

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 25/02 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480030376.1

[45] 授权公告日 2009 年 7 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 100521664C

[22] 申请日 2004.10.8

[21] 申请号 200480030376.1

[30] 优先权

[32] 2003.10.14 [33] US [31] 10/684,598

[86] 国际申请 PCT/EP2004/011274 2004.10.8

[87] 国际公布 WO2005/041510 英 2005.5.6

[85] 进入国家阶段日期 2006.4.14

[73] 专利权人 LM 爱立信电话有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 何首生

[56] 参考文献

CN1383620A 2002.12.4

WO02/11378A1 2002.2.7

WO01/61950A1 2001.8.23

CN1399835A 2003.2.26

US6314147B1 2001.11.6

审查员 郑剑文

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

代理人 李 辉

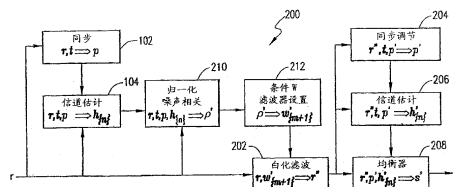
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 2 页

[54] 发明名称

用于噪声白化滤波的方法和设备

[57] 摘要

一种用于减少所接收信号中的干扰的方法和设备。利用所接收信号和所接收信号的第一信道估计(104)来确定归一化噪声相关(210)。利用归一化噪声相关(210)来确定条件白化滤波器设置(212)。根据条件白化滤波器设置(212)将白化滤波器(202)应用于所接收信号。对经更新的所接收信号进行同步调节(204)。利用经更新的同步位置和经更新的所接收信号来确定具有与第一信道估计相同跨度的第二信道估计(206)。



- 1、一种用于减少所接收信号中的干扰的方法，该方法包括以下步骤：
利用所接收信号和所接收信号的第一信道估计来确定归一化噪声相关；
利用所述归一化噪声相关来确定条件白化滤波器设置；
根据所述条件白化滤波器设置将白化滤波器应用于所接收信号，该应用步骤产生经更新的所接收信号；
对所述经更新的所接收信号进行同步调节，该进行同步调节的步骤产生经更新的同步位置；以及
利用所述经更新的同步位置和经更新的所接收信号来确定第二信道估计。
- 2、根据权利要求1所述的方法，进一步包括以下步骤：
提供对所接收信号进行的同步调节的结果；以及
利用所述结果来确定所接收信号的第一信道估计。
- 3、根据权利要求2所述的方法，进一步包括对所接收信号进行同步调节。
- 4、根据权利要求3所述的方法，进一步包括对经更新的所接收信号进行均衡，以产生码元估计。
- 5、根据权利要求1所述的方法，其中：
所述确定条件白化滤波器设置的步骤包括响应于归一化噪声功率大于阈值的确定而抑制超过第 n 阶滞后的归一化噪声相关；并且
 n 为非负整数。
- 6、根据权利要求1所述的方法，其中，所述确定条件白化滤波器设置的步骤包括：
将所述归一化噪声相关的零滞后与一阈值进行比较；以及
响应于所述比较步骤的结果，确定是否应该考虑更高阶的滞后。
- 7、根据权利要求1所述的方法，其中，所述确定条件白化滤波器设置的步骤包括：

如果所述归一化噪声相关的一阶滞后的绝对值的平方小于第一阈值，则设置无白化滤波；以及

如果所述归一化噪声相关的一阶滞后的绝对值的四次方小于第二阈值，则设置一阶白化滤波。

8、根据权利要求7所述的方法，其中，所述确定条件白化滤波器设置的步骤包括：

如果所述归一化噪声相关的绝对值的平方不小于所述第一阈值并且所述归一化噪声相关的绝对值的四次方不小于所述第二阈值，则设置二阶白化滤波。

9、根据权利要求1所述的方法，其中，所述利用经更新的同步位置和经更新的所接收信号来确定第二信道估计的步骤包括产生具有与所述第一信道估计相同跨度的第二信道估计。

10、一种用于减少所接收信号中的干扰的设备，该设备包括：

用于利用所接收信号和所接收信号的第一信道估计来确定归一化噪声相关的装置；

用于利用所述归一化噪声相关来确定条件白化滤波器设置的装置；

用于根据条件白化滤波器设置将白化滤波器应用于所接收信号以产生经更新的所接收信号的装置；

用于对经更新的所接收信号进行同步调节以产生经更新的同步位置的装置；以及

用于利用所述经更新的同步位置和经更新的所接收信号来确定第二信道估计的装置。

11、根据权利要求10所述的设备，进一步包括：

用于提供对所接收信号进行的同步调节的结果的装置；以及

用于利用所述结果来确定所接收信号的第一信道估计的装置。

12、根据权利要求11所述的设备，进一步包括用于对所接收信号进行同步调节的装置。

13、根据权利要求12所述的设备，进一步包括用于对经更新的所接收信号进行均衡以产生码元估计的装置。

14、根据权利要求 10 所述的设备，其中：

所述用于确定条件白化滤波器设置的装置包括用于响应于归一化噪声功率大于一阈值的确定而抑制超过第 n 阶滞后的归一化噪声相关的装置；并且

n 为非负整数。

15、根据权利要求 10 所述的设备，其中，所述用于确定条件白化滤波器设置的装置包括：

用于将所述归一化噪声相关的零滞后与一阈值进行比较的装置；以及

用于响应于所述比较的结果，确定是否应该考虑更高阶的滞后的装置。

16、根据权利要求 10 所述的设备，其中，所述用于确定条件白化滤波器设置的装置包括：

用于在所述归一化噪声相关的一阶滞后的绝对值的平方小于第一阈值的情况下设置无白化滤波的装置；以及

用于在所述归一化噪声相关的一阶滞后的绝对值的四次方小于第二阈值的情况下设置一阶白化滤波的装置。

17、根据权利要求 16 所述的设备，其中，所述用于确定条件白化滤波器设置的装置包括：

用于在所述归一化噪声相关的绝对值的平方不小于所述第一阈值并且所述归一化噪声相关的绝对值的四次方不小于所述第二阈值的情况下设置二阶白化滤波的装置。

18、根据权利要求 10 所述的设备，其中，所述用于利用所述经更新的同步位置和经更新的所接收信号来确定第二信道估计的装置包括用于产生具有与所述第一信道估计相同跨度的第二信道估计的装置。

19、根据权利要求 10 所述的设备，其中，所述设备包括移动站。

20、根据权利要求 10 所述的设备，其中，所述设备包括基站。

21、根据权利要求 19 所述的设备，其中，所述移动站与 GSM 兼容。

22、根据权利要求 20 所述的设备，其中，所述基站与 GSM 兼容。

用于噪声白化滤波的方法和设备

技术领域

本发明总体上涉及数字通信系统中的简化的白化滤波，更具体地，涉及根据全球移动通信系统（GSM）运行的通信系统中的噪声白化滤波。

背景技术

无线数字时分多址（TDMA）通信系统（例如那些根据全球移动通信系统（GSM）、增强型数据 GSM 演变（EGDE）以及数字式高级移动服务（DAMPS）运行的通信系统）中的接收机性能通常为干扰受限的。干扰例如可能来自其他用户。相邻小区中的在相同载频下进行操作的用户可能产生同信道干扰（CCI），而在相邻载频下进行操作的用户可能产生邻信道干扰（ACI）。

ACI 通常取决于来自一级相邻信道的干扰，这是因为接收机滤波器可以有效地抑制来自次级相邻信道的干扰。CCI 和 ACI 通常表现为有色噪声。基于最大似然序列估计（MLSE）的接收机解调器仅在存在白噪声时是最优的。因此，如果不进行补偿，则有色噪声会使得基于 MLSE 的接收机均衡器的性能严重劣化。

存在用于白化有色噪声的两种主要方法：1）隐式白化；和 2）显式白化。当采用具有判定反馈的均衡器时，隐式白化方法将白化功能结合在所谓的前置滤波器（即，白化匹配滤波器）中。判定反馈均衡器（DFE）和判定反馈序列估计器（DFSE）都是判定反馈的示例。隐式白化方法需要长度远长于对应信道的跨度的前置滤波器。理想的前置滤波器是逆因果且时间不受限的，并仅可被近似。另外，前置滤波器的设置和处理通常计算量很大，这是因为前置滤波器设置涉及传播信道的频谱因式分解以及对信道的最大/相位因子进行反相（inverse）。

图 1 是表示示例性显式白化处理的功能框图。在图 1 中， $\Rightarrow$ 表示依

赖关系。图 1 中示出的变量如下：

- r 所接收信号
- r' 经更新的所接收信号
- t 训练序列
- p 同步位置
- $h_{\{n\}}$ n 抽头 (tap) 信道估计
- $h'_{\{n+m\}}$ $n+m$ 抽头经更新的信道估计
- Δ 噪声相关
- $w_{\{m+1\}}$ 白化滤波器系数
- s 码元估计

显式白化处理 100 开始于在同步块 102 处对所接收信号 r 进行脉冲串同步。还将所接收信号 r 输入到信道估计块 104、噪声相关块 106 以及白化滤波器块 110。同步块 102 将同步位置 p 输出到信道估计块 104。在信道估计块 104 计算 n 抽头信道估计 $h_{\{n\}}$ ，并将其输出到噪声相关块 106。在噪声相关块 106 对噪声样本进行自相关。噪声相关块 106 将噪声相关 Δ 输出到白化滤波器设置块 108。将由白化滤波器设置块 108 确定的白化滤波器设置输入到白化滤波器块 110。

白化滤波器设置块 108 可适于利用噪声相关 Δ 求解 Yule-Walker 方程。白化滤波器块 110 的输出为经更新的所接收信号 r' 。对所接收信号 r 的信道的长度为 n 抽头，而对经更新的所接收信号 r' 的复合信道的长度为 $n+(m+1)-1=n+m$ 抽头。由白化滤波器块 110 输出的经更新的所接收信号 r' 为所接收信号 r 与白化滤波器块 110 的白化滤波器的卷积。

在信道估计块 112 进行第二信道估计。通常通过广义最小二乘 (GLS) 算法进行的第二信道估计利用了白化滤波器块 110 的专门信息。执行第二信道估计以获得待输入到均衡器 114 的关于复合信道的更准确信息。均衡器 114 接收来自信道估计块 112 的 $n+m$ 抽头经更新的信道估计 $h'_{\{n+m\}}$ 以及来自白化滤波器块 110 的经更新的所接收信号 r' 作为输入。均衡器 114 输出码元估计 s 。

与对于所接收信号 r 的信道的抽头数相比，对经更新的所接收信号 r'

的复合信道具有更大数量的抽头。MLSE 均衡器（例如，均衡器 114）的复杂性由复合信道跨度来确定。对于诸如 GSM 中的高斯最小频移键控（GMSK）的双调制，采用 Viterbi 算法的 MLSE 均衡器具有 2^{n-1} 个态，其中 n 为信道跨度。因此为了实现处理 100，全 MLSE 均衡器必须具有 2^{n+n-1} 个态。

即使白化滤波器块 110 与二阶 FIR 滤波器一样短，由于信道跨度的扩展，均衡器 114 仍然会复杂四倍多。另外，由于在强 ACI 情况下的噪声估计误差导致噪声自相关（尤其是较大滞后的元素）不准确，所以利用或不利用逐级递归直接求解 Yule-Walker 方程在具有强邻信道干扰的信道条件下不总是最优的。

发明内容

本发明的实施例克服了这些和其他缺点，本发明提供了一种用于简化的白化滤波的方法和设备。在本发明的一个实施例中，一种用于减少所接收信号中的干扰的方法包括利用所接收信号和所接收信号的第一信道估计来确定归一化噪声相关。利用归一化噪声相关来确定条件白化滤波器设置。根据条件白化滤波器设置将白化滤波器应用于所接收信号。该应用步骤产生经更新的所接收信号。对经更新的所接收信号进行同步调节。执行同步调节的步骤产生经更新的同步位置。利用经更新的同步位置和经更新的所接收号来确定第二信道估计。

在本发明的另一实施例中，一种用于减少所接收信号中的干扰的设备包括用于利用所接收信号和所接收信号的第一信道估计来确定归一化噪声相关的装置。所述设备还包括用于利用归一化噪声相关来确定条件白化滤波器设置的装置。所述设备还包括用于根据条件白化滤波器设置将白化滤波器应用于所接收信号以产生经更新的所接收信号的装置。所述设备还包括用于对经更新的所接收信号进行同步调节以产生经更新的同步位置的装置。所述设备还包括用于利用经更新的同步位置和经更新的所接收信号来确定第二信道估计的装置。

在本发明的另一实施例中，一种用于减少所接收信号的干扰的产品

包括至少一个计算机可读介质和包含在该至少一个计算机可读介质中的处理器指令。这些处理器指令被构造为可以由至少一个处理器从该至少一个计算机可读介质中读取，并由此使得该至少一个处理器进行操作以利用所接收信号和所接收信号的第一信道估计来确定归一化噪声相关。所述处理器指令还使得该至少一个处理器进行操作以利用归一化噪声相关来确定条件白化滤波器设置，并根据条件白化滤波器设置将白化滤波器应用于所接收信号以产生经更新的接收信号。所述处理器指令还使得该至少一个处理器进行操作以对经更新的所接收信号进行同步调节以产生经更新的同步位置，并利用经更新的同步位置和经更新的所接收信号来确定第二信道估计。

附图说明

通过结合附图参照对本发明的示例性实施例的以下详细描述可以更全面地理解本发明的示例性实施例，在附图中：

前述的图 1 是表示示例性显式白化处理的功能框图；

图 2 是表示根据本发明原理的示例性显式白化处理的功能框图；以及

图 3 表示根据本发明原理的与基站进行通信的示例性 GSM EDGE 兼容移动站。

具体实施方式

为了帮助解释本发明的原理，在 GSM 移动站的环境下给出所述设备和方法。并非旨在将本发明的范围限于此处所给出的示例。本领域的技术人员也可以将本发明的原理应用于大量其他类型的通信系统。

图 2 是表示根据本发明原理的示例性显式白化处理的功能框图。在图 2 中， $\Rightarrow$ 表示依赖关系。图 2 中示出的变量如下：

r 所接收信号

r'' 经更新的所接收信号

t 训练序列

p 同步位置

p' 经更新的同步位置

$h_{\{n\}}$ n 抽头信道估计

$h'_{\{n\}}$ n 抽头经更新的信道估计

Δ' 归一化噪声相关

$w'_{\{m+1\}}$ 白化滤波器系数

s' 码元估计

显式白化处理 200 开始于在同步块 102 处对所接收信号 r 进行脉冲串同步。还将所接收信号 r 输入到信道估计块 104、归一化噪声相关块 210 以及白化滤波器块 202。同步块 102 将同步位置 p 输出到信道估计块 104。在信道估计块 104 计算 n 抽头信道估计 $h_{\{n\}}$ ，并将其输出到归一化噪声相关块 210。在归一化噪声相关块 210 对噪声样本进行自相关。通过以估计的信道抽头的总能量的倒数为标准对噪声相关进行归一化。归一化噪声相关块 210 将归一化噪声相关 Δ' 输出到条件白化滤波器设置块 212。归一化噪声相关 Δ' 携带了载干 (C/I) 比信息。在 C/I 不是很大的较大区域中，对超过噪声相关 Δ' 的二阶滞后的噪声相关 Δ' 的抑制可用来在逐级递归和非逐级递归计算中简化由条件白化滤波器设置块 212 进行的计算，并用来改善 ACI 信道性能。对噪声自相关中的滞后的抑制导致更短的滤波器（即，更少的抽头），由于对于更高阶的滤波器需要进行矩阵计算，因此该更短的滤波器进而提供更简单的计算。

条件白化滤波器设置块 212 利用由归一化噪声相关块 210 输出的归一化噪声相关 Δ' 。等同于所估计的归一化噪声功率的零滞后可用作开关，以确定是否应使用更高阶的滞后。如果噪声样本不相关，则噪声已为白噪声，不需要进行白化（即，在白化滤波器中仅有一个抽头 a_0 ）。进行测试以确定是否大部分的自相关来自相邻的噪声样本（在这种情况下，一阶白化滤波器就足够了），而不是来自更远的样本。可以根据所估计的归一化噪声功率来开启和关闭抑制。下面的伪代码表示了二阶白化滤波器的示例性逐级递归的白化滤波器设置，二阶白化滤波器为具有一个实系数 $a_0=1$ 以及两个复系数 a_1 和 a_2 的有限脉冲响应 (FIR) 滤波器。 η 表示

切换阈值，而//表示非代码注释。

```
WhiteningFilter2nd( $\Delta$ ,  $\eta$ ) {
   $z = \rho_0^2 - |\rho_1|^2$ ;
   $a_0 = 1$ ;
  //假设  $\rho_i|_{i>1} = 0$ 
  if ( $|\rho_1|^2 < \eta\rho_0^2$ ) //无白化滤波器
     $a_1 = a_2 = 0$ 
  else if ( $|\rho_1|^4 < \eta z^2$ ) //一阶白化滤波器
     $a_1 = -\rho_1 / \rho_0$ ;
     $a_2 = 0$ ;
  else //二阶白化滤波器
     $a_1 = -\rho_0\rho_1 / z$ ;
     $a_2 = -\rho_1^2 / z$ ;
    if ( $\rho_0 < \eta$ ) //在高 C/I 情况下的调节
       $a_1 = a_1 + \rho_1^* \rho_2 / z$ ;
       $a_2 = a_2 - \rho_0\rho_2 / z$ ;
    end;
  end;
}
```

将由条件白化滤波器设置块 212 确定的白化滤波器设置输入到白化滤波器块 202。白化滤波器块 202 的输出为经更新的所接收信号 r'' 。由白化滤波器块 202 根据白化滤波器设置对所接收信号 r 进行滤波以生成经更新的所接收信号 r'' 。同步调节块 204 在白化滤波器块 202 之后调节同步位置。同步调节块 204 对同步位置的调节避免了结合图 1 例示并说明的复合信道跨度扩展。同步调节块 204 用于对有色噪声中的易错同步进行矫正，并使得紧凑的复合信道（即， $h'_{\{n\}}$ ）能够覆盖所接收信号 r 的大部分能量，在白化滤波器之后可以改变对所接收信号的处理。可以将由同步调节块 204 进行的同步调节看作具有比同步块 102 的同步窗口更窄的同步窗口的二次同步。

在由同步调节块 204 进行的同步调节之后, 在信道估计块 206 进行第二 n 抽头信道估计。更一般的情况是其中第二信道估计为 l 抽头的情况, 其中 $n \leq l < n+m$ 。由于不必考虑白化滤波器, 所以由信道估计块 206 进行计算效率更高的最小二乘 (LS) 估计通常就足够了。进行第二信道估计以获得待输入到均衡器 208 的更准确的信道信息。均衡器 208 接收来自信道估计块 206 的 n 抽头经更新的信道估计 $h'_{[n]}$ 和来自白化滤波器块 202 的经更新的所接收信号 r'' 作为输入。均衡器输出码元估计 s' 。

处理 200 不会导致用于经更新的所接收信号 r'' 的复合信道的抽头数的扩展。对于诸如 GSM 中的 GMSK 的双调制, 采用 Viterbi 算法的 MLSE 均衡器具有 2^{n-1} 个态, 其中 n 为信道跨度。因此为了实现处理 200, 全 MLSE 均衡器仅需要具有 2^{n-1} 个态。因此, 可以采用具有更少态的更简单的均衡器。

图 3 是表示根据本发明原理的与基站进行通信的示例性 GSM EDGE 兼容移动站的框图。移动站 300 将以高达 384 kbit/s 的速率提供可靠的数据通信。移动站 300 包括发射机 302 和接收机 304, 该发射机 302 和接收机 304 被分为如下部分: 信号处理电路 306、基带编码解码器 308 以及 RF 电路部 310。

在发射方向上, 信号处理电路 306 用于保护数据以通过信道 314 提供从发射机 302 到基站 312 的可靠通信。由信道编码块 316 执行的多个处理用于保护用户数据 318, 这些处理包括循环冗余码 (CRC) 生成、卷积编码、交织以及脉冲串组合。将所得到的数据组合成脉冲串, 由此除了添加到脉冲串中间的训练序列 midamble 以外, 还添加了保护码元和跟踪码元。用户数据 318 和信令信息都经过类似的处理。由调制器 320 对组合脉冲串进行调制。

在接收方向上, 利用解调器 322 对基带编码解码器 308 的输出进行解调。将由信号处理电路 306 中的信道解码块 324 执行的多个处理应用于解调器 322 的解调输出。所执行的处理包括脉冲串分解、根据本发明原理的干扰消减、均衡、去交织、卷积解码以及 CRC 校验。信道解码块 324 是通常执行处理 200 的实体。然而, 干扰消减和均衡还可以表示为解

调器 322 的功能,在这种情况下,处理 200 可表示为由解调器 322 来执行。

基带编码解码器 308 分别经由数模(D/A)转换器 326 和模数(A/D)转换器 328 将发射和接收数据转换为模拟和数字信号。D/A 转换器 326 将模拟基带 I 和 Q 信号提供给 RF 电路部 310 中的发射机 330。

在接收方向上,由接收机电路 332 来接收由基站 312 通过信道 314 发射的信号。经由 A/D 转换器 328 将从接收机电路 332 输出的模拟信号 I 和 Q 转换回数字数据流。在将来自 A/D 转换器 328 的 I 和 Q 数字数据流输入到信道解码块 324 之前,由解调器 322 对其进行滤波和解调。然后将由信号处理电路 306 执行的多个处理应用于解调器 322 的解调输出。

移动站 300 还执行诸如同步、频率和时间获取以及跟踪、监测、测量所接收信号的强度的其他功能。其他功能包括控制用户接口、移动站 300 与网络之间的信令、SIM 接口等等。尽管在移动站的环境下描述了本发明的实施例,但是本发明的原理还可应用于其他实体,例如基站。

例如可以在集成电路或芯片组、无线实施以及接收机系统产品中实现本发明的实施例。例如,计算机可操作用来执行适用于执行本发明的解调技术的软件。软件适合于驻留在诸如磁盘驱动单元内的磁盘的计算机可读介质中。计算机可读介质还可以包括闪存卡、基于 EEROM 的存储器、磁泡存储器、ROM 存储器等。适于根据本发明的原理来执行的软件还可以整体或部分地驻留在处理器内(即,在微控制器、微处理器、或者微型计算机内部存储器内)的静态或动态主存储器中或固件中。本发明的原理还可以应用于在集成电路、现场可编程门阵列(FPGA)、芯片组或者专用集成电路(ASIC)中的实施、无线实施以及其他通信系统产品。

尽管在附图中例示了并在前面的具体实施方式中说明了本发明的实施例,但是应该理解,本发明并不限于所公开的实施例,而是能够在不脱离以下权利要求所限定的本发明的情况下进行多种调整、修改和替换。

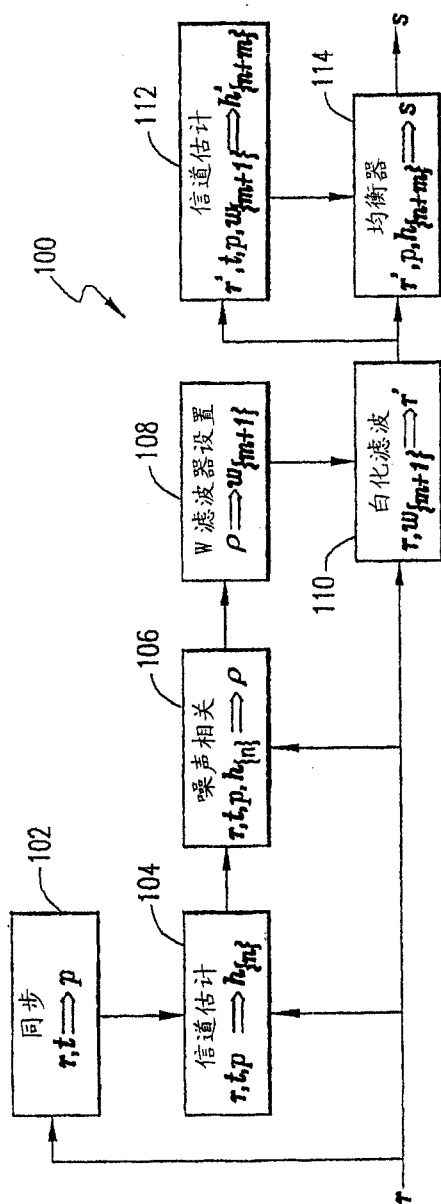


图 1

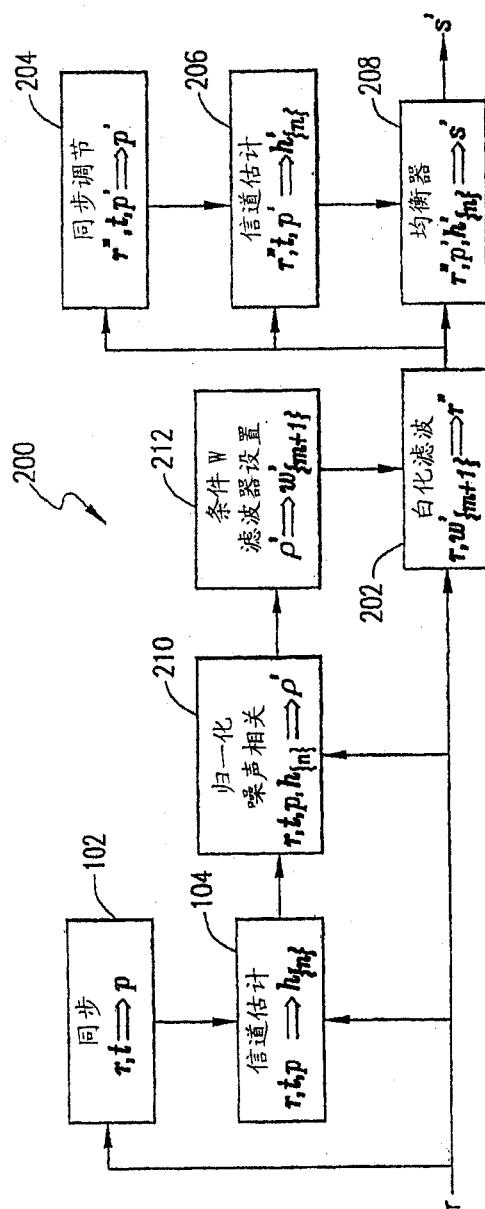


图 2

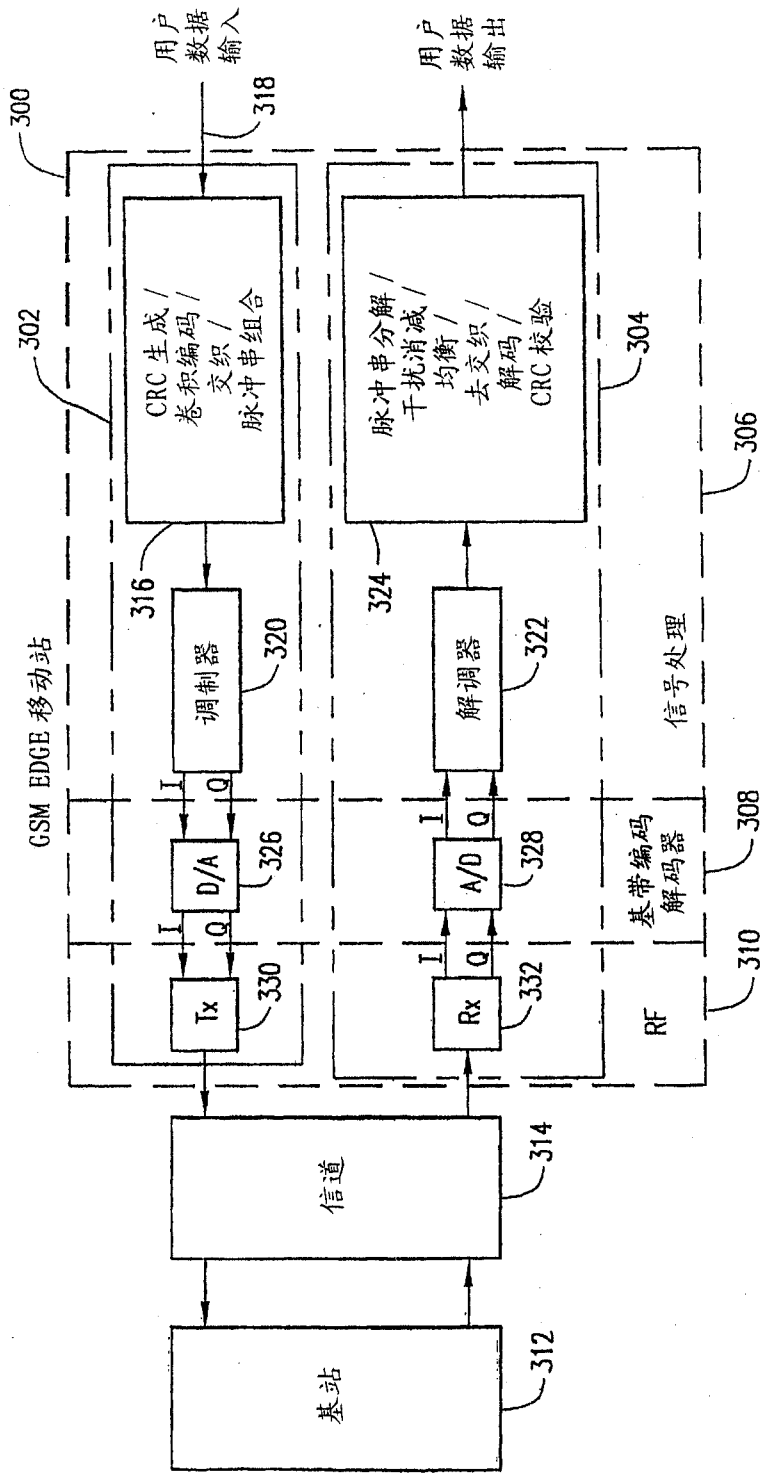


图 3