括：

编码器；

交错器，该交错器与所述编码器的组合用于：

将数据帧重新编码以产生至少部分重编码的数据块；及
将至少部分重编码的数据块进行交错处理以产生至少部分重编码的脉冲。

根据本发明的一方面，提供一种对接收到的射频脉冲进行均衡处理的方法，包括：

接收射频脉冲；

从所接收的射频脉冲中解码已知训练序列；
基于所解码的已知训练序列对第一均衡器进行训练；
用第一均衡器处理分支均衡所接收的射频脉冲；
对射频脉冲进行解交错；
编码射频脉冲以获得提取的软取样；
从所提取的软取样中解码数据位；
重新编码所述数据位以产生至少部分重编码的软取样；
交错所述至少部分重编码的软取样以产生至少部分重编码的脉冲；
从存储器中重新读取所述接收到的射频脉冲给第二均衡器处理分支；
使用所述至少部分重编码的脉冲训练第二均衡器处理分支；
用第二均衡器对存储器中的所述接收到的射频脉冲进行均衡处理；
对所述射频脉冲进行解交错；
对所述射频脉冲进行解码以获取替换软取样；及
从所述替换软取样中解码替换数据位。

优选地，在本发明的方法中，所述帧包括语音帧或数据帧。

优选地，在本发明的方法中：

所述第一均衡器处理分支处理第一组 4 个射频脉冲以产生帧；及

所述第二均衡器处理分支处理存储器中的第二组 4 个射频脉冲以产生替换数据位，其中，第一组 4 个射频脉冲先于第二组 4 个射频脉冲。

优选地，在本发明的方法中，所述第一均衡器处理分支包括 4 抽头(4-tap)的预滤波器和 MLSE；所述第二均衡器处理分支包括 7 抽头(7-tap)的线性均衡器(LE)。

优选地，在本发明的方法中，所述射频脉冲包括承载数据位的 GMSK 符号和 8PSK 的干扰符号。

下面的具体实施方式以及附图说明，将使本发明的其它特征和优点更加明了。

附图说明

为了更完全地理解本发明及其优点，下面将结合附图及实施例对本发明作进一步说明，附图中：

图 1 是根据本发明支持无线终端通信的蜂窝式无线通信系统的局部示意图；

图 2 是根据本发明构建的无线终端的示意框图；

图 3 是 GSM 帧的一般结构以及 GSM 帧承载数据块的方式的示意图；

图 4 是下行链路传输的构成示意框图；

图 5 是从一连串射频脉冲中恢复数据块的相关步骤的示意框图；

图 6 是从一连串射频脉冲中恢复语音数据的相关步骤的示意框图；

图 7 是从数据或语音帧中恢复脉冲的相关步骤的示意框图；

图 8A 和图 8B 是无线终端接收和处理射频脉冲的流程图；

图 9 是本发明的一实施例的多分支脉冲均衡组件的结构示意图；

图 10 是本发明的一实施例的脉冲均衡组件的示意框图；

图 11 是本发明的一实施例的脉冲均衡组件的示意框图；

图 12 是本发明的一实施例的运作的流程图。

具体实施方式

附图示出了本发明的优选实施例，图中相同的附图标记对应于各幅附图中相同或相应的部件。

高斯最小频移键控（GMSK）调制系统能模拟成实域中的单路输入双路输出系统。该模式是虚拟的单路发射 2 路接收系统。多天线的干扰消除技术能够应用到本发明实施例提供的 GMSK 系统，该 GMSK 系统能够充分地满足上述需求和其它需求。本发明提供一种能够消除所接收到的射频脉冲中的干扰信号的多分支均衡器处理模块。该多分支均衡器处理模块包括多个均衡器处理分支。一个均衡器处理分支能够基于已知的训练序列进行训练，并对接收到的射频脉冲进行均衡处理。所得的结果接着被进一步处理并用来训练第二均衡器处理分支。然后，第二均衡器处理分支对接收到的射频脉冲进行均衡处理，基于对干扰信号的消除处理，生成输出。这样，就改良了对所接收

到的射频脉冲的处理。

图 1 是根据本发明实施例支持无线终端通信的蜂窝式无线通信系统 100 的局部示意图。蜂窝式无线通信系统 100 包括移动交换中心 (MSC) 101, GPRS 业务支持节点/EDGE 业务支持节点 (SGSN/SESN) 102, 基站控制器 (MSC) 152 和 154, 基站 103、104、105 和 106。SGSN/SESN 102 通过 GPRS 网关支持节点 (GGSN) 112 与因特网 114 连接。传统的语音终端 121 与 PSTN (公共交换电话网) 110 连接。通过因特网传输的语音 (IP 语音) 终端 123 和个人计算机 125 连接到因特网 114。MSC 101 与 PSTN 110 相连。

基站 103-106 中的每一个基站都服务于一个蜂窝/无线小区, 每个基站在其所服务的蜂窝/无线小区内支持无线通信。包括前向链路和反向链路的无线链路支持基站与其所服务的无线终端之间的无线通信。这些无线链路将产生同信道 (co-channel) 和邻近信道 (adjacent channel) 信号, 表现为有色或白色噪声。如上所述, 这些噪声可能会干扰预期的感兴趣的信号。因此, 本发明提供了一种在这类恶劣信噪比 (SNR) 或低信号干扰比 (SIR) 环境中消除干扰的技术。

这些无线链路可以支持数字数据通信、IP 语音通信和其它数字多媒体通信。蜂窝式无线通信系统 100 在支持模拟通信方面是可以后向兼容的。因此蜂窝式无线通信系统 100 可以支持全球移动通信系统 (GSM) 标准及其扩展的增强型数据速率演进技术 (EDGE)。蜂窝式无线通信系统 100 也可以支持 GSM 扩展的通用分组无线业务 (GPRS)。本发明还应用于其它标准, 如 TDMA 标准、CDMA 标准等。通常, 本发明能够应用于数字通信技术中, 以解决通信干扰的鉴别和消除的问题。

无线终端 116、118、120、122、124、126、128 和 130 通过无线链路以及基站 103-106 与蜂窝式无线通信系统 100 连接。如图所示, 无线终端可以包括蜂窝式移动电话 116 和 118、膝上型计算机 120 和 122、台式计算机 124 和 126、数据终端 128 和 130。但是该蜂窝式无线通信系统也支持与其它类型无线终端的通信。众所周知, 膝上型计算机 120 和 122、台式计算机 124 和 126、数据终端 128 和 130、蜂窝式移动电话 116 和 118 之类的设备, 能够在因特网

114 上“冲浪”，发送和接收数据通信如 email，发送和接收文件，以及执行其它数据操作。这些数据操作很多都要求很高的下载数据传输率，而对上传数据传输率要求则没有那么严格。因此，部分或全部的无线终端 116-130 能够支持 EDGE 操作标准。这些无线终端 116-130 也支持 GSM 标准，可能也支持 GPRS 标准。

图 2 是无线终端 200 的示意框图。图 2 中的无线终端 200 包括射频收发器 202、数字处理组件 204、以及机壳内的其它各种组件。数字处理组件 204 包括两个主要的功能组件：物理层处理、语音编/解码器 (CODEC)、基带编/解码器 (CODEC) 功能块 206；协议处理、人机接口功能块 208。数字信号处理器 (DSP) 是物理层处理、语音编/解码器 (CODEC)、基带编/解码器 (CODEC) 功能块 206 的主要组件，而微处理器如精简指令集 (RISC) 处理器是协议处理、人机接口功能块 208 的主要组件。DSP 也可以称为无线接口处理器，而 RISC 处理器可以称为系统处理器。但是这些命名约定，不应当认为是对这些组件的功能的限制。

射频收发器 202 与天线 203、数字处理组件 204、电池 224 连接，其中电池 224 给无线终端所有的组件提供电源。物理层处理、语音编/解码器 (CODEC)、基带编/解码器 (CODEC) 功能块 206 与协议处理、人机接口功能块 208、麦克风 226、扬声器 228 连接。协议处理、人机接口功能块 208 与多种组件连接，这些组件包括但不限于：个人电脑/数据终端设备接口 210、键盘 212、用户识别卡 (SIM 卡) 端口 213、照相机 214、闪存 216、静态存储器 (SRAM) 218、液晶显示屏 (LCD) 220 和发光二极管 (LED) 222。有照相机 214 和 LCD 220 时，这些组件支持静态图像和/或动态图像。这样，图 2 所示的无线终端 200 就能够通过蜂窝式网络支持视频和音频服务。

图 3 是 GSM 帧的一般结构以及 GSM 帧承载数据块的方式的示意图。持续时间为 20 毫秒 (ms) 的 GSM 帧被分为 4 个四分之一帧。每一四分之一帧包括 8 个时隙 (时隙 0-7)。每个时隙大概持续 625 微秒 (μs)，包括左边、右边和中间码三部分。时隙上左边和右边的射频脉冲承载数据，而中间码是训练序列。

根据所支持的调制编码方案模式，GSM 帧的 4 个时隙上的射频脉冲，承载一个分段的 RLC（无线链路控制）块、一个完全的 RLC 块或者两个 RLC 块。例如，数据块 A 由四分之一帧 1 的时隙 0、四分之一帧 2 的时隙 0、四分之一帧 3 的时隙 0 和四分之一帧 4 的时隙 0 承载。数据块 A 可以承载一个分段的 RLC 块、一个 RLC 块或者两个 RLC 块。同样地，数据块 B 被四分之一帧 1 的时隙 1、四分之一帧 2 的时隙 1、四分之一帧 3 的时隙 1 和四分之一帧 4 的时隙 1 承载。每一组时隙，即每个四分之一帧的时隙 n 的 MCS 模式，对于 GSM 帧来说，是一致的，但会随着 GSM 的变化而变化。更进一步地，每一组时隙之间，其 MCS 模式是不相同的，如每一四分之一帧的时隙 0 的 MCS 模式，与每一四分之一帧上时隙 1-7 的 MCS 模式，可能是不同的。所述 RLC 块可以承载语音数据或其它数据。

图 4 描绘了把数据映射到射频脉冲中的各个步骤。数据最初是未编码的，可能带有数据块报头。块编码操作执行数据块的外部编码并支持对数据块进行检错/纠错。外部编码操作通常采用循环冗余码校验（CRC）或法尔码（Fire Code）。图中示出外部编码操作添加了数据的尾位和/或块编码序列（BCS），其附加在数据后。在 CS-1 编码方案下，采用块编码和卷积编码对报头和数据一起编码；在非 CS-1 编码方案下，报头和数据信息通常是分开编码的。

法尔码支持检错/纠错。法尔码是把冗余位添加到数据报头位和数据位的截短二进制循环码。法尔码的纯检错能力强大到未被检测出来的错误得以通过的几率仅仅为 2^{-40} 。在块编码把用于检错的冗余位添加到数据中之后，计算用于纠错的附加冗余，以校正无线信道造成的传输差错。内部的纠错或编码方案是基于卷积编码的。

卷积编码器生成的一些冗余位可以在传送前进行凿孔（puncture）操作。这种“凿孔”操作提高了卷积编码的速率，减少了每个传输的数据块的冗余。“凿孔”还降低了对带宽的需求以使卷积编码信号适合可利用的信道比特流。卷积编码凿孔位被传给交错器，交错器把各种比特流交错后，分割成 4 个脉冲。

图 5 是从射频脉冲中恢复数据块的相关步骤的示意框图。通常 1 个数据

块由 4 个射频脉冲构成。接收并处理这些脉冲。当 4 个射频脉冲都接收后，这 4 个射频脉冲被组合以形成一个编码数据块。随后，该编码数据块被解凿孔(depuncture) (如果需要的话)，根据内部解码方案解码，接着根据外部编码方案解码。解码后的数据块包括数据块报头和数据。根据数据和报头被编码的方式，有可能进行部分解码就能识别数据。

图 6 是从传送的语音帧中恢复数据的相关步骤的示意框图。这个过程与图 5 的类似。典型地，传送的是 20 毫秒的语音帧，其中，该语音帧的前半部分在第一串射频脉冲中传送，后半部分在第二串射频脉冲中传送。图 6 中所示的是一组 4 个射频脉冲，这 4 个脉冲与第一个语音帧—语音帧 n 的偏移量是 10 毫秒。其中，语音帧 n 的后半部分与后一个语音帧 $n+1$ 的前半部分，被编码和交错到这 4 个射频脉冲中。当这 4 个射频脉冲被处理后，编码块生成数据流，该数据流包含了语音帧 n 的后半部分和语音帧 $n+1$ 的前半部分。储存在存储器中的语音帧 n 的前半部分，可以与语音帧 n 的后半部分结合，生成有效的语音帧 n 相关的数据。

图 7 所示的对语音帧 n 的数据的重编码，会产生至少部分重编码的数据脉冲，该重编码数据脉冲可以用于训练第二均衡器处理分支。如前所述，把从前一组射频脉冲恢复出来的语音帧前半部分，与从当前组射频脉冲恢复出来的语音帧后半部分进行组合，以生成语音帧的数据。用循环冗余码校验对语音帧进行确认和纠错以生成有效语音帧。该有效语音帧随后被重编码。但是，只有重编码的语音帧 n 的后半部分用来部分再造射频脉冲。可以对重编码的语音帧 n 的后半部分进行分割和交错处理以生成部分编码的射频脉冲。因为语音帧 $n+1$ 的后半部分还没有处理，所以这些射频脉冲仅是部分重编码的。因为语音帧 $n+1$ 没有被确认，所以重编码的语音帧 $n+1$ 的前半部分不可能也未用于再造(recreate)射频脉冲。根据本发明的一个实施例，基于语音帧 n 的部分重编码的射频脉冲，结合已知的训练序列，能够更好地训练第二均衡器处理分支。

图 8A 和图 8B 是无线终端 200 接收和处理射频脉冲的流程图。图 8A 和图 8B 所示的操作对应于 GSM 帧相应的时隙上的单个射频脉冲。射频前端，基带

处理器和均衡器处理分支模块执行这些操作。通常当上述组件之一执行操作时，这些操作步骤启动。但是，在不脱离本发明的范围的情况下，这些部件之间处理职能的划分可以是不同的。

如图 8A 所示，处理流程自射频前端接收 GSM 帧相应的时隙上的射频脉冲开始（步骤 802）。然后，射频前端把射频脉冲转换成基带信号（步骤 804）。转换完成后，射频前端给基带处理器发送中断信号（步骤 806）。这样，如图所示，射频前端执行步骤 802-806。

接着，基带处理器接收该基带信号（步骤 808）。在一个典型的操作中，射频前端、基带处理器或调节器/解调器对该模拟基带信号采样以使基带信号数字化。接收到基带信号（数字格式）后，基带处理器在步骤 810 中对基带信号的调制模式进行盲检测（blind detection）。调制模式的盲检测确定了基带信号所对应的调制模式。在一个优选的实施例里，根据 GSM 标准，调制模式既可以是高斯最小频移键控（GMSK）调制，也可以是 8 进制相移键控（8-PSK）调制。基带处理器确定调制模式后，基于所确定的调制模式，选择合适的处理分支进行处理（步骤 812）。

对于 GMSK 调制，在步骤 814 中，基带处理器对基带信号进行反旋和频率校正。接着，在步骤 816 中，基带处理器对基带信号进行脉冲功率评估。在步骤 820 中（见图 8B 分页连接箭头 A），基带处理器接着进行定时（timing）、信道、噪声、信噪比（SNR）评估。随后，基带处理器执行自动增益控制（AGC）循环计算（loop calculations）（步骤 822）。接着，基带处理器对基带信号进行软决策比例因子的确定（步骤 824）。步骤 824 之后，在步骤 826 中，基带处理器执行基带信号的匹配滤波操作。

步骤 808-826 称为预均衡处理操作。基带处理器对基带信号执行这些预均衡处理操作后，生成了处理后的基带信号。完成这些预均衡处理之后，基带处理器给均衡器模块发送命令。

以多分支均衡器运行的均衡器模块将在图 9 中进一步讨论。均衡器模块接收到命令之后，基于调制模式（GMSK 或 8PSK），准备对处理后基带信号进行均衡。步骤 828 中，均衡器模块接收来自基带处理器的处理后的基带信

号、设置、和/或参数，并对基带信号的左边进行最大似然序列估测（MLSE）均衡。如前面的图 3 所示，每一个射频脉冲包括数据左边、中间码和数据右边。典型地，在步骤 828 中，均衡器模块均衡射频脉冲的左边以生成该左边的软决策。然后，在步骤 830 中，均衡器模块均衡该处理后的基带信号的右边。该均衡操作生成了多个与该右边相关联的软决策。通常，对脉冲进行均衡是以脉冲中已知的训练序列为基础。但是，本发明的实施例中，可以利用重编码或者部分重编码数据以改良均衡处理。这可以采用迭代处理的形式，其中，第一分支对射频脉冲串执行脉冲均衡，第二模块基于第一分支均衡处理的结果进行二次均衡。

随后，均衡器模块给基带处理发送中断信号，指示该射频脉冲的均衡操作已经完成。接着，基带处理器从均衡器模块中接收软决策。下一步，在步骤 832 中，基带处理器基于来自均衡器模块的软决策来确定左右两边平均相位。在步骤 836 中，基带处理器基于来自均衡器模块的软决策执行频率评估和频率追踪。在这里，步骤 832/854 和步骤 836 的操作称为“均衡后处理”。步骤 836 之后，对该射频脉冲的处理已经完成。

回到图 8A 中，当步骤 810 中盲检测结果为 8PSK 调制时，基带处理器和均衡器模块选取右边的处理分支。首先，在步骤 818 中，基带处理器对基带信号执行反旋和频率校正。随后的步骤 820 中，基带处理器执行该射频脉冲的脉冲功率评估。顺着分页连接箭头 B 参考图 8B，在步骤 840 中，基带处理器执行定时（timing）、信道、噪声和信噪比（SNR）评估。接着，步骤 842 中，基带处理器执行该基带信号的 AGC 循环计算。下一步，步骤 844 中，基带处理器计算判决反馈均衡器（DFE）系数，步骤 844 中均衡器模块将用到该系数。后文将对这些为生成这些系数而做的处理进行更详细的阐述。图 9 和之后的图对采用多分支均衡器的这些决策进行讨论。接着，步骤 846 中，基带处理器对射频脉冲执行预均衡操作。最后，步骤 848 中，基带处理器给射频脉冲确定软决策比例因子。此处基带处理器 30 所执行的步骤 818-848 称为 8PSK 调制基带信号的“预均衡器处理”操作。步骤 848 完成后，基带处理器给均衡器模块发送命令，以均衡处理后的基带信号。

均衡器模块接收到来自基带处理器的命令后，从基带处理器接收该预均衡处理后的基带信号、设置、和/或参数，开始对该预均衡处理后的基带信号进行均衡。均衡器模块首先准备好状态值 (state value)，步骤 850 中均衡该 8PSK 调制的预均衡处理后的基带信号时，用到该状态值。在所举的实施例中，均衡器模块采用最大后验概率 (MAP) 均衡法。接着，步骤 852 中，均衡器模块用 MAP 均衡法均衡该预均衡器理后的基带信号的左边和右边以生成该处理后基带信号的软决策。步骤 854 完成后，均衡器模块发送中断信号到基带处理器中，指示对该基带信号的均衡处理已经完成。

接着，基带处理器接收来自均衡器模块的软决策。下一步中，基带处理器基于步骤 854 的软决策来确定该处理后的基带信号的左右两端的平均相位。最后，步骤 836 中，基带处理器执行该基带信号的频率评估和追踪。步骤 854 和 836 的操作称为均衡后处理操作。步骤 836 后，对一个射频脉冲的均衡处理已经完成。上述处理过程描述了从射频脉冲中恢复数据块的各个步骤。

虽然图 8A 和图 8B 中的操作可以用无线终端的特定组件来执行，这种操作划分可以用不同的组件来执行。例如，在另外的实施例中，均衡操作可以用基带处理器或系统处理器来执行。另外，在另外的实施例中，解码操作可以用基带处理器或系统处理器来执行。

图 9 是本发明的一实施例的多分支均衡器处理模块 900 的结构示意框图，根据本发明的实施例，该处理模块 900 能够用来执行单天线干扰消除 (SAIC)。有 2 种类型的 SAIC 均衡方法：节点探测 (JD) 和盲干扰消除 (BIC)。根据本发明的一方面，选用 BIC 法。图 9 所示的组件，可以是硬件组件，也可以是由处理器如图 2 的 206 和 208 执行的软件组件，也可以是硬件组件和软件组件的组合。多分支均衡器处理模块 900 包括第一均衡器处理分支 902 和第二均衡器处理分支 904。反旋模块 906 接收基带脉冲的同相分量 (I) 和正交分量 (Q)。所述基带脉冲对应于图 3-7 所示的射频脉冲。反旋模块 906 把接收到的 I 和 Q 脉冲取样反旋，生成 I 和 Q 脉冲取样。在一个实施例中，第一均衡器处理分支 902 包括脉冲均衡器。根据本发明的实施例，这些脉冲取样随后被均衡，之后和其它的取样组成数据分组，如 RLC 分组。在某些操

作情况下，除脉冲水平均衡外，还可进行第二均衡器处理分支的迭代处理。

脉冲均衡器，包括 I 和 Q 有限脉冲响应 (FIR) 滤波器 908 和 910 以及最小平方估测 (Minimum Least Squares Estimation, 简称 MLSE) 均衡器 912, 对每一个从反旋模块 906 中接收的脉冲进行处理。训练模块 913 利用每一个所接收脉冲的中间码里的已知训练序列 (TS) 训练这些模块。选择地，这些组件能够在多个脉冲上进行训练。第一均衡器处理分支 902 生成软决策，其中，多个软决策代表解码前的每一个数据位。每个软取样被提供给解交错器 914, 解交错器 914 对软取样解交错，并把解交错后的软取样提供给信道解码器 916。信道解码器 916 从软取样 (即代表每个数据位的多个软取样由信道解码器解码以在解码后生成硬位(hard bits)) 中解码出数据帧。

重编码器 918 对信道解码器 916 解码出来的数据帧进行确认和重编码，以生成重编码的数据位。交错器 920 接收该重编码的数据位以生成重编码的数据脉冲。然后，该重编码数据脉冲与已知的训练序列可以用来训练第二均衡器处理分支 920。

第二均衡器处理分支 904 包括缓冲器 922、I 和 Q 有限脉冲滤波器(FIR)924 和 926。缓冲器 922 能够将多个脉冲存储到存储器中。训练模块 928 可用已知的训练序列和至少部分重编码脉冲对 I 和 Q 滤波器 924 和 926 进行训练。这样，第二均衡器处理分支利用至少部分编码的数据和已知的训练序列训练 I 和 Q 射频滤波器。这就使经缓冲器 922 处理后的脉冲的 SNR (信噪比) 得以改善。I 和 Q 滤波器经训练之后，用于处理所存储的脉冲。加法器 930 把所得结果结合。这样就产生了替换(alternate)软取样，该替换软取样被提供给解交错器 914 和信道解码器 916 以生成替换数据位。

图 10 中更详细的描述了图 9 所示的多分支均衡器的第一处理分支。因为只有 26 个训练符号，第一处理分支可以训练具有 4 抽头(tap)的前馈滤波器 908 和 910，训练具有 4 抽头的反馈滤波器 DFE。

图 11 更详细地描述了图 9 所示的多分支均衡器的第二处理分支。信道解码之后，数据被重编码和用于训练 7 抽头 LE 924 和 926。给第二处理分支选择线性均衡器 (LE) 是因为帧间交错 (inter-frame interleaving)。与语音帧

相关的重编码位可以只提供半个脉冲(即使是数据位)。DFEs 需要给反馈滤波器提供连贯的取样。另外, LE 比 DFE (MLSE)简单。采用完全重编码位的其它实施例则可以给第二处理分支采用 DFE 而不采用 LE。

以下的讨论将对间接训练法进行更详细的描述, 该间接训练法是基于最小平方信道估测 (LS-CE), 与 EDGE 中所用的相似。首先用训练序列对信道进行估测, 然后计算预滤波和 MLSE 参数同, 如同它们是 DFE 的前馈或反馈滤波器。间接训练法的一个问题是 CE (信道估测) 较差, 因为 SAIC (单天线干扰消除) 通常在低信号干扰比率 (SIR) 下运行。CE 错误在计算滤波系数时扩大 (propagates)。

图 10 中, MLSE 输入端的信号模型可以认为是 ISI 信道加噪声。假设 DFE 反馈滤波器冲激响应是 $\{b(0), b(1), \dots, b(L_b-1)\}$ 。训练的目标就是对应于所给予的训练符号和所接收到的信号取得预滤波系数 $\{f_1(0), \dots, f_1(L_f-1), f_2(0), \dots, f_2(L_f-1)\}$ 和 MLSE 参数 b 。

基于以上模式, MLSE 输入端的噪声是:

$$n(k) = \sum_{i=0}^{L_f-1} f_1(i)x_1(k+d-i) + \sum_{i=0}^{L_f-1} f_2(i)x_2(k+d-i) - \sum_{i=0}^{L_b-1} b(i)s(k-i)$$

其中, x_1 和 x_2 分别是反旋输出 I 和 Q, s 是训练符号, d 是系统延迟。以向量形式是:

$$\begin{bmatrix} n(k) \\ n(k+1) \\ \vdots \\ n(k+n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(k+d) & \cdots & x_1(k+d-L_f+1) & x_2(k+d) & \cdots & x_2(k+d-L_f+1) \\ x_1(k+d+1) & \cdots & x_1(k+d+1-L_f+1) & x_2(k+d+1) & \cdots & x_2(k+d+1-L_f+1) \\ \vdots & & \vdots & & & \vdots \\ x_1(k+d+N) & \cdots & x_1(k+d+N-L_f+1) & x_2(k+d+N) & \cdots & x_2(k+d+N-L_f+1) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} f_1(0) \\ \vdots \\ f_1(L_f-1) \\ f_2(0) \\ \vdots \\ f_2(L_f-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} s(k) & \cdots & s(k-L_b+1) \\ s(k+1) & \cdots & s(k+1-L_b+1) \\ \vdots & & \vdots \\ s(k+N) & \cdots & s(k+N-L_b+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b(0) \\ \vdots \\ b(L_b-1) \end{bmatrix}$$

出于便利, 用粗体小写字母表示向量, 粗体大写字母表示矩阵, 以上等

式表示为:

$$\mathbf{n} = \mathbf{X}\mathbf{f} - \mathbf{S}\mathbf{b}$$

均衡器的判别式就是找到 \mathbf{f} 和 \mathbf{b} , 以使 MLSE 的输入噪声最小,

$$\text{即 } \min \|\mathbf{n}\|^2.$$

因为训练符号的数目是有限的, 所以 \mathbf{f} 和 \mathbf{b} 的联合优化对噪声是敏感的。下面讨论用次优的方案仅将估测的参数减少到预滤波 \mathbf{f} 。

预滤波输出 ($\mathbf{X}\mathbf{f}$) 与训练符号之间的交互作用可以用 MLSE 输入 (\mathbf{b}) 端的 ISI 信道表示。因此, \mathbf{b} 可以用 \mathbf{f} 表示。在预滤波的输出使用 LS CE, \mathbf{b} 作为信道估测:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}^+ \mathbf{X} \mathbf{f}$$

其中, $()^+$ 表示伪逆 (pseudoinverse)。取代上式将取得函数的最小值, 得到:

$$\min \|\mathbf{X}\mathbf{f} - \mathbf{S}\mathbf{S}^+\mathbf{X}\mathbf{f}\|^2 = \min \|\mathbf{I} - \mathbf{S}\mathbf{S}^+\mathbf{X}\mathbf{f}\|^2 = \min \mathbf{f}' \mathbf{A} \mathbf{f}$$

其中, $\mathbf{A} = \mathbf{X}' (\mathbf{I} - \mathbf{S}\mathbf{S}^+) \mathbf{X}$, $()'$ 是转置操作。为了避免平凡解, 应用了约束条件。常用的两种约束是最小整数范式 (Unit-norm) 约束和线性约束。当采用了范式 1 约束时, 最优解是对应于最小的本征值的的本征向量 \mathbf{A} :

$$\mathbf{f} = \text{eigvec}(\mathbf{A})$$

可以给 \mathbf{f} 选择线性约束。例如, 我们可以把 \mathbf{b} 的第 i 个元固定为 1。换句话说, MLSE 信道 \mathbf{b} 的第 i 个抽头是 1。当 \mathbf{c} 是 $(\mathbf{S}'\mathbf{X})$ 的第 i 个行向量时, 线性约束为:

$$\mathbf{c}\mathbf{f} = 1$$

对应的最优解是:

$$\mathbf{f} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{c}'$$

通常线性约束优于最小整数范式约束。在线性约束中, 如果把第一抽头选为 1, 上式的最小判别式等于 DFE 判别式。对角加载法 (diagonal loading) 也有助于高 SIR 范围。

图 11 更详细地描述了图 9 所示的多分支均衡器的第二处理分支。信道解码之后, 数据被重编码和用于训练 7 抽头 LE 924 和 926。给第二处理分支选

择线性均衡器(LE)是因为帧间交错(inter-frame interleaving)。与语音帧相关的重编码位可以只提供半个脉冲(即使是数据位)。DFEs 需要给反馈滤波器提供连贯的取样。另外, LE 比 DFE(MLSE)简单。采用完全重编码位的其它实施例则可以给第二处理分支采用 DFE 而不采用 LE。

图 12 所示是对所接收到的射频脉冲进行均衡处理的一个实施例的逻辑流程图。包括: 步骤 1200 接收许多的射频脉冲。这些脉冲在步骤 1202 中被反旋。步骤 1204 中, 用第一处理分支如图 9 所示的第一均衡器处理分支处理该射频脉冲。步骤 1206 中, 用已知训练序列训练所述的第一分支处理。所接收的脉冲可以提供给第一处理分支和第二处理分支。在第二均衡器处理分支中设有缓冲器或其它的存储器, 用于存储接收到的 RF 脉冲, 等待进一步处理。步骤 1208 中, 第一均衡器处理分支通过基于已知训练序列训练的滤波器均衡所接收的脉冲。均衡后的射频脉冲产生了一系列的取样或软决策。步骤 1210 中, 对这些取样或软决策进行解交错。步骤 1212 中, 对这些取样或软决策进行解码以产生提取数据位。步骤 1214 中, 从所提取出来的数据位解码数据帧。步骤 1216 中, 所述数据帧被重编码以生成重编码数据位。对于语音帧, 需要把当前射频脉冲组的数据与上一个射频脉冲组数据结合以生成有效的语音帧。接着这些语音帧被重编码以生成重编码的数据位。步骤 1218 中, 这些重编码的数据位被交错以生成重编码的数据脉冲。当应用到语音帧时, 这些重编码数据脉冲可以包括部分重编码位。

步骤 1220 中, 用第二处理分支从存储器中恢复射频脉冲。这可以包括恢复一个或多个经第二均衡器处理分支处理的脉冲。步骤 1222 中, 这些重编码的数据位被作为信号提供以训练第二均衡器处理分支。步骤 1224 中, 用第二均衡器处理分支均衡存储在存储器中的射频脉冲, 其中, 第二均衡器处理分支不仅被已知的训练序列训练, 也被至少一些由信道解码器的原始输出生成的部分重编码的数据位训练。不仅使用已知的训练序列, 还使用重编码的数据位, 是为了更好地训练第二均衡器处理分支和更好地均衡, 从而使第二均衡器处理分支提供比第一均衡器处理分支更优良的输出。第二均衡器处理分支生成替换的软决策, 在步骤 1226 中, 这些软决策被解交错; 在步骤 1228

中，这些软决策被解码以在步骤 1230 中生成替换数据帧。

在噪声限制方案中，对单天线的干扰消除比传统的接收器差。另外，由于预滤波长度短，长延迟的信道(如山区的地形)还将使性能大幅下降。为解决这个问题，添加了一个交换功能以便进行交互式单天线干扰处理。该交换功能可以基于 SNR、有色噪声识别器和信道属性探测器的任意组合。

总而言之，本发明提供了一种能消除所接收的射频脉冲的干扰的多分支均衡器处理模块。该多分支均衡器处理模块包括第一均衡器处理分支和第二均衡器处理分支。第一处理分支能够基于已知的训练序列进行训练和均衡所接收的射频脉冲。这就产生了软取样或软决策，之后，这些软取样或软决策被转换成数据位。这些软取样由解交错器和信道解码器处理，其中，解交错器和信道解码器组合能够从软取样中生成数据位的解码帧。重编码器对该解码帧重新编码以生成重编码或至少部分重编码数据位。然后交错器对该至少部分重编码数据位进行处理以生成至少部分编码的脉冲。第二均衡器处理分支利用该至少部分重编码数据位对第二均衡处理器分支中的线性均衡器进行训练。缓冲器可以存储接收到的射频脉冲，当线性均衡器训练完之后，第二均衡器处理分支对这些射频脉冲进行恢复和均衡。这样就产生了替换的软取样或软决策，这些软取样或软决策之后被转换成替换的数据位。这些替换软取样由解交错器和信道解码器处理，其中，解交错器和信道解码器组合能够从替换软取样中生成数据位的替换解码帧。这样，就能够消除干扰和更准确地处理所接收到的射频脉冲。

本专业普通技术人员会意识到，术语“基本上”或“大约”，正如这里可能用到的，对相应的术语提供一种业内可接收的公差。这种业内可接收的公差从小于 1%到 20%，并对应于，但不限于，组件值、集成电路处理波动、温度波动、上升和下降时间和/或热噪声。本专业普通技术人员还会意识到，术语“可操作地连接”，正如这里可能用到的，包括通过另一个组件、元件、电路或模块直接连接和间接连接，其中对于间接连接，中间插入组件、元件、电路或模块并不改变信号的信息，但可以调整其电流电平、电压电平和/或功率电平。正如本专业普通技术人员会意识到的，推断连接（亦即，一个元件

根据推论连接到另一个元件)包括两个元件之间用相同于“可操作地连接”的方法直接和间接连接。正如本专业普通技术人员还会意识到的,术语“比较结果有利”,正如这里可能用的,指两个或多个元件、项目、信号等之间的比较提供一个想要的关系。例如,当想要的关系是信号1具有大于信号2的振幅时,当信号1的振幅大于信号2的振幅或信号2的振幅小于信号1振幅时,可以得到有利的比较结果。

以上,对包含多个不同协议的无线台的无线通信的方法和设备进行了讨论。正如本专业普通技术人员会意识到的,在不脱离本发明权利要求的范围的情况下,从本发明的教导中可以衍生出其它的实施例。

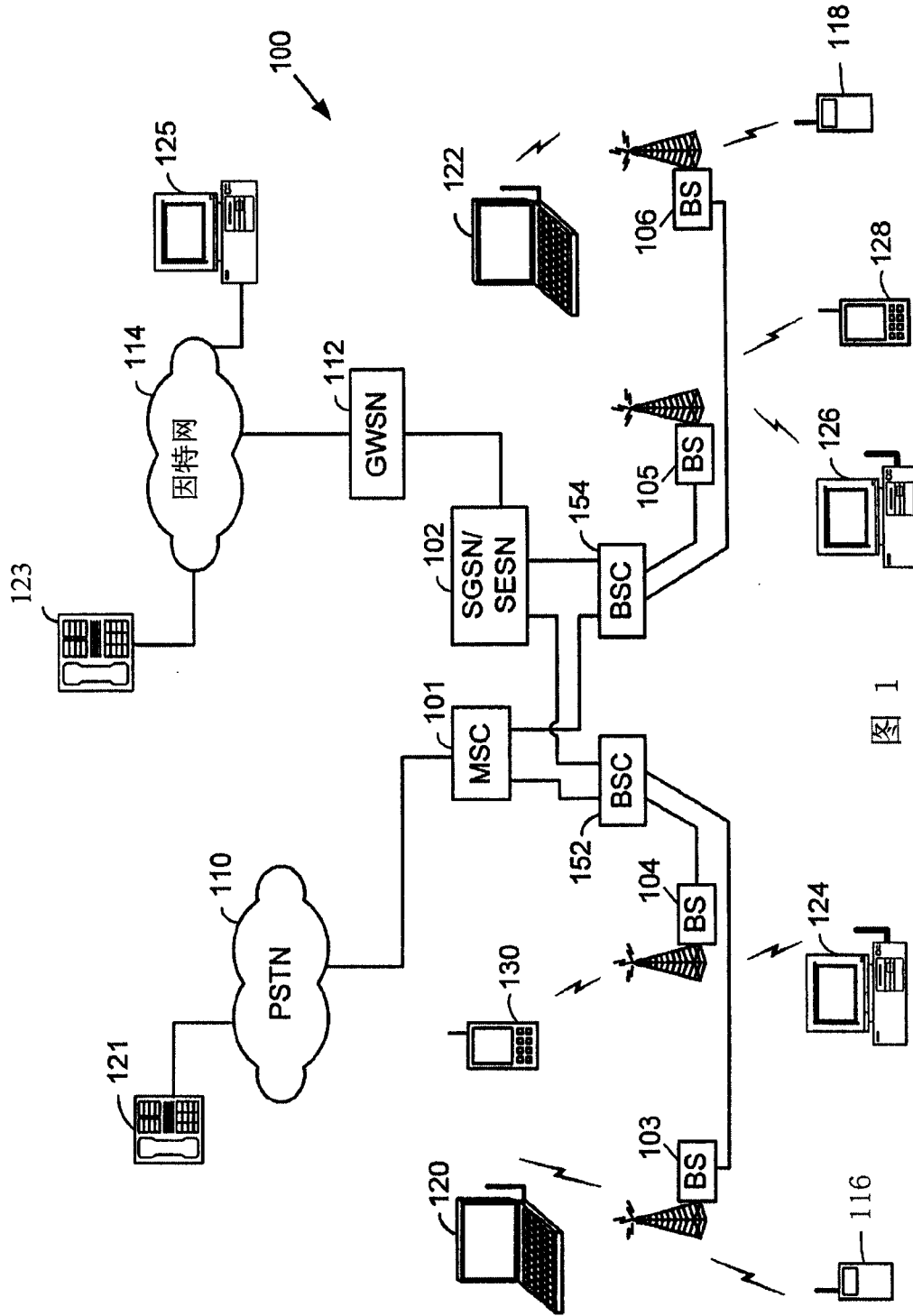


图 1

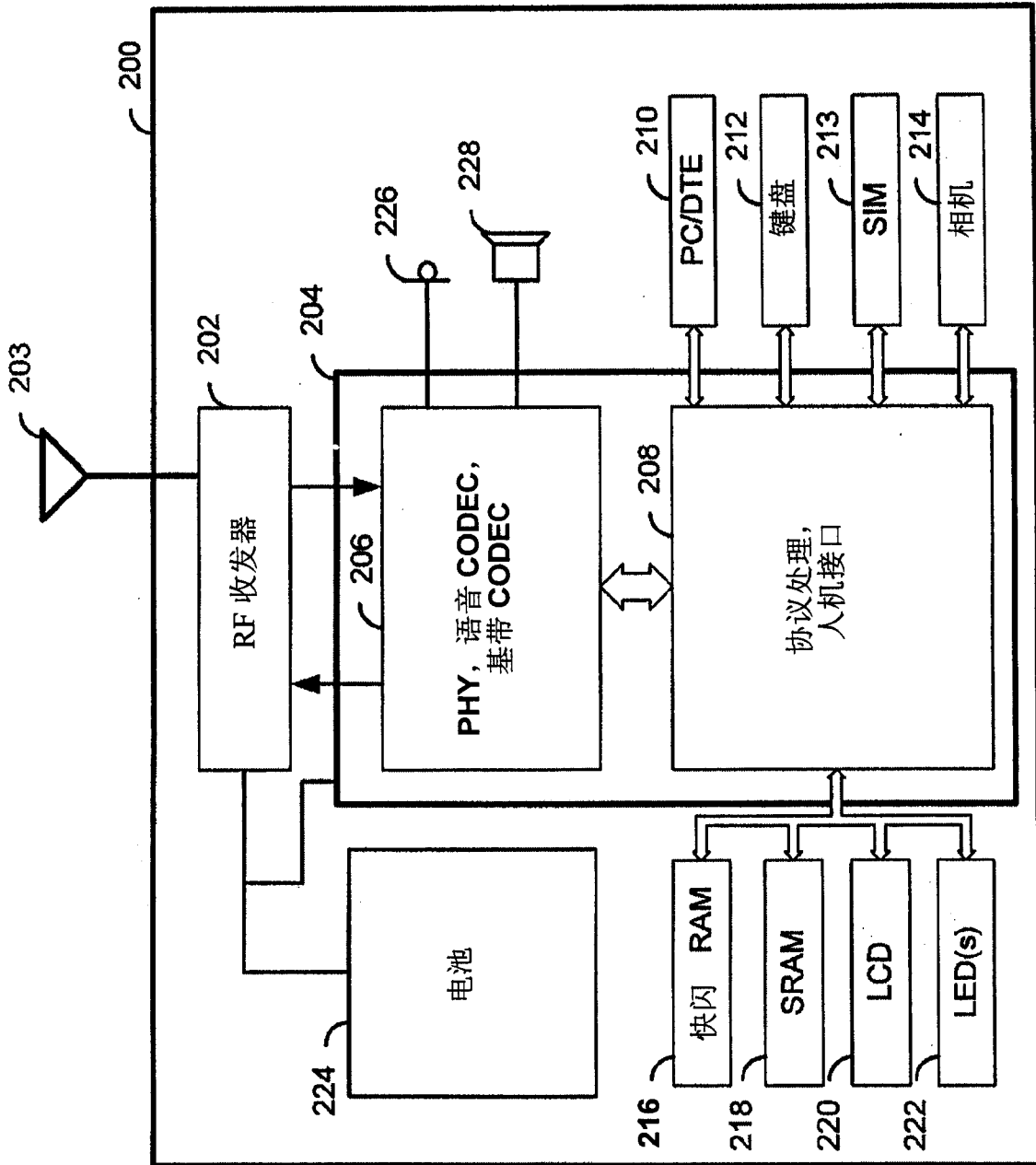


图 2

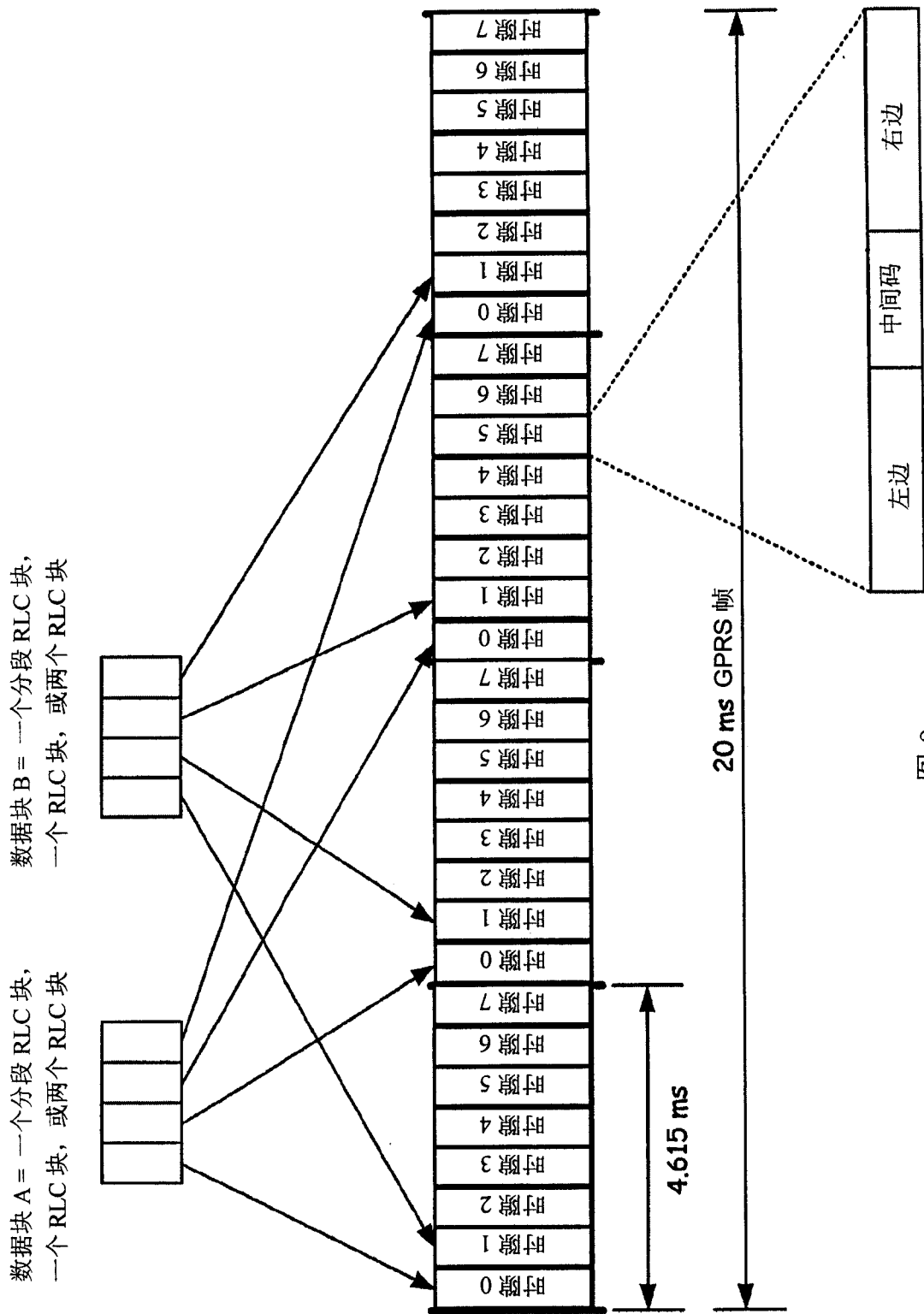


图 3

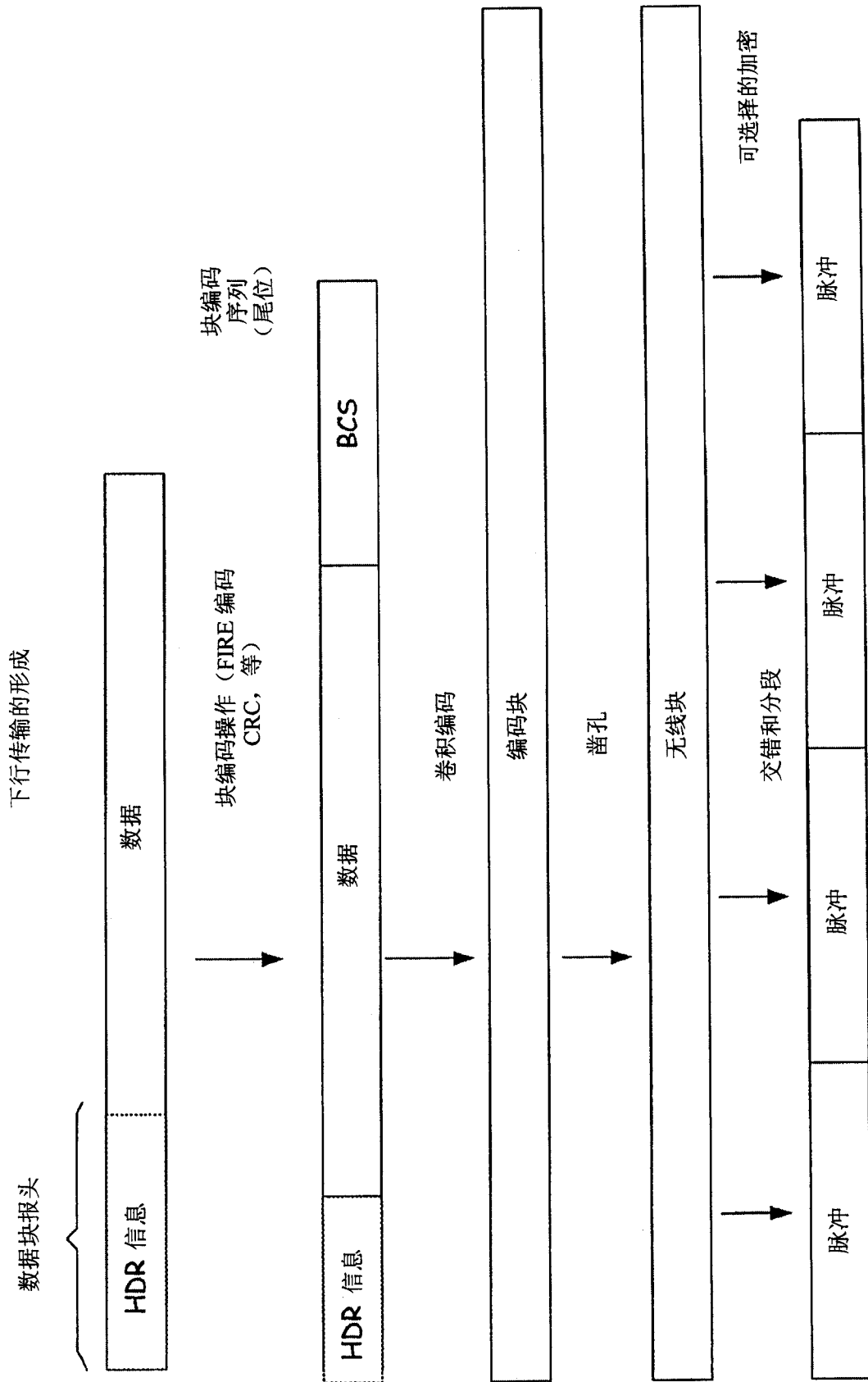


图 4

数据块的恢复

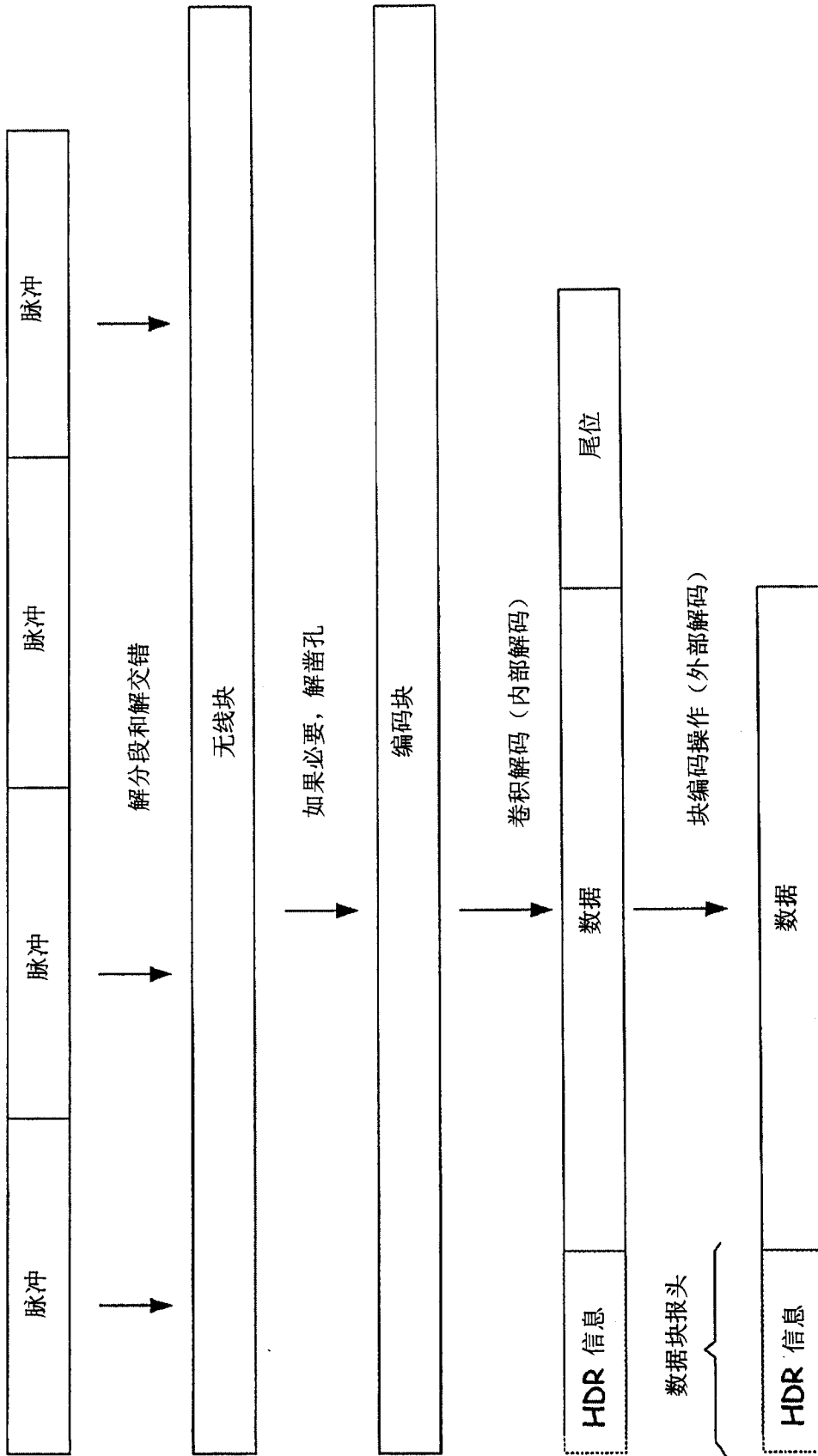


图 5

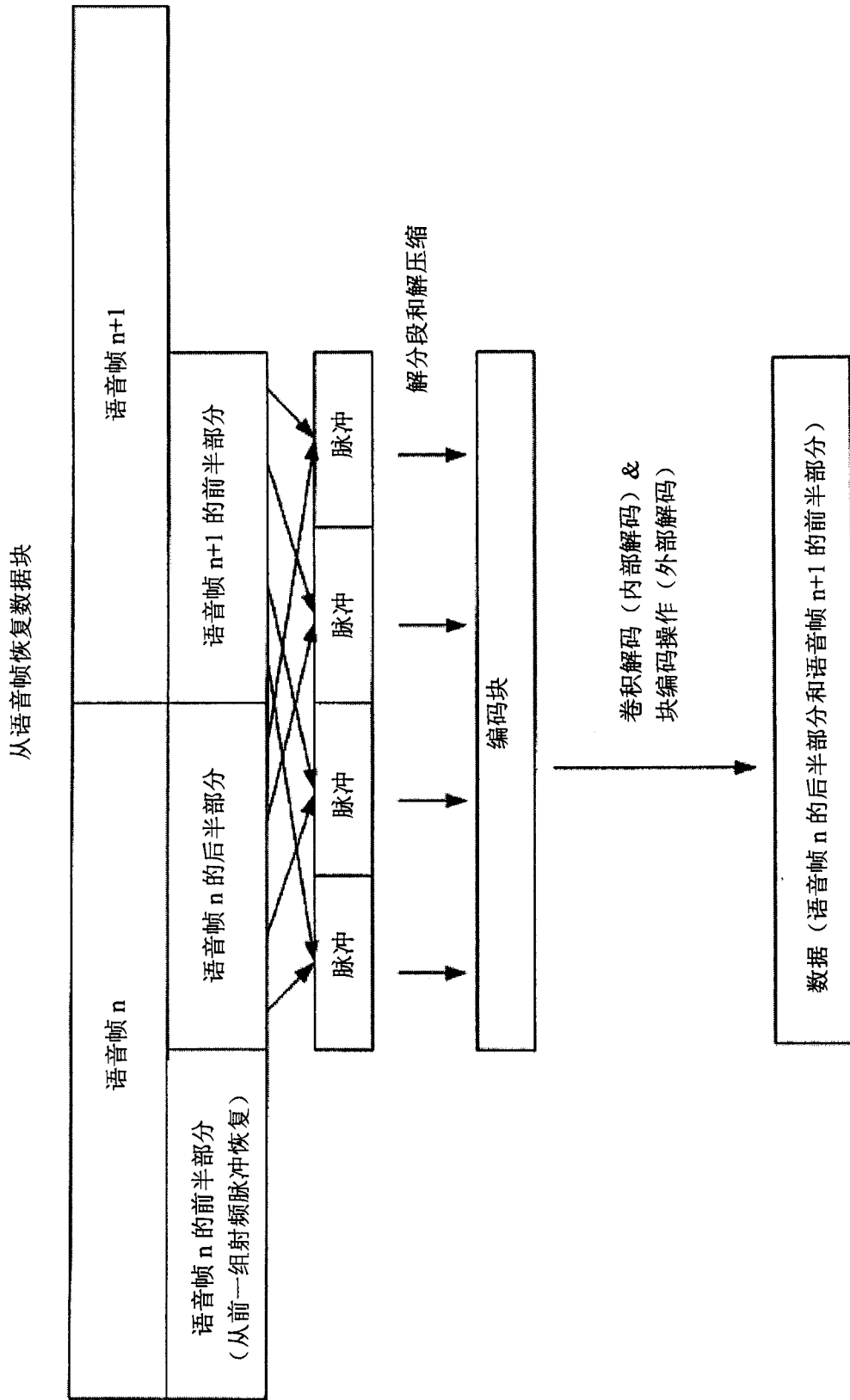


图 6

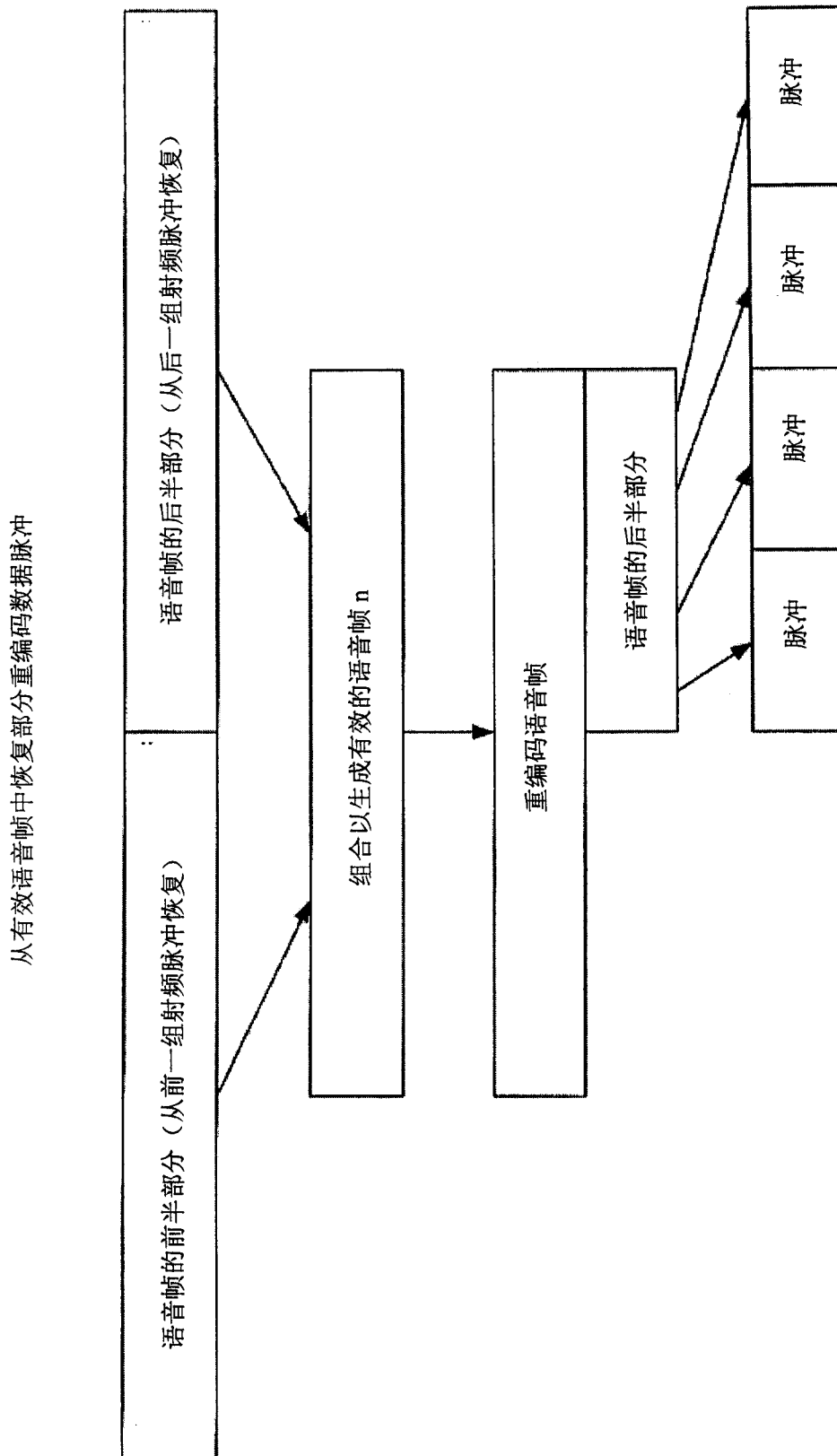


图 7

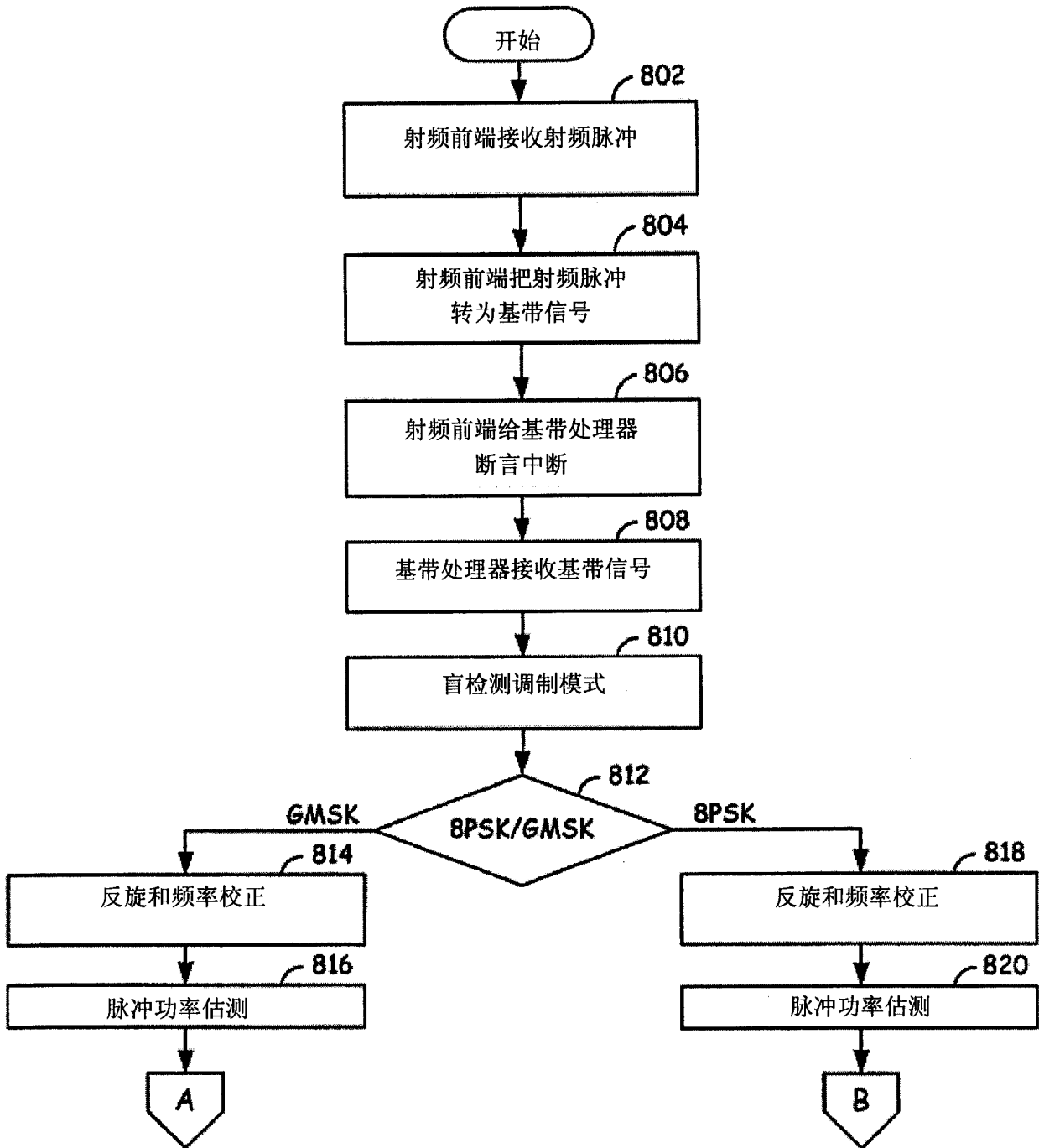


图 8A

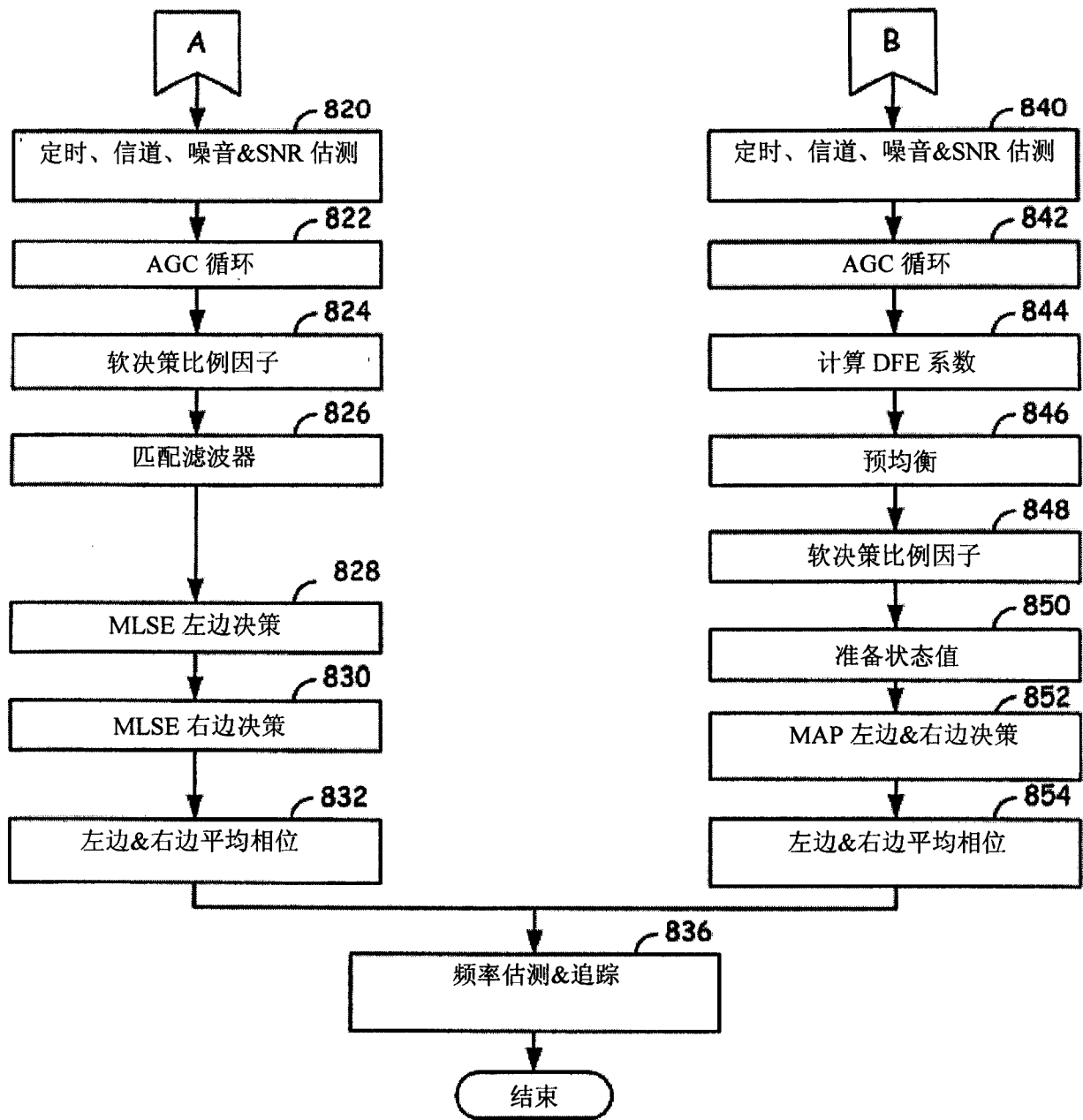


图 8B

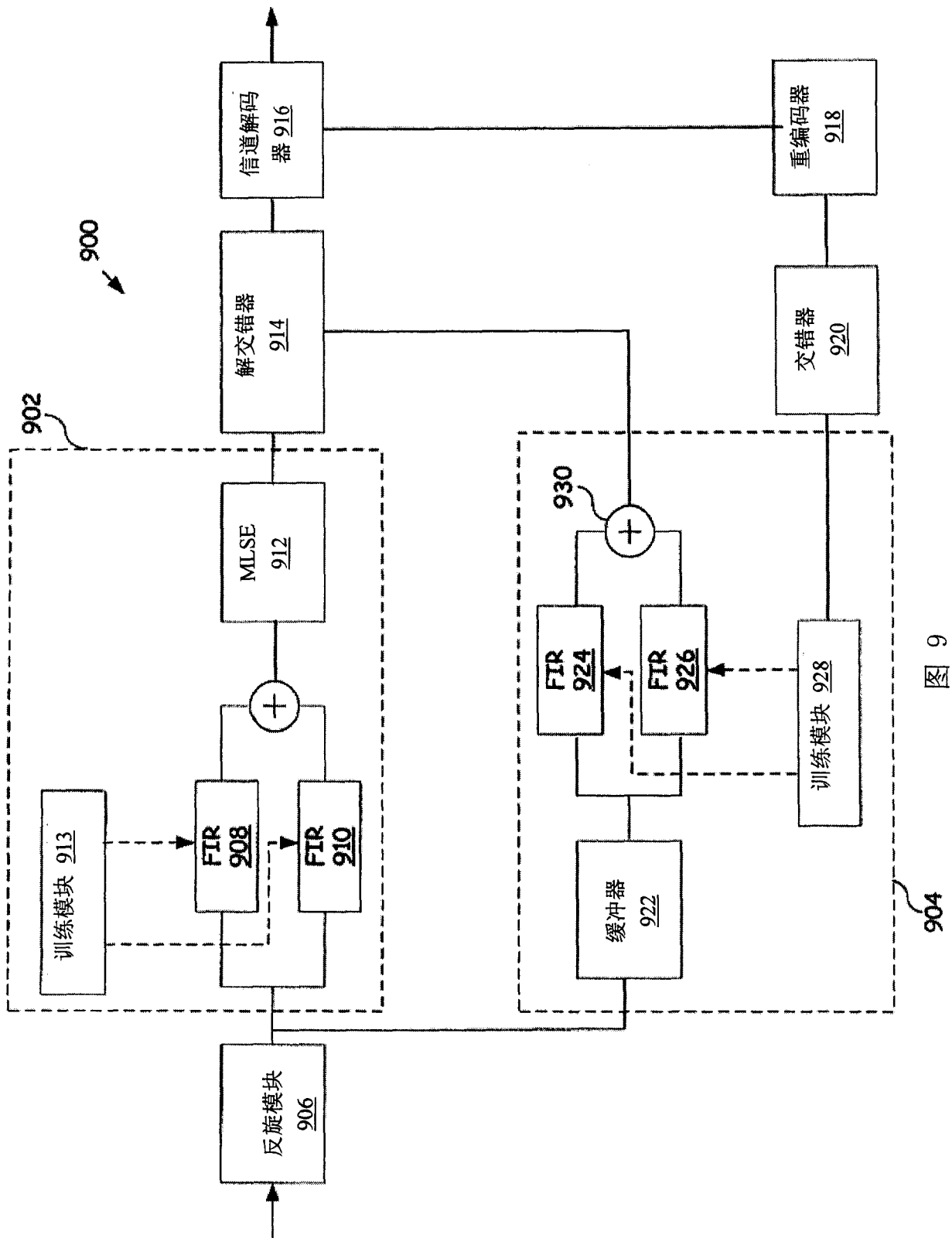


图 9

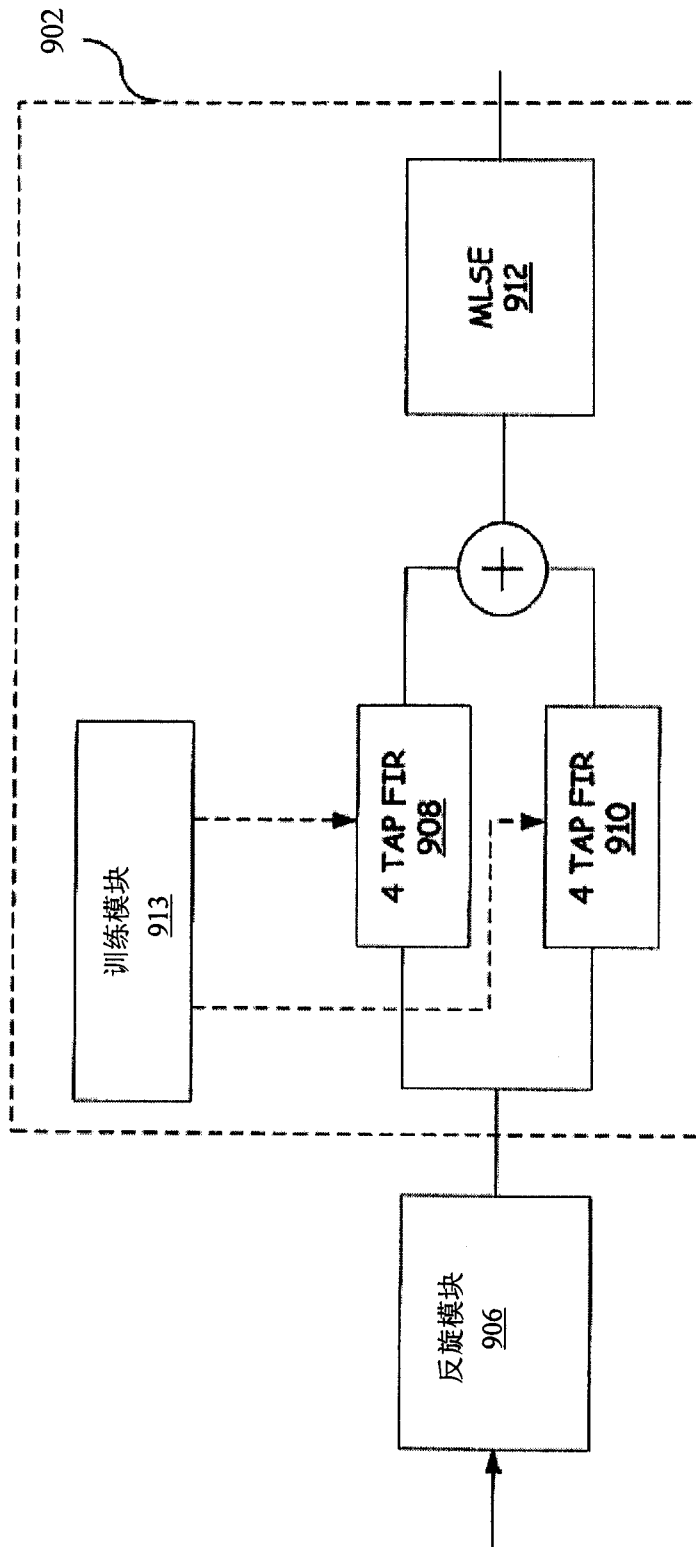


图 10

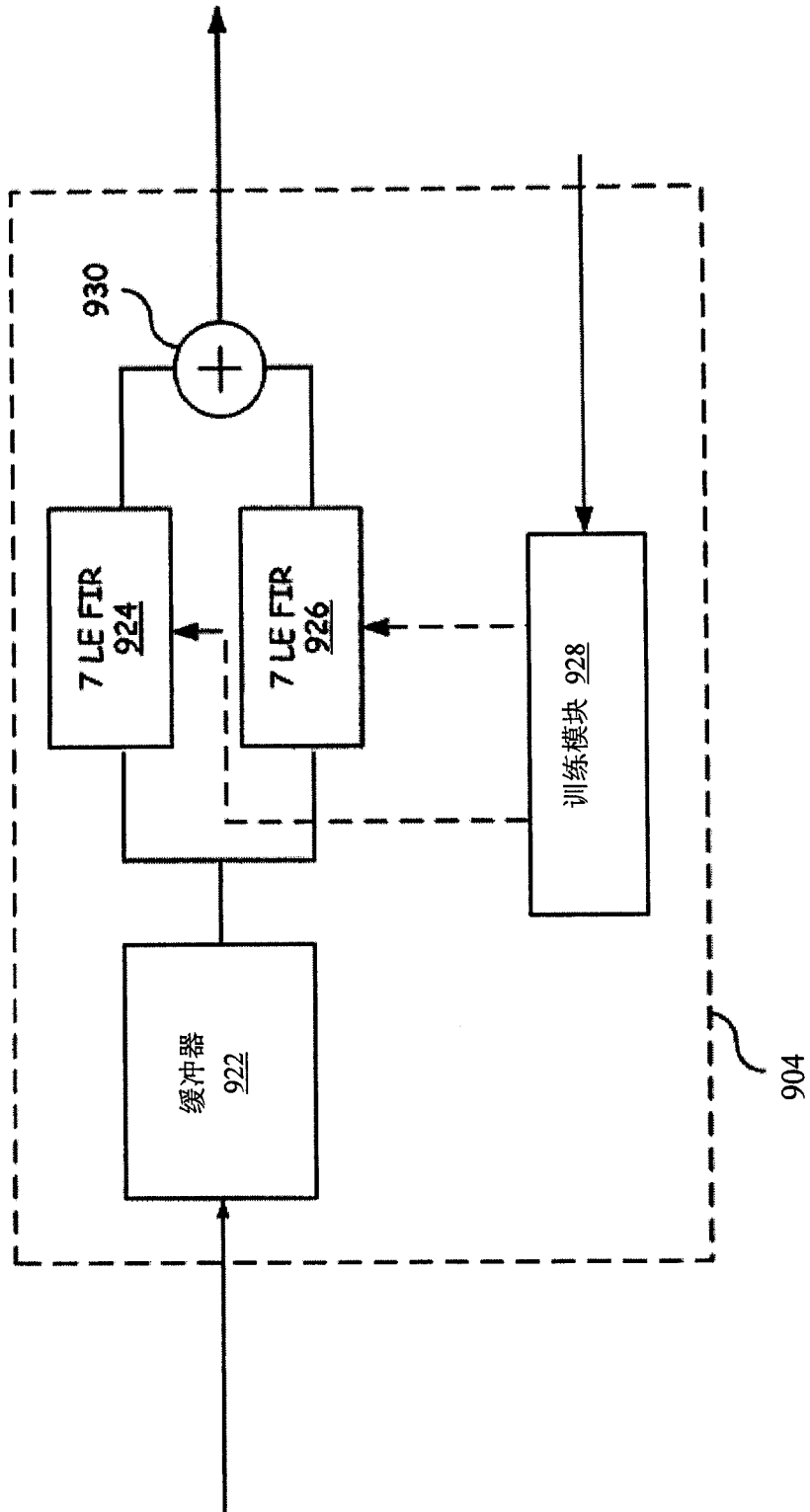


图 11

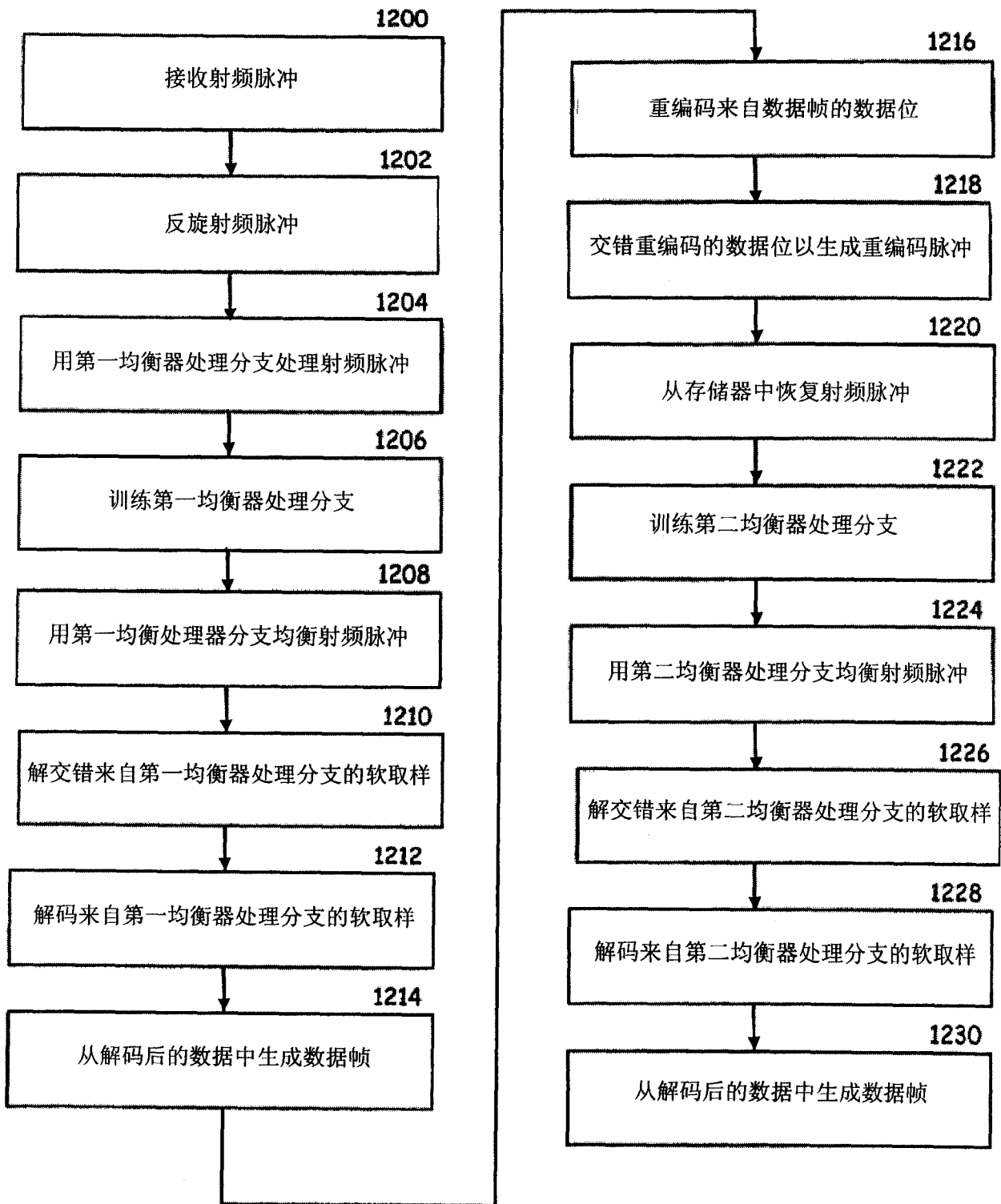


图 12