

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/707 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200610100778.5

[43] 公开日 2007 年 1 月 17 日

[11] 公开号 CN 1897473A

[22] 申请日 2000.2.2

[21] 申请号 200610100778.5

分案原申请号 200510055190.8

[30] 优先权

[32] 1999.9.21 [33] US [31] 60/154,985

[71] 申请人 美商内数位科技公司

地址 美国特拉华州

[72] 发明人 亚历山大·雷兹尼克

T·J·路贝德基 A·蔡依拉

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 李 玲

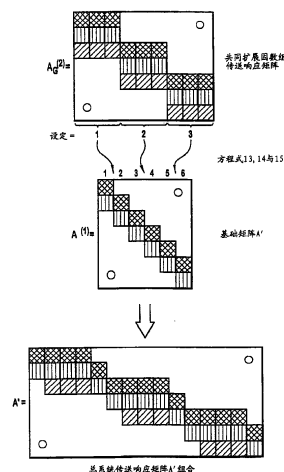
权利要求书 3 页 说明书 14 页 附图 11 页

[54] 发明名称

可变扩展因数多使用者检测器

[57] 摘要

一多使用者检测器，它用减少的运算复杂度检测与解码同步或不同步 CDMA 子信道，它具有不同的扩展因数。该多使用者检测器可与 ZF-BLE, MMSE, 解关联检测器和如利用 Cholesky 分解以最小化数字运算者相容。该系统与方法排列系统传送响应矩阵的行，代表个别使用者的响应特性至一总系统传送响应矩阵，他代表多个匹配滤波器，响应于一所给的接收数据组。本发明结合 Cholesky 分解，在平行匹配的滤波前，减少所需的数学运算数目。



1. 一种多使用者检测器 (17)，用以在一接收的 CDMA 通信 (r) 上检测多个使用者数据通信 ($d^{(k)}$)，该多使用者检测器 (17) 特征在于：

对应多个使用者数据通信 ($d^{(k)}$) 的每一数据通信中的每一符号以获得脉冲估计 (19) 的装置；

从各别的脉冲响应估计中组合该多个使用者数据通信 ($d^{(k)}$) 的每一数据通信的一系统传送响应矩阵 (27) 的装置；

从所有系统传送响应矩阵组合一全部系统传送响应矩阵 (31) 的装置，以产生一良好带宽矩阵；

以该全部的系统传送响应矩阵过滤所接收的 CDMA 通信的装置 (25)，以产生估计数据输出；

从所设置的全部系统响应矩阵中形成一目标矩阵 (39) 的装置；

反转该目标矩阵的装置 (41)；以及

将该估计数据输出乘上该反转目标矩阵的装置 (43)，以产生对应多个使用者数据通信的使用者数据 ($d^{(k)}$)。

2. 根据权利要求 1 所述的多使用者检测器 (17)，其中所述组合一配置的全部系统传送响应矩阵的装置，其特征更进一步在于：

检视所述全部系统传送响应矩阵的每一行的顶部 ($o^{(k)}_{Tn}$) 与底部 ($o^{(k)}_{Bn}$) 偏移量的装置 (33)；

为所检视的每一行依据具有一小顶部偏移量 ($o^{(k)}_{Tn}$) 及一大底部偏移量 ($o^{(k)}_{Bn}$) 的行到具有一大顶部偏移量 ($o^{(k)}_{Tn}$) 及一小底部偏移量 ($o^{(k)}_{Bn}$) 的行指定从 1 到 n 的指数值 (n_i) 的装置 (33)；以及

依据增加的振幅对应该指数值 (n_i) 重新指定所检视的全部系统传送响应矩阵的行的装置。

3. 根据权利要求 2 所述的多使用者检测器 (17)，其中用以指定的装置的特征更进一步在于：

用以在一第一行相较于第二行具有一较大的顶部偏移量 ($o^{(k)}_{Tn}$) 及一较大的底部偏移量 ($o^{(k)}_{Bn}$) 时，获得这两个行之间的顶部偏移量差及底部偏移量差的装置；

用以比较该顶部偏移量 ($o^{(k)}_{Tn}$) 差及该底部偏移量 ($o^{(k)}_{Bn}$) 差以产生一较大的顶部 ($o^{(k)}_{Tn}$) 或底部 ($o^{(k)}_{Bn}$) 偏移量差的装置;

为该具有一较大顶部偏移量 ($o^{(k)}_{Tn}$) 差的行指定一较低的指数值 (n_i) 的装置, 假如该顶部偏移量 ($o^{(k)}_{Tn}$) 差大于该底部偏移量 ($o^{(k)}_{Bn}$) 差。

4. 根据权利要求 3 所述的多使用者检测器, 其中该用以比较的装置的特征更进一步在于: 为该具有一较大底部偏移量 ($o^{(k)}_{Bn}$) 差的行指定一较低的指数值 (n_i) 的装置, 假如该底部偏移量 ($o^{(k)}_{Bn}$) 差大于该顶部偏移量 ($o^{(k)}_{Tn}$) 差。

5. 根据权利要求 4 所述的多使用者检测器 (17), 其特征不在于该目标矩阵为一解相关器。

6. 根据权利要求 4 所述的多使用者检测器 (17), 其特征不在于该目标矩阵为一最小均方根误差的检测器。

7. 根据权利要求 4 所述的多使用者检测器 (17), 其特征不在于该目标矩阵为一强迫归零组线性等化器。

8. 根据权利要求 1 所述的多使用者检测器 (17), 其中该组合所配置的全部传送响应矩阵的装置, 其特征进一步在于:

根据相称的扩展因数分组该系统传送响应矩阵的装置 (33);

从具有相称的扩展因数的系统传送响应矩阵的分组中组合扩展因数分组传送响应矩阵的装置 (33); 以及

从具有该最低扩展因数的一共用扩展因数分组矩阵中形成一基础全部系统响应矩阵的装置 (33)。

9. 根据权利要求 8 所述的多使用者检测器 (17), 其特征进一步在于:

从所剩下的扩展因数分组矩阵中选择一扩展因数分组传送响应矩阵来加以考量的装置 (33);

为所选择的扩展因数矩阵的一第一行推导一行位置参考的装置 (33);

在该基础全部系统传送响应矩阵中推导一参考位置的装置 (33);

从所选择的扩展因数分组传送响应矩阵中推导一行组的装置 (33); 以及在
在该基础全部系统响应矩阵的行位置参考之后插入该行组的装置 (33)。

10. 根据权利要求 9 所述的多使用者检测器 (17), 其中该用以推导一行位置参考的装置的特征进一步在于:

为该扩展因数分组矩阵指定一行位置参考指数 m 的装置, 其中在考量之下使用:

$$m = n \times \frac{Q^{(g)}}{Q^{(1)}} - \frac{Q^{(g)}}{2Q^{(1)}}$$

其中 $Q^{(g)}$ 代表与所考量的扩展因数组矩阵相关联的扩展因数, $Q^{(1)}$ 代表所有组矩阵中最小的扩展因数, 以及 n 代表所考量的扩展因数组矩阵的行, 其中 $n = 1, 2, 3, \dots$ 。

11. 根据权利要求 10 所述的多使用者检测器 (17), 其特征更进一步在于当该行位置参考指数 m 不为一整数时用以约化该行位置参考指数 m 的装置。

12. 根据权利要求 11 所述的多使用者检测器 (17), 其中该用以推导一参考位置的装置的特征进一步在于:

在该基础全部系统传送响应矩阵中用以指定一参考位置的装置 (33) 使用 $m H L^{(1)}$

其中 $L^{(1)}$ 表示系统响应矩阵的总数, 其中该系统响应矩阵组成具有最小的扩展因数的扩展因数组矩阵, 而 m 为所考量的所述扩展因数组矩阵的所述行设置参考指数。

13. 根据权利要求 12 所述的多使用者检测器 (17), 其中该用以推导一行组的装置的特征进一步在于:

从该扩展因数分组传送响应矩阵中指定一行组的装置 (33) 在考量之下使用:
 $L^{(g)} H (n-1) + 1$ 至 $L^{(g)} H n$

其中 $L^{(g)}$ 为包含所考量的所述扩展因数分组传送矩阵的系统传送响应矩阵的个数。

14. 根据权利要求 13 所述的多使用者检测器 (17), 其中该用以形成一目标矩阵的装置的特征进一步在于形成该目标矩阵作为一解相关器。

15. 根据权利要求 14 所述的多使用者检测器 (17), 其中该用以形成一目标矩阵的装置的特征进一步在于形成该目标矩阵作为一最小均方根误差的检测器。

16. 根据权利要求 13 所述的多使用者检测器 (17), 其中该用以形成一目标矩阵的装置的特征进一步在于形成该目标矩阵作为一强迫归零组线性等化器。

可变扩展因数多使用者检测器

本申请是 2000 年 2 月 2 日提交的申请号为 200510055190.8, 申请名称为《可变扩展因数多使用者检测器》的申请的分案申请。

发明背景

本发明关于多重存取数字通信系统。更特别地, 本发明关于一多使用者检测器系统与同步接收自具有不同扩展因数的多使用者的方法。

相关技术描述

一多重存取系统使得多个使用者可存取相同的通信媒体, 以传送或接收信息。此媒体可包含, 例如, 一局域网中的一网络电缆, 一典型电信系统中的铜线, 或无线通信的空气界面。

一现有技术的多重存取通信系统如图 1 中所示。该通信媒体指一通信信道。通信技术如频分多址, 或称 FDMA, 时分多址, 或称 TDMA, 载波检测多址, 或称 CSMA, 码分多址, 或称 CDMA, 以及其他可是多于一使用者存取至相同通信媒体的方法。这些技术可被一同混合, 以产生多重存取组合的混合变异。例如, 时分复用或所提的第三代 W-CDMA 标准的 TDD 形式为 TDMA 与 CDMA 的组合。

举例的一现有技术 CDMA 通信系统如图 2 中所述。CDMA 是一通信技术, 其中传送的数据是用一宽频(广射频), 是通过调整该数据以伪噪声信号传送。被传送的该信号可能具有的频宽仅为数千赫兹, 分布于一频带, 其可为数百万赫兹。该通信信道同时使用 K 独立子信道。对于每一子信道, 其他的子信道为干扰。

如图所示, 一具有已知频宽的子信道与独特的扩展码, 它是重复一预先决定的形式, 它是由一广频宽伪噪声(pn)序列产生器产生。这些独特使用者扩展码是典型地彼此伪垂直, 以致于该扩展码之间的交叉关联接近于零。一数据信号的调整是用该 pn 序列产生一数字扩展射频信号。而后一向量信号的调整, 是通过该数字扩展射频信号, 且它的传送是通过该传送媒体。在与配合该 pn 序列的关联后, 重新产生该传送信号。当该扩展码彼此垂直时, 该接收的信号可关联至一特定使用者信号关于该特定扩展码, 因此仅该期望的使用者信号关于

该特定扩展码被增加，而其他使用者的其他信号未被增加。

该扩展码的每一值是所知的一码片，且具有一码片速率，它与该数据速率相同或较快。该码片速率与该子信道数据速率之比为该扩展因数。

为了延伸该数据信号的可能范围值，使用一符号以代表两个二进制值。三进制与四进制符号各自代表三个及四个值。由于每一符号的该位内容支配一独特的脉冲种类，一符号的观念可允许较大程度的信息。根据所使用的符号数目，存在着相等数目的独特脉冲或波形种类。来源处的信息被转换为符号，其调整与传送是透过该子信道，以在目的地解调。

选择一 CDMA 系统中的扩展码，以将一期望的子信道与所有其他子信道间的干扰最小化。因此，解调该期望子信道的标准方法是将所有其他子信道视为干扰，相同于将其本身显示于该通信媒体中的干扰。为此过程所设计的接收器为单使用者、匹配滤波器与 RAKE 接收器。

由于不同的干扰的确彼此相互干扰，因此另有一方法是在一接收器处解调所有子信道。该接收器可一次听从所有使用者，它是通过各自平行地进行一解码运算法。此观念体系即为所知的多使用者检测。多使用者检测可于单使用者接收器提供一相当大的改善。

请参阅图 3，它说明一现有技术使用多使用者检测器的 CDMA 接收器。熟知该技术的人士可知，该接收器可包含的功能如射频或 rf 下变频以及连接滤波于射频信道，模拟-数字转换或光学信号解调于一特定的通信媒体。该接收器的输出是一处理的信号，为模拟或数字，包含所有活化子信道的结合扩展码。该多使用者检测器可完成多使用者检测，且输出多个信号相当于每一活化子信道。所有或较小子信道总数可被处理。

理想的多使用者检测器是计算密集装置，可进行许多复杂的数学运算，因此难以有效经济实施。为将支出最小化，次理想的多使用者检测器，如已发展线性检测器，它需要的计算复杂度较低，而包含约如理想检测器的功能。线性检测器包含解码器，最小平均平方差或称 MMSE，以及零-强迫组线性均衡器或称 ZF-BLE。

用于同步或非同步 CDMA 通信中的现有线性多使用者检测器的一系统框图如图 4 中所示。输出自该通信媒体特定接收器(如图 3 中所示)的数据是结合至一子信道估计器，其估计传送于一个别子信道中的每一符号的脉冲响应。该线性检测器利用该脉冲响应估计一子信道的扩展码，以解调每一子信道的数据。该

数据被输出至子信道数据处理组于各自使用者。

为了影响在一物理系统中 K 子信道使用者的平行检测,线性多使用者检测器方法实施为固定的闸极阵列,微处理器,数字信号处理器或称为 DSP。固定的逻辑系统可允许较大的系统速度,而微处理器驱动系统提供编制灵活性。或者实施用于多使用者检测器,进行一系列的数学运算。为了描述这些功能,下列变化典型地定义该结构与一多使用者检测器的运算。

K =使用者的总数/启动于该系统中的传输器

N_c =数据组中的码片数。随扩展因数的变化,需要码片数,此数目是所有使用者的共同测量。码片数的分割是通过所允许的最大扩展因数。对于同步 CDMA 的情况,自该使用者的符号随最大扩展因数可包含一组数据。因此, N_c 可被减少,而等于该最大扩展因数。

W = 码片中该通信信道脉冲响应长度。

此通常是该系统的一预先定义参数。

$Q^{(k)}$ = 使用者 k 的扩展因数。该扩展因数等于码片数目,它被用以扩展使用者数据的符号。一系统预先得知该扩展因数,且不需自该接收的数据估计它。

$N_s^{(k)}$ = 使用者 k 传送的符号数目。 $N_s^{(k)} = N_c / Q^{(k)}$

$$N_s^T = \sum_{k=1}^K N_s^{(k)} = \text{传送符号的总数}$$

$d(k)$ =使用者 k 传送的数据(信息)。该数据存在于一向量形式中,其中一向量是一数据阵列,它是通过一单一索引变化所编索。为了下列向量与矩阵运算的目的,所有向量被定义为行向量。 $d^{(k)}$ 的第 n^{th} 元素是通过该 k^{th} 使用者传送的 n^{th} 符号。

$h^{(k)}$ =如一向量所代表的使用者 k 所经历的子信道的该脉冲响应。此量需由该接收器所估计。该子信道脉冲响应的该接收器估计是指 $h^{(k)}$ 。该向量 $h^{(k)}$ 的元素是典型的复数,其模仿振幅与相差,其可通过该子信道而引入。

$v^{(k)}$ =代表一向量的使用者 k 的扩展码。为达线性多使用者检测的目的,可考虑包含该扩展码区段的向量,其扩展一特定符号。因此,该向量 $v^{(k,n)}$ 的定义为该扩展码,它是被用以扩展由该 k^{th} 使用者传送的该 n^{th} 符号。数学计算上,其定义为: $v_i^{(k,n)} = v_i^{(k)}$, 且 $(n-1)Q^{(k)} + 1 \leq i \leq nQ^{(k)}$ 且其他 i 值为 0, 其中 i 系

为向量元素的索引。

$r^{(k)}$ 是一向量，其代表使用者 k 的数据，是通过该扩展序列 $v^{(k)}$ 所传送且透过使用者的子信道 $h^{(k)}$ 传送。该向量 $r^{(k)}$ 代表信道观察，它是当一数据组到达时的时间区间内所完成。该向量 $r^{(k)}$ 的 i^{th} 元素被定义为：

$$r_i^{(k)} = \sum_{n=1}^{N_s^{(k)}} d_n^{(k)} \sum_{j=1}^W h_j^{(k)} v_{i-j+1}^{(k,n)} \quad \text{方程式 1}$$

于该接收器所接收的信号包含所有使用者信号 $r^{(k)}$ 加上噪声。因此，可将该接收的数据向量 r 如下：

$$r = \sum_{k=1}^K r^{(k)} + n. \quad \text{方程式 2}$$

方程式 2 中的该向量代表该通信信道所引入的噪声。

图 5 说明一现有线性多使用者检测器的系统与方法。该估计的子信道脉冲响应向量 $h^{(k)}$ 与该扩展码 $v^{(k)}$ 被用以产生一系统传送响应矩阵于每一使用者 k 。一矩阵是由两索引变量所指的一组数字，且其排列如一矩形格子，其中第一索引变量是列指数且第二索引变量是行指数。

使用者 k 的一系统传送响应矩阵典型称作为 $A^{(k)}$ 。 i^{th} 列， n^{th} 行元素表示为 $A_{i,n}^{(k)}$ ，且其定义为：

$$A_{i,n}^{(k)} = \sum_{j=1}^W h_j^{(k)} v_{i-j+1}^{(k,n)} \quad \text{方程式 3}$$

该矩阵 $A^{(k)}$ 的每一行相当于在关注的时期中，一匹配的滤波器响应于使用者 k 所传送的特定符号。请参阅图 5，该接收的数据 r 是匹配所有使用者的扩展码与子信道脉冲响应的组合。因此， $A^{(k)}$ 包含 $N_s^{(k)}$ ，它匹配滤波器响应。 $A^{(k)}$ 行如下所示：

$$A_n^{(k)} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_n^{(k)} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{方程式 4}$$

其中每一向量 $b_n^{(k)}$ 的规模为

$$Q(k) + W - 1 \quad \text{方程式 5}$$

且偏移量是自该矩阵 $A_n^{(k)}$ 的顶部，其是通过

$$Q^{(k)}(n-1) \quad \text{方程式 6}$$

由于该扩展码非周期性于符号时间； $b_i^{(k)} \neq b_j^{(k)}$ ，其中 $i \neq j$ 。一向量的元素其可为非零的值，是指该向量的支撑。因此， $b_n^{(k)}$ 是该 $A_n^{(k)}$ 的支撑。

由于于每一使用者的一系统传送矩阵被产生，因此一总系统传送响应矩阵，称为 A ，其产生是通过连锁该系统传送矩阵于所有使用者，其如下所示：

$$A = (A^{(1)}, \dots, A^{(k)}, \dots, A^{(K)}) \quad \text{方程式 7}$$

根据现有技术的调整技术， $h^{(k)}$ 的元素可为复数。而后 A 的该非零元素可为复数。

一举例的总系统传送响应矩阵 A 于一假设的现有技术多使用者检测器，其组合根据方程式 4, 5, 6 与 7 为

$$A = \begin{bmatrix} b_{1,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,1}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,2}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,3}^{(1)} & b_{2,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,3}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,4}^{(1)} & b_{2,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,4}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,5}^{(1)} & b_{2,3}^{(1)} & b_{3,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,5}^{(2)} & b_{2,1}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & b_{2,4}^{(1)} & b_{3,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,6}^{(2)} & b_{2,2}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & b_{2,5}^{(1)} & b_{3,3}^{(1)} & b_{4,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,7}^{(2)} & b_{2,3}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{3,4}^{(1)} & b_{4,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,4}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{3,5}^{(1)} & b_{4,3}^{(1)} & b_{5,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,5}^{(2)} & b_{3,1}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{4,4}^{(1)} & b_{5,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,6}^{(2)} & b_{3,2}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{4,5}^{(1)} & b_{5,3}^{(1)} & b_{6,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{2,7}^{(2)} & b_{3,3}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,4}^{(1)} & b_{6,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{3,4}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,5}^{(1)} & b_{6,3}^{(1)} & b_{7,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{3,5}^{(2)} & b_{4,1}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{6,4}^{(1)} & b_{7,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{3,6}^{(2)} & b_{4,2}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{6,5}^{(1)} & b_{7,3}^{(1)} & b_{8,1}^{(1)} & 0 & 0 & b_{3,7}^{(2)} & b_{4,3}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,4}^{(1)} & b_{8,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,4}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,5}^{(1)} & b_{8,3}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,5}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{8,4}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,6}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{8,5}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,7}^{(2)} \end{bmatrix}$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{A^{(1)}} \quad \underbrace{\hspace{15em}}_{A^{(2)}}$

方程式 8

对于两个 ($k=2$) 使用者， $A^{(1)}$ 与 $A^{(2)}$ ，具有 16 个码片于一数据组 ($N_c=16$) 中，一信道脉冲响应长度为 4 ($W=4$)，以及一扩展因数于该第一使用者为 2 ($Q^{(1)}=2$)，以及一扩展因数于该第二使用者为 4 ($Q^{(2)}=4$)。在所得的系统传送响应矩阵 A 中，

$b_{n,j}^{(k)}$ 代表该结合系统的 i^{th} 元素与信道响应于该 k^{th} 使用者的该 n^{th} 符号。

该接收的数据 r 的处理是使用该总系统传送响应矩阵 A ，它代表一组合的滤波器响应，以产生一匹配的滤波器输出的一向量，其以 y 表示。该匹配的滤波运算的定义为：

$$y = A^H r \quad \text{方程式 9}$$

该矩阵 A^H 代表该矩阵 A 的 Hermitian (或复合) 移项。该 Hermitian 移项的定义为 $A_{ij}^H = A_{ji}$ ，其中该上横杠代表的运算为取一复数的共轭根。而后该匹配的滤波器输出，是乘以目标矩阵 O 的倒数。该目标矩阵 O 代表的过程为其微分线性接收器模型的每一型。它是分割自该系统传送矩阵 A 。

该零-强迫组线性均衡器 (ZF-BLE) 接收器是一线性接收器，具有一目标矩阵定义为 $O=A^H A$ 。该最小平均平方差组线性均衡器 (MMSE-BLE) 接收器是一线性接收器，具有一目标矩阵定义为 $O=A^H A + \sigma^2 I$ ，其中 σ^2 是噪声的方差，它存在于该接收的数据向量的每一符号中，且该矩阵 I 为所知的一相同矩阵。一相同矩阵为矩形且与 I_s 对称于其主要对角线，且其于位置为零。该相同矩阵的大小被选择，以便根据线性代数法则进行加法运算。

对于一解调器 (解调接收器)，矩阵 A 的简化是通过忽视该信道响应 $h^{(k)}$ ，仅考虑该扩展码与其交叉关联 (干扰) 性质。一交叉关联矩阵，是指 R ，通常是建构以供该解调器形式接收器。此矩阵的建构是通过假设 $W=1$ 与 $h_i^{(k)}=1$ 于上述 A 的定义 (亦即每一子信道的该信道响应是一脉冲)。而后该交叉关联矩阵 R 是该目标矩阵 O 定义供于该 ZF-BLE 接收器。一解调器常作为一更复杂多使用者检测接收器的一次程序。一旦产生该目标矩阵，则该多使用者检测器将可倒转该矩阵，其是指 O^{-1} 。

而后该目标矩阵的倒转乘以该匹配的滤波器输出向量 y ，以产生该数据向量 d 的估计，其中 $d(\text{估计})=O^{-1}y$ 。该目标矩阵 O 的倒转是一复杂顺序运算的过程。所需运算的数目，进行此过程是随着该矩阵 O 的大小三次方而增加。对于大多数不同步 CDMA 接收器， O 的大小非常大，其使得倒转过程难以进行。

为了克服此限制，且为了使这个系统具体实现，故使用 Cholesky 数值方法。当矩阵为联合时，Cholesky 分解可大幅减少倒转该矩阵 O 的计算复杂度。

一联合矩阵为矩形矩阵，其包含非零值，仅自主要对角线的数个对角线。相邻于具有至少一个非零元素的主要对角线的非零对角线的数目，是指频宽。因此，一对称矩阵 M 与该频宽 p 联合，若

$$m_{ij} = 0 \quad \text{对于所有 } j > i + p \quad \text{方程式 10}$$

其中 m_{ij} 为 M 的一元素，而 i 为列指数且 j 为行指数。对于一联合矩阵大小所指为 n ，且频宽所指为 p ，Cholesky 分解可减少倒转目标矩阵的所需数值运算自变化为该矩阵的大小的三次方 n^3 ，以变化当该矩阵的大小乘以该频宽的平方， np^2 。

如上所述，一 ZF-BLE 的一目标矩阵系为 $O=A^H A$ 。为了介绍数值的复杂度，如方程式 6 中所述该总系统响应矩阵 A 的该目标矩阵 O ，系为：

$$O = \begin{bmatrix} x & x & x & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x & x & 0 & 0 \\ x & x & x & x & 0 & 0 & 0 & 0 & x & x & 0 & 0 \\ x & x & x & x & x & 0 & 0 & 0 & x & x & x & 0 \\ 0 & x & x & x & x & x & 0 & 0 & x & x & x & 0 \\ 0 & 0 & x & x & x & x & x & 0 & 0 & x & x & x \\ 0 & 0 & 0 & x & x & x & x & x & 0 & x & x & x \\ 0 & 0 & 0 & 0 & x & x & x & x & 0 & 0 & x & x \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x & x & x & 0 & 0 & x & x \\ x & x & x & x & 0 & 0 & 0 & 0 & x & x & 0 & 0 \\ x & x & x & x & x & x & 0 & x & x & x & x & 0 \\ 0 & 0 & x & x & x & x & x & x & 0 & x & x & x \\ 0 & 0 & 0 & 0 & x & x & x & x & 0 & 0 & x & x \end{bmatrix} \quad \text{方程式 11}$$

其中 0 代表的元素为数学运算产生的零，且 x 代表非零的值。若总系统响应矩阵 A 的 i^{th} 列与 j^{th} 行的非零元素不具相同的向量索引，则目标矩阵 O 的对应元素的列索引 i 与行索引 j 将为零。 O (方程式 11)的频宽等于 9，因此自该主要对角线九行为非零元素。

图 5 中该目标矩阵 O 的结构如现有技术接收器中所示，并非为相当宽。因此，当倒转矩阵 O 时，Cholesky 分解无法被有效使用，以减少运算复杂度。

然而，现有技术揭露当所有使用者传送相等扩展码因数时，该总系统传送响应矩阵 A 的重新排列可于计算一目标矩阵 O 之前进行，将矩阵 O 转换为一较宽的矩阵。此过程的一系统框图如图 6 中所示。

计算该矩阵 A 的行重新排列过程，其完成该重新排列系不需外加信息。当倒转该矩阵时，该重新排列减少该运作复杂度。一但该检测过程完成时，一使用者数据向量 d 被计算，进行一倒转的再排列序将解干扰向量 d 返回至其原始形式以进行后续步骤。

在典型的异步 CDMA 系统，一再排列目标矩阵的频宽至少十倍小于其原始

大小。因此，当一目标矩阵基于一再排列总系统响应矩阵基进行 Cholesky 分解时，在处理过程中进行储存至少一因数 100。然而，现有技术并未提出一再排列方法于当不同的扩展码刊朱备用于启动的使用者之间。Klein 等人于 1996 年五月于 IEEE Transaction on Vehicular Technology 期刊中，第 45 册第二本中第 276 至 287 页，「码分多址信道中，强迫归零与最小平均平方差均等于多使用者检测」中，所揭露的多使用者检测方法。这些方法利用一系统响应矩阵于一强迫归零均等器中，以及一最小平均平方差均等以恢复数据。

Karimi 等人于 1998 年于 IEEE International Symposium in Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, XX, XX 期刊中，第 3 册第 1340 至 1345 页，「于组基结合检测提供一新的与有效的解决，是利用约 Cholesky 因数化」中，是揭露一强迫归零组线性等化器，其是利用约 Cholesky 因数化。该 Cholesky 因数系来自于利用一系统响应矩阵。

因此，需要提出一方法，于使用不同的扩展码因数时，以减少转换步骤的数目。

发明概述

本发明关于一多使用者检测器，其检测与解码同步或不同步 CDMA 子信道，其具有较少计算复杂度的不同扩展因数。本发明的多使用者检测器系可与 ZF-BLE，MMSE，解关联检测器与如利用 Cholesky 分解以最小化数字运算相容。此系统与方法排列系统传送响应矩阵之行，代表个别使用者之响应特性至一槽宽总系统传送响应矩阵，其代表多个匹配滤波器响应于一所给之接收数据组。本发明结合 Cholesky 分解，于平行匹配的滤波前，减少所需数学运算数目。

因此，本发明之一目的是用减少计算的复杂度，检测传送于 CDMA 界面的多个使用者，其中每一使用者具有不同的扩展因数。

本发明之另一目的，是利用现存线性检测器于一多使用者检测器中，所有 CDMA 子信道中不需统一的扩展因数。

本发明之另一目的，有效地局限一矩阵的频宽，它代表在倒转前的多个匹配滤波器。

此系统与方法的其他目的与优点，系如熟知该技术之人士于阅读本发明较佳实施例后可明显得知。

图示的简单说明

图 1 是一简化框图，说明一现有技术的多重存取通信系统。

图 2 是一简化框图，说明一现有技术的 CDMA 通信系统。

图 3 是一简化框图，说明一现有技术的 CDMA 接收器具多使用者检测。

图 4 是一简化框图，说明一现有技术的多使用者检测器。

图 5 是一框图，说明一现有技术的线性多使用者检测器。

图 6 是一框图，说明一现有技术的线性多使用者检测器，其利用 Cholesky 分解。

图 7 是一框图，说明一本发明的线性多使用者检测器。

图 8 是说明系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 顶部与底部行偏移量。

图 9 说明矩阵行索引值分配。

图 10A 与图 10B 是流程图，说明应用于本发明的另一方法。

图 11 说明组合一扩展因数组矩阵 $A_c^{(g)}$ 的步骤。

图 12 是根据本发明说明组合一 A' 矩阵的步骤。

本发明的详细说明

本发明较佳实施例说明可参照本发明的图示，其中相同的元件符号代表相似的元件。

如图 7 中所示，本发明的一多使用者检测器 17，用于接收后检测多个使用者传送于一共同 CDMA 信道。该多使用者检测器 17 包含多个处理器，其具有附带的存储器，其进行不同的向量与矩阵运算。本发明的另一实施例包含固定的闸极阵列，且 DSPs 进行不同处理器的功能。该检测器 17 还包含一第一输入 19，以输入个别 k 子信道脉冲响应估计，作为向量 $h^{(k)}$ 以更正符号内干扰，或由依子信道本身符号造成之 ISI 与多重存取干扰，或于所有接收数据信号自其他使用者之子信道造成之 MAI，一第二输入 21，用于输入一输入向量 r 形式的、来自所有使用者 k 在一谨慎时间段发送的数据，其包含来自每一使用者子信道的组合数据，以及一输出 23，用于从接收的信道数据 r 中、以一输出向量的形式输出每一使用者 k 的使用者数据 $d(k)$ 。使用者的总数 K 与每一使用者 ($k=1,2,3,\dots,K$) 的扩展因数 $Q(k)$ 已知为先验(priori)的。

为了自结合的使用者数据 r 获得一特定使用者的使用者数据 $d^{(k)}$ ，该使用者数据必须利用匹配滤波器 25 或其他相似物进行滤波。此技术的知识显示一匹

配滤波器 25 需要一响应特性，它是扩展脉冲形与该使用者的子信道脉冲响应结合的复杂接合，以产生一输出具传输前信号之一程度代表。信号输入至该滤波器 25，它未与一所给之响应特性相匹配，以产生一较低输出。

每一个别 k 子信道脉冲响应估计 $h^{(k)}$ 被输出至一第一存储器 27，其中它是与相同使用者之扩展码 29(方程式 3)结合，产生一系统传送响应估计矩阵 $A^{(k)}$ 于该使用者。本发明的排列处理器 33 进行所有矩阵 $A_n^{(k)}$ 行再排列。该排列 99 需要每一子信道系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 具有该行结构它是由方程式 4 所定义，它是典型的线性接收器。若该系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 非为方程式 4 所定义的形式，该排列处理器 33 首先再排列该行至方程式 4 所定义的该结构。本发明不需要所有系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 连续至一总系统传送响应矩阵 A 如方程式 7 所定义。

该排列处理器 33 检测每一系统传送响应矩阵 $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$, ... $A^{(k)}$ 行于零职员件数目，自每一向量 $b_n^{(k)}$ (方程式 4) 之支持，定义顶部 $o^{(k)}_{Tn}$ 与底部偏移量 $o^{(k)}_{Bn}$ ，如图 8 中所述(对于一矩阵)。如上所述，每一系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 具有相同的列数，仅行数变化。如图 9 中所述，该排列处理器 33 分配一索引值 n_i 于之每一系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 之每一行，是基于其个别的顶部 $o^{(k)}_{Tn}$ 与底部偏移量 $o^{(k)}_{Bn}$ 。该行值的分配是以增加强度之顺序，自具有最小顶部偏移量与最大底部偏移量之行，至具有最大顶部偏移量与最小底部偏移量之行。

若两行相遇，则其一较另一具有较大顶部偏移量与一较大底部偏移量，若顶部偏移量间之差大于底部偏移量间之差，具较低顶部偏移量的行的分配是较低索引 n_i 。若顶部与底部偏移量之间的差相等，两行之一可举较低之索引 n_i 。

该排列处理器 33 组合一总系统传送响应矩阵 A' ，以分配行索引 n_i 的顺序。行索引 n_i 保留于存储器 33 中，用于解干扰过程 45。例如，该总系统响应矩阵 $A^{(1)}$ 与 $A^{(2)}$ 之描述如方程式 8 中所述，本发明知该排列方法产生总系统传送响应矩阵 A ，如下所述

$$A' = \begin{bmatrix} b_{1,1}^{(1)} & b_{1,1}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,2}^{(1)} & b_{1,2}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,3}^{(1)} & b_{1,3}^{(2)} & b_{2,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,4}^{(1)} & b_{1,4}^{(2)} & b_{2,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,5}^{(1)} & b_{1,5}^{(2)} & b_{2,3}^{(1)} & b_{3,1}^{(1)} & b_{2,1}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{1,6}^{(2)} & b_{2,4}^{(1)} & b_{3,2}^{(1)} & b_{2,2}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{1,7}^{(2)} & b_{2,5}^{(1)} & b_{3,3}^{(1)} & b_{2,3}^{(2)} & b_{4,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{3,4}^{(1)} & b_{2,4}^{(2)} & b_{4,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{3,5}^{(1)} & b_{2,5}^{(2)} & b_{4,3}^{(1)} & b_{5,1}^{(1)} & b_{3,1}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,6}^{(2)} & b_{4,4}^{(1)} & b_{5,2}^{(1)} & b_{3,2}^{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,7}^{(2)} & b_{4,5}^{(1)} & b_{5,3}^{(1)} & b_{3,3}^{(2)} & b_{6,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,4}^{(1)} & b_{3,4}^{(2)} & b_{6,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,5}^{(1)} & b_{3,5}^{(2)} & b_{6,3}^{(1)} & b_{7,1}^{(1)} & b_{4,1}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{3,6}^{(2)} & b_{6,4}^{(1)} & b_{7,2}^{(1)} & b_{4,2}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{3,7}^{(2)} & b_{6,5}^{(1)} & b_{7,3}^{(1)} & b_{4,3}^{(2)} & b_{8,1}^{(1)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,4}^{(1)} & b_{4,4}^{(2)} & b_{8,2}^{(1)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,5}^{(1)} & b_{4,5}^{(2)} & b_{8,3}^{(1)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{4,6}^{(2)} & b_{8,4}^{(1)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{4,7}^{(2)} & b_{8,5}^{(1)} \end{bmatrix}$$

方程式 12

该排列方法索引之系统传送响应矩阵 $A^{(1)}$ 的八行 (1-8)，与系统传送响应矩阵 $A^{(2)}$ 之四行 (9-12)，其顺序为 1, 9, 2, 3, 10, 4, 5, 22, 6, 7, 12, 8，以传送一槽宽总系统传送响应矩阵 A (方程式 12)。

该排列方法如上所述，包含一每一系统传送响应矩阵 $A^{(1)}$ ， $A^{(2)}$ ， $A^{(3)}$ ，... $A^{(k)}$ 行之测试，相比每一行与每一其他行，于顶部 $o_{Tn}^{(k)}$ 与底部偏移量 $o_{Bn}^{(k)}$ 。每一系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 的特定结构，即每一矩阵的行排列顺序是以增加的顶部偏移量与减少的底部偏移量，当进行是由左至右 (请参阅方程式 8，矩阵 $A^{(1)}$ 与 $A^{(2)}$)，另一方法的进行不需直接检测每一系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 。

该另一方法如图 10A 与图 10B 所述。所有系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 相当于 (步骤 201) 至使用者，具有相等扩展因数被归类在一起 (步骤 203)。对于每一扩展因数组 g ，存储器是分配于该处理器 33 可储存所有行自所有系统传送矩阵 $A^{(1)}$ ， $A^{(2)}$ ， $A^{(3)}$ ，... $A^{(k)}$ 。该扩展因数组 g 之排列顺序是增加的扩展因数。

一示范的系统说明本发明的运作包含七个使用者，具有四个不同的扩展因数 $Q(k)$ ，如下所示：

使用者 1 ($Q^{(1)} = 8$) 使用者 2 ($Q^{(2)} = 8$) 使用者 3 ($Q^{(3)} = 8$) 使用者 4 ($Q^{(4)} =$

使用者 5 ($Q^{(5)}$) = 16 使用者 6 ($Q^{(6)}$) = 16 使用者 7 ($Q^{(7)}$) = 4

利用本发明的系统与amp;方法，该系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 被分至扩展因数组：

组 1 (扩展因数 4) $A^{(7)}$
 组 2 (扩展因数 8) $A^{(1)}$, $A^{(2)}$, $A^{(3)}$
 组 3 (扩展因数 16) $A^{(5)}$, $A^{(6)}$
 组 4 (扩展因数 32) $A^{(4)}$

一各别扩展因数组 g ，包含至少一系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ ，其中每一矩阵任意地索引自 1 至 $L^{(g)}$ 。每一扩展因数组 g 的索引是根据增加的扩展因数强度。

在每一扩展因数组中，该相关系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 的行被组合至共同扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ ，其中 $g=1, 2, 3, \dots, G$ (步骤 205)。如图 11 中所示，该方法复制该系统传送响应矩阵的第一行，将索引一至 $A_g^{(g)}$ 的第一行；该系统传送响应矩阵的第一行，将索引二至 $A_g^{(g)}$ 的第二行；继续透过该剩余系统传送响应矩阵于一各自扩展因数组 g ，直到所有第一行被复制。该方法继续复制第二行，第三行等，对于每一矩阵 $A^{(k)}$ 于该各自扩展因数组 $A_g^{(g)}$ 。

一扩展因数组 g 中所有矩阵由于相同的扩展因数，具有相同行数。因此，该组合的扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ ，将使 $L(g)$ 乘以行数于一相关系统传送响应矩阵 $A^{(k)}$ 的行数。对于相等的扩展因数，该排列方法如同使用至每组的每一各别系统响应矩阵，是相同于现有技术，以组合一总系统传送响应矩阵 A 。

为了组合提供不同扩展因数的总系统传送响应矩阵 A' ，该扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ 具最低扩展因数，被顺序复制 (步骤 207) 于存储器 33a 中，自第一行起，亦即 $A_g^{(g)}$ 的行一，至 A' 之第一分配行。具最低扩展因数的该扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ ，具有最多的行数。所有其他扩展因数组传送响应矩阵行将插入至此基础矩阵 A' 。

若该系统扩展因数是彼此的整数倍 (步骤 209)，则该处理器 33 组合该总系统传送响应矩阵 A' (步骤 211)，通过任何顺序考虑该剩余的扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ (步骤 209)。对于每一扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ ，该处理器 33 得到一行置换参考索引 m ，

$$m = n \times Q^{(g)} / Q^{(1)} - Q^{(g)} / 2 \quad Q^{(1)} \quad \text{方程式 13}$$

其中考虑之下 $Q^{(g)}$ 代表该扩展因数连结于扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ ， $Q^{(1)}$ 代表最低扩展因数于所有组之中，且 n 是扩展因数组传送响应矩阵 $A_g^{(g)}$ 的行，其中 $n = 1, 2, 3, \dots, N$ (步骤 211)。

为了利用该行置换索引 m ，得到一参考位置于 A' 中(步骤 215)，利用系统传送响应矩阵 $L^{(1)}$ 之总数，其包含该扩展因数组矩阵具有该最低扩展因数，

$$m \times L^{(1)} \quad \text{方程式 14}$$

考虑之下，自扩展因数组传送响应矩阵 $A_c^{(g)}$ ，该处理器 33 得到一行组(步骤 217)，它利用系统传送响应矩阵的数目，它属于该扩展因数组，

$$L^{(g)} \times (n-1) + 1 \quad \text{透过} \quad L^{(g)} \times n \quad \text{方程式 15}$$

该处理器 33 自 $A_c^{(g)}$ 复制方程式 15 定义之该行组，且将其插入(步骤 219)该基础矩阵 A' 在 $A_c^{(1)}$ 之后，其具有方程式 14 所定义的该参考位置，如图 12 所示。考虑之下，该扩展因数组矩阵的剩余行被复制，且同样地被插入该基础矩阵 A' (步骤 221)。在一扩展因数组矩阵的所有行被置换之后，该处理器 33 选择下一个扩展因数组矩阵 $A_c^{(g)}$ (步骤 223)，且执行该上述方法。方程式 13, 14 与 15 使得自扩展因数组传送响应矩阵 $A_c^{(g)}$ ，该 i^{th} 行被放置于 A' 中于 m^{th} 行之后，它具有相同的支撑(步骤 225)。

当该系统扩展因数非为彼此的整数倍时，方程式 13 之右侧部分不产生一整数。这种情况下，该处理器 33 将循环该方程式 13 的结果至最接近的整数之上或最接近的整数值之下(步骤 213)。该循环方向具有可忽略的效应于整个系统运作。该顺序中该组系统传送矩阵 $A_c^{(g)}$ 的部分可具有某些效应于该系统运作。该扩展因数的先验(priori)知识可预先被用以选择一最佳顺序。

利用上述之该排列技术，且于该例子当该扩展因数为彼此之整数倍时，可达到一矩阵频宽 B ，其范围如下所示：

$$\left(\left\lceil \frac{W-1}{Q_{MAX}} \right\rceil \cdot \sum_{k=1}^K \frac{Q_{MAX}}{Q^{(k)}} \right) \leq B \leq \left(\left(\left\lceil \frac{W-1}{Q_{MAX}} \right\rceil + 1 \right) \cdot \sum_{k=1}^K \frac{Q_{MAX}}{Q^{(k)}} \right) - 1 \quad \text{方程式 16}$$

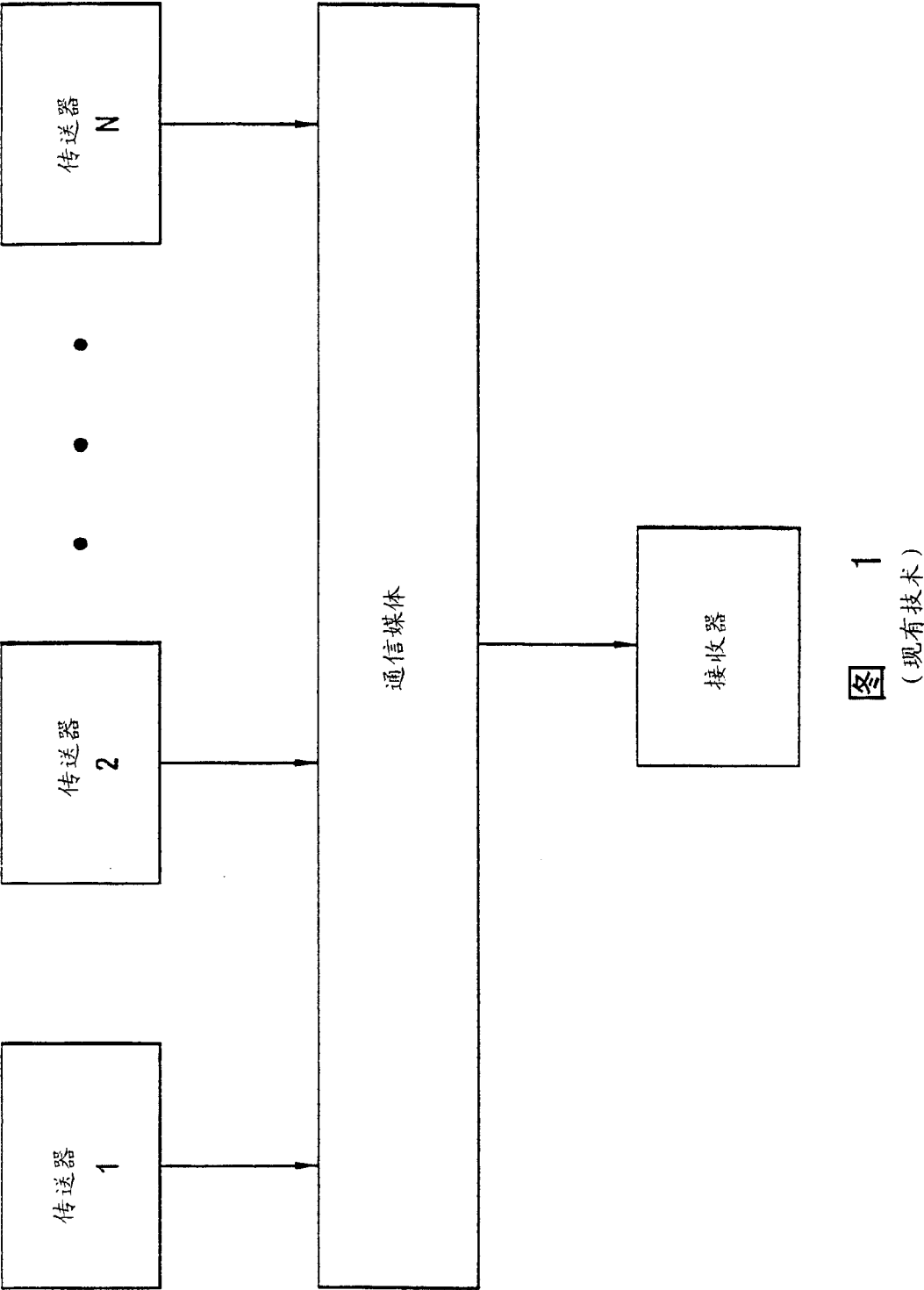
方程式 16 预测方程式 11 之该总系统传送响应矩阵之频宽，将介于 3 与 6 之间。方程式 12 之计算显示该频宽于本发明之排列方法后，是为 4。

本发明之优点是提供传送符号增加的数目。若一系统传送 16,000 码片(800 符号于一第一使用者，与 400 符号于一第二使用者)，该矩阵 $A^H A$ 之频宽约为 800。利用该排列方法，以产生一总系统响应矩阵 A ，该 $A^H A$ 之频宽保持为四，是由于频宽(方程式 16)是独立的传送符号数目。在目标矩阵 0 之所有元素达到后，进行该倒转 41。由于倒转一矩阵之复杂度与其频宽平方成正比，因此本发明提供一较低运算复杂度，其是通过一因数，约为 $(800/4)^2 = 200^2 = 40,000$ 。

该总系统传送响应矩阵 A' 提供该响应特性至该匹配滤波器 25。总系统传送响应矩阵 A' 的每一行是一向量，它代表一特定符号的该响应特性。该接收的数据向量 r 被输入至该匹配滤波器 25，其中它是匹配于自总系统传送响应矩阵 A' 的该每一响应特性，以产生一匹配滤波器输出向量 y 。输出向量 y 的每一元素相当于以一所给使用者传送的特定符号的预备估计。自该匹配滤波器 25 的该输出向量 y 是位于一乘法器 43 中与该倒转的目标矩阵 O 。该匹配滤波器 25 的该输出向量 y 与该倒转的目标矩阵 O ，皆相乘产生一使用者数据向量 d 。该使用者数据向量 d ，包含所有的数据是传送自所有使用者于该谨慎的时间组。由于该目标矩阵 O 与该匹配滤波器 25 输出，是基于该总系统响应矩阵 A' ，该使用者数据向量 d 必须被解干扰。该解干扰过程 149 是该排列方法的倒转。

一解干扰器 45 再排列，该使用者数据向量 d 的每一元素，是基于该行再分配于进行排列方法之时。该使用者数据向量 d 的元素是于相同顺序，它是通过总传送响应矩阵 A ，1, 9, 2, 3, 10, 4, 5, 11, 6, 7, 12, 8，为垂直移项。该解干扰器 45 分配一存储器空间，它具有相同的规格，且放置每一向量元素于连续的顺序，1-12。在该使用者数据向量 d 被解干扰 149 之后，该使用者数据被输出 23 于后续处理。

虽然本发明已经由较佳实施例所叙述，然而在本发明申请专利范围内之其他变异，仍可被熟知该技术者所得知。



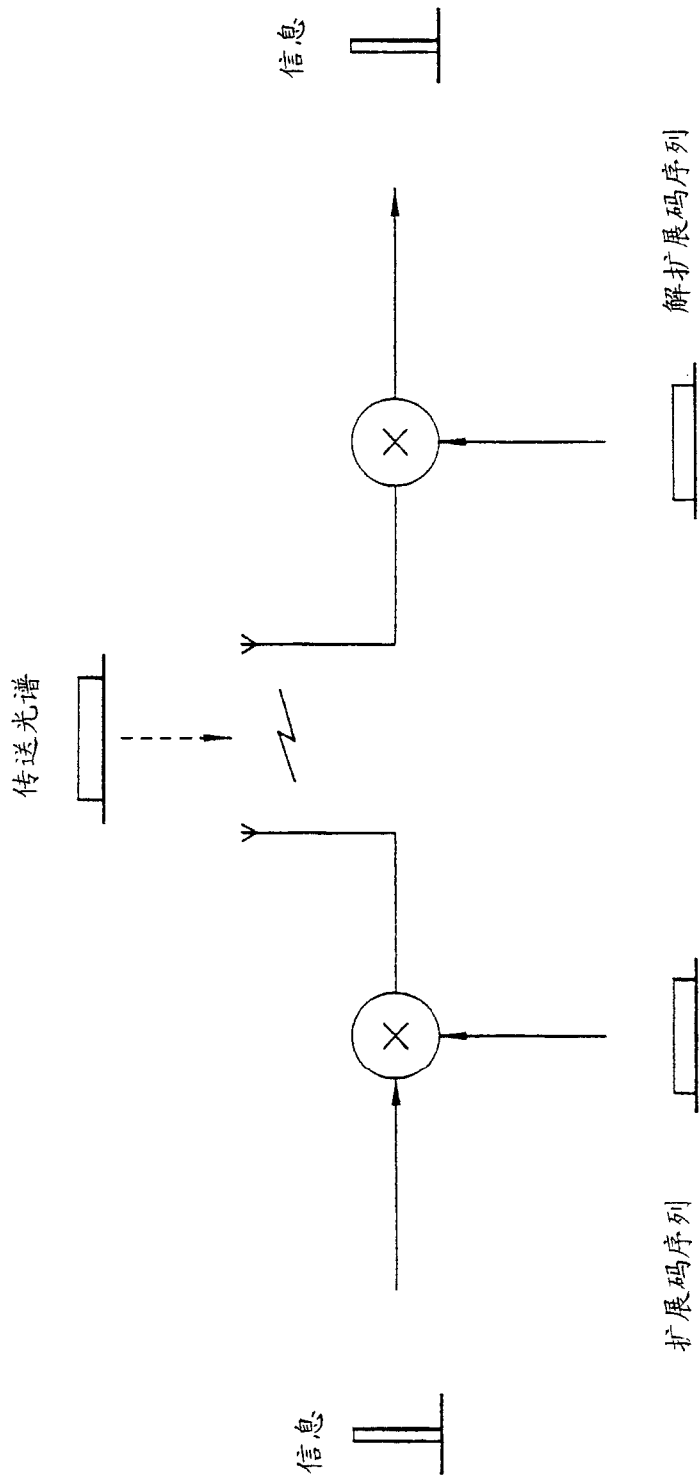


图 2
(现有技术)

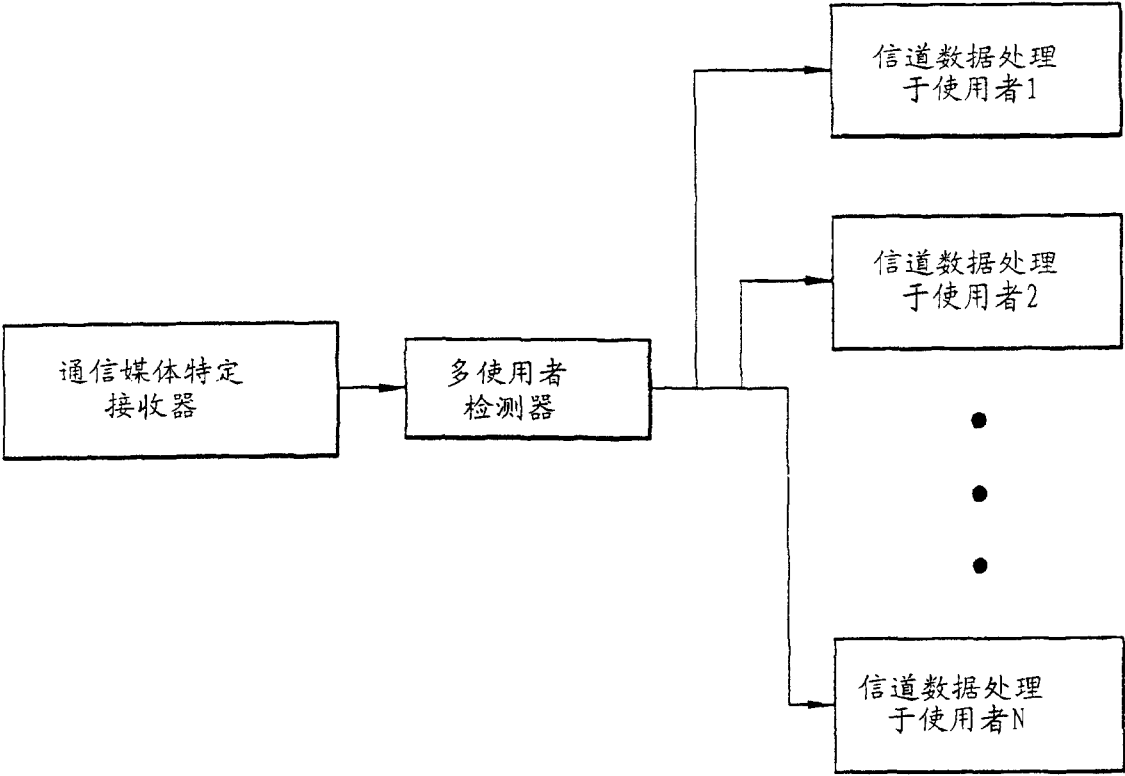


图 3
(现有技术)

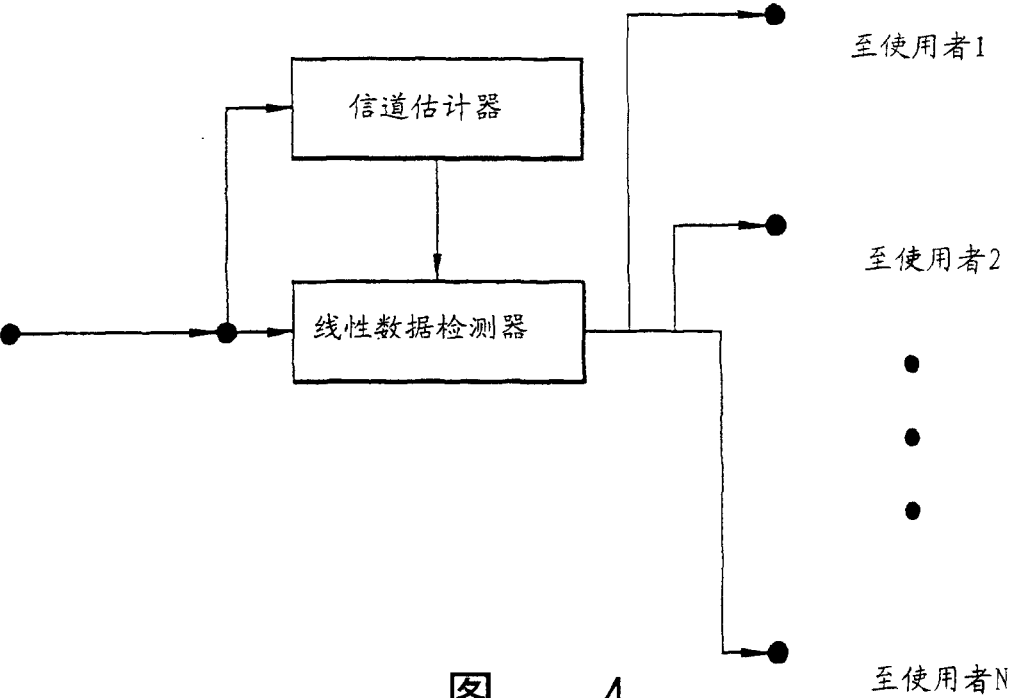


图 4
(现有技术)

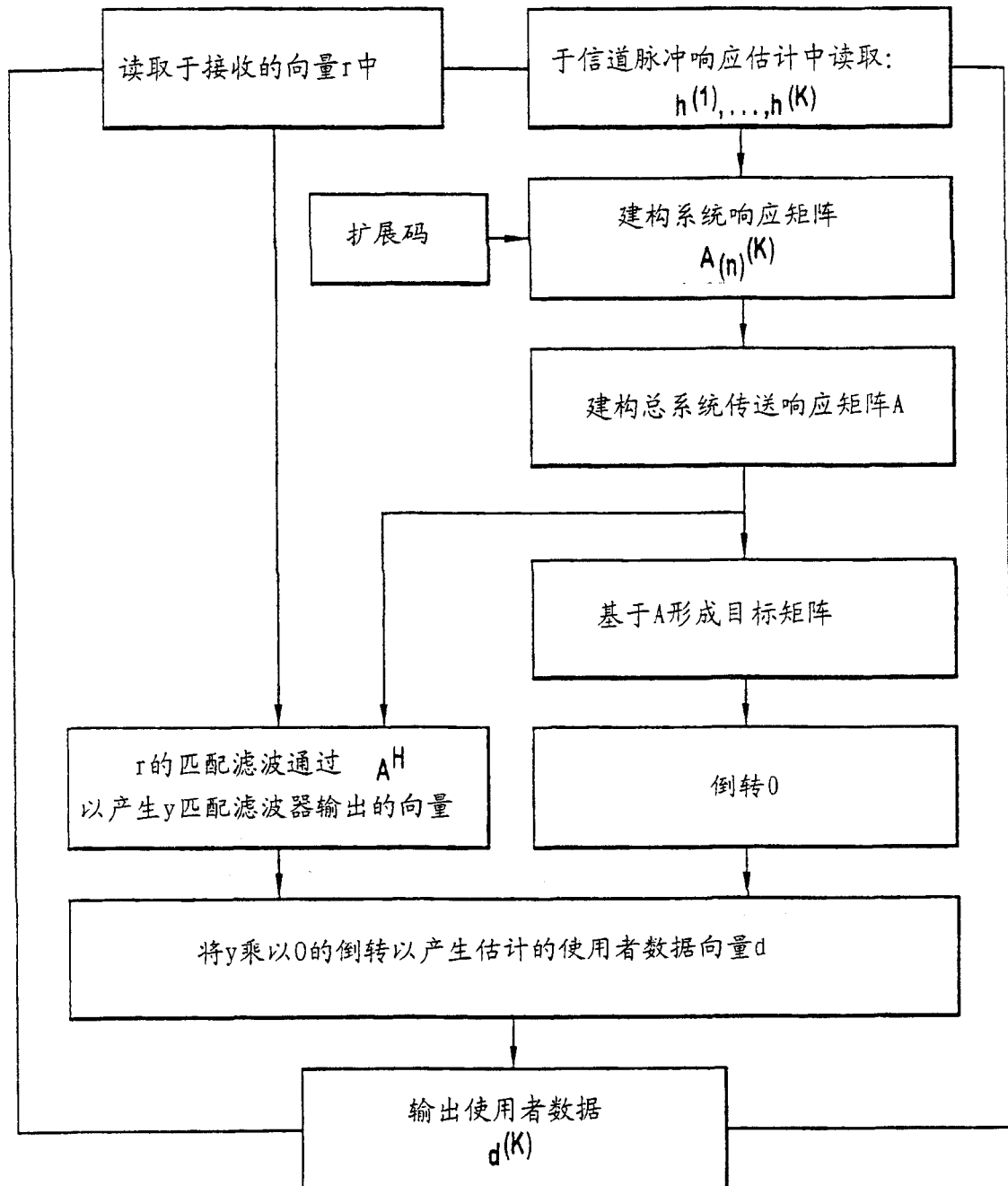


图 5
(现有技术)

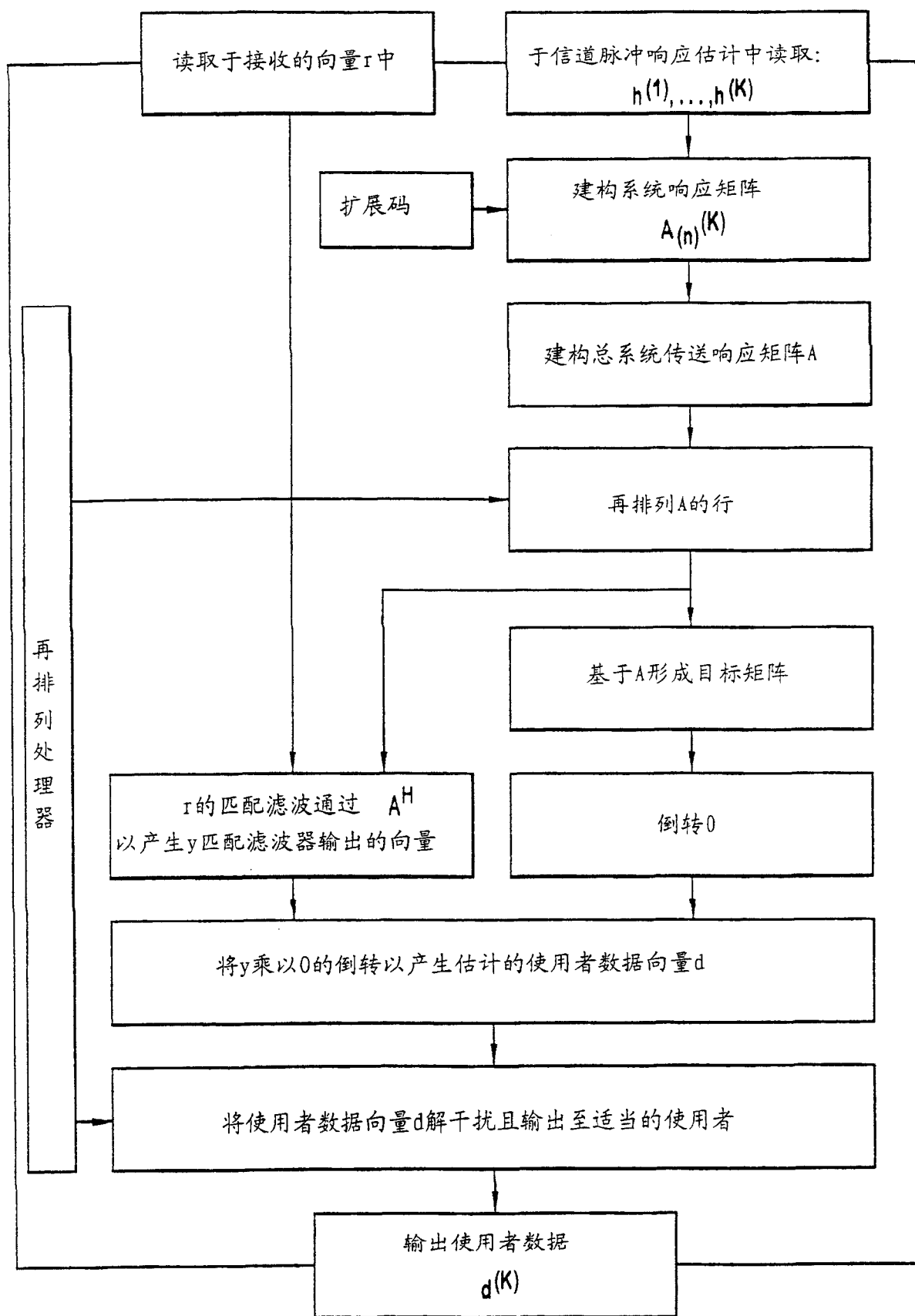
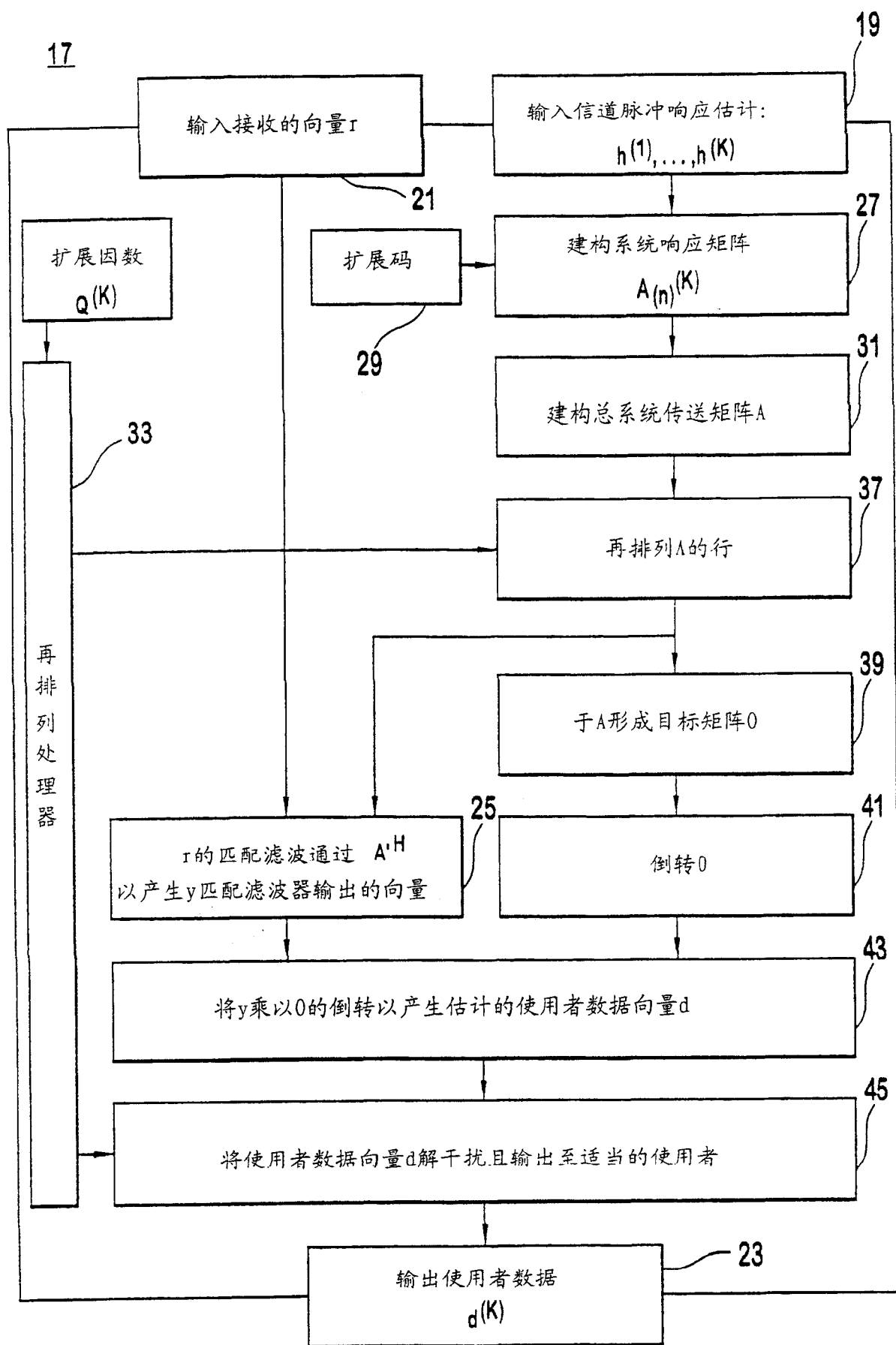


图 6
(现有技术)



7

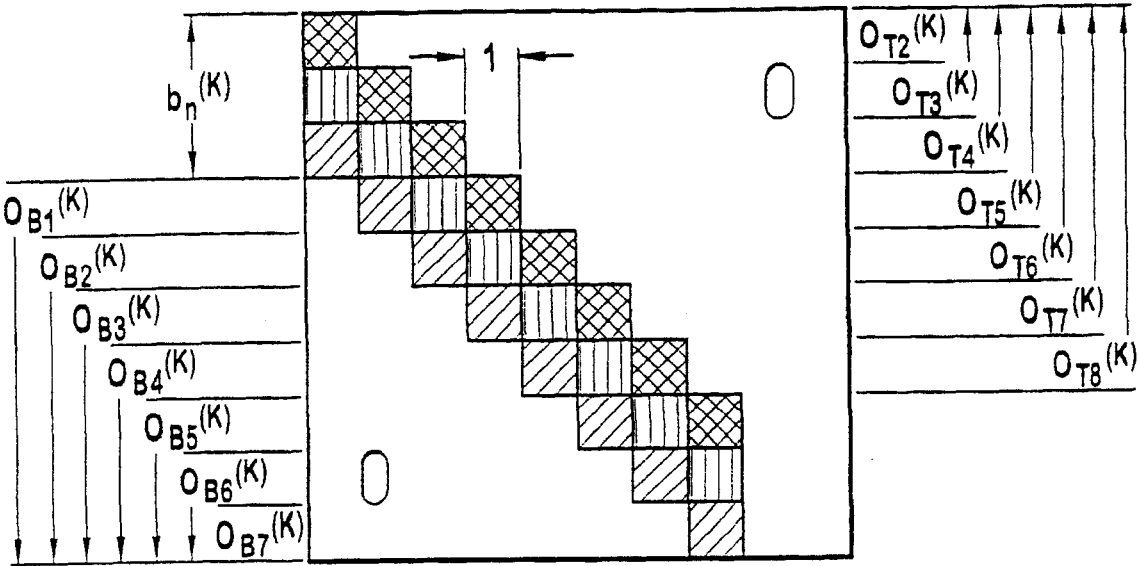


图 8

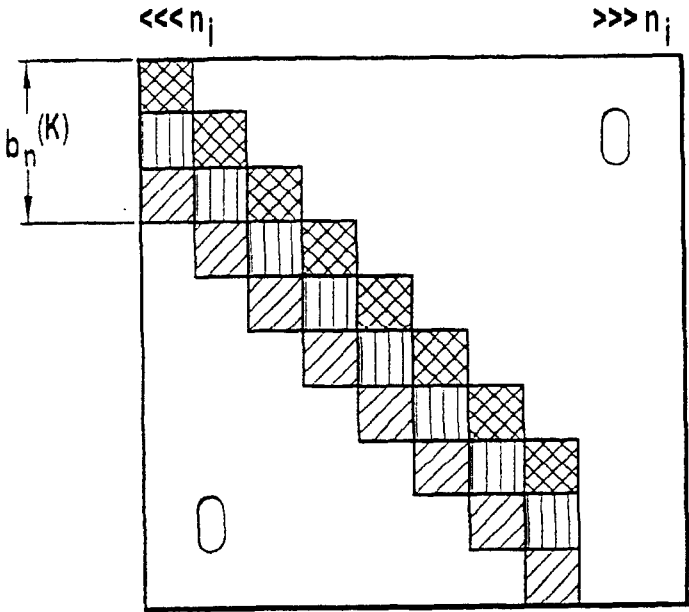


图 9

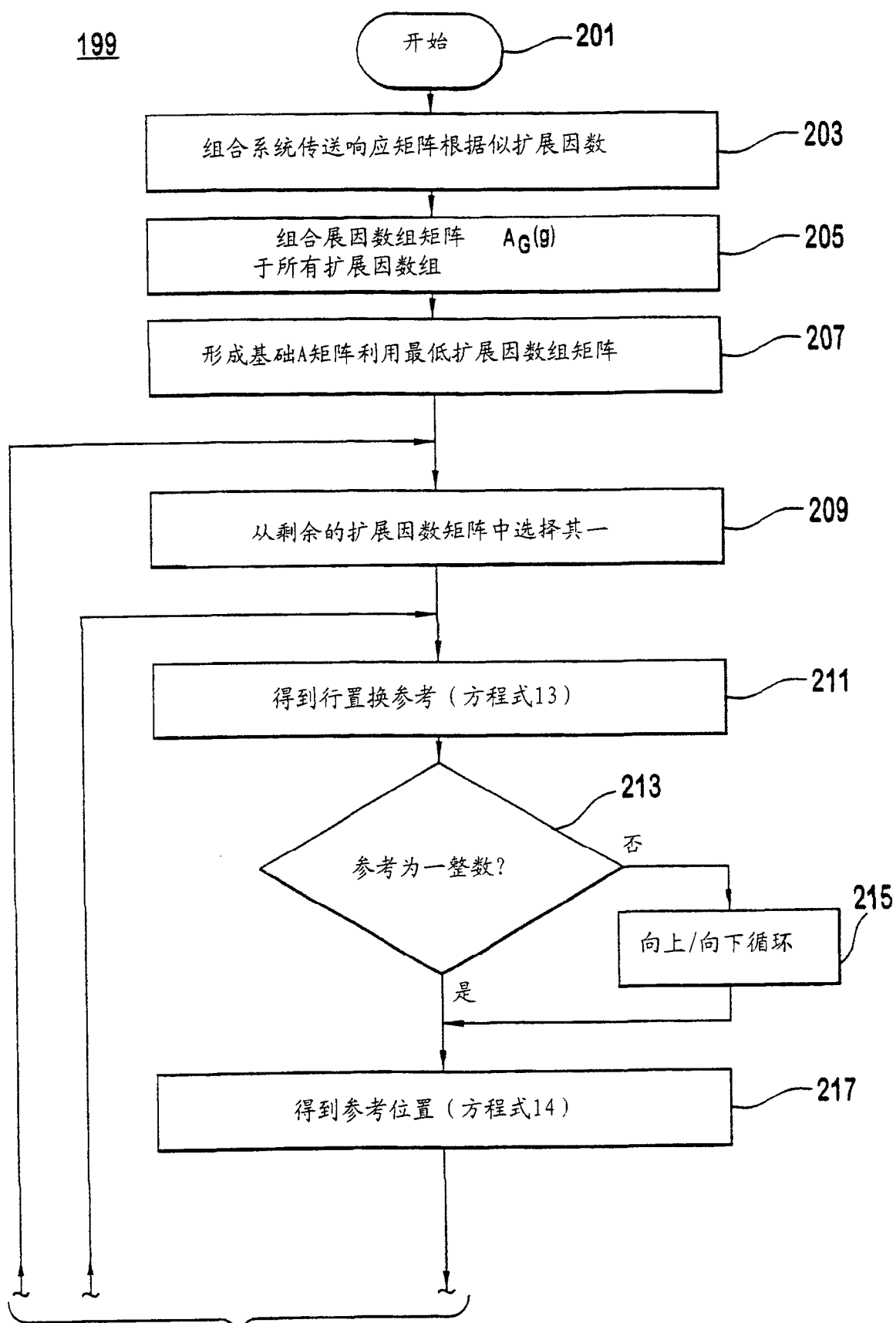


图10B

图

10A

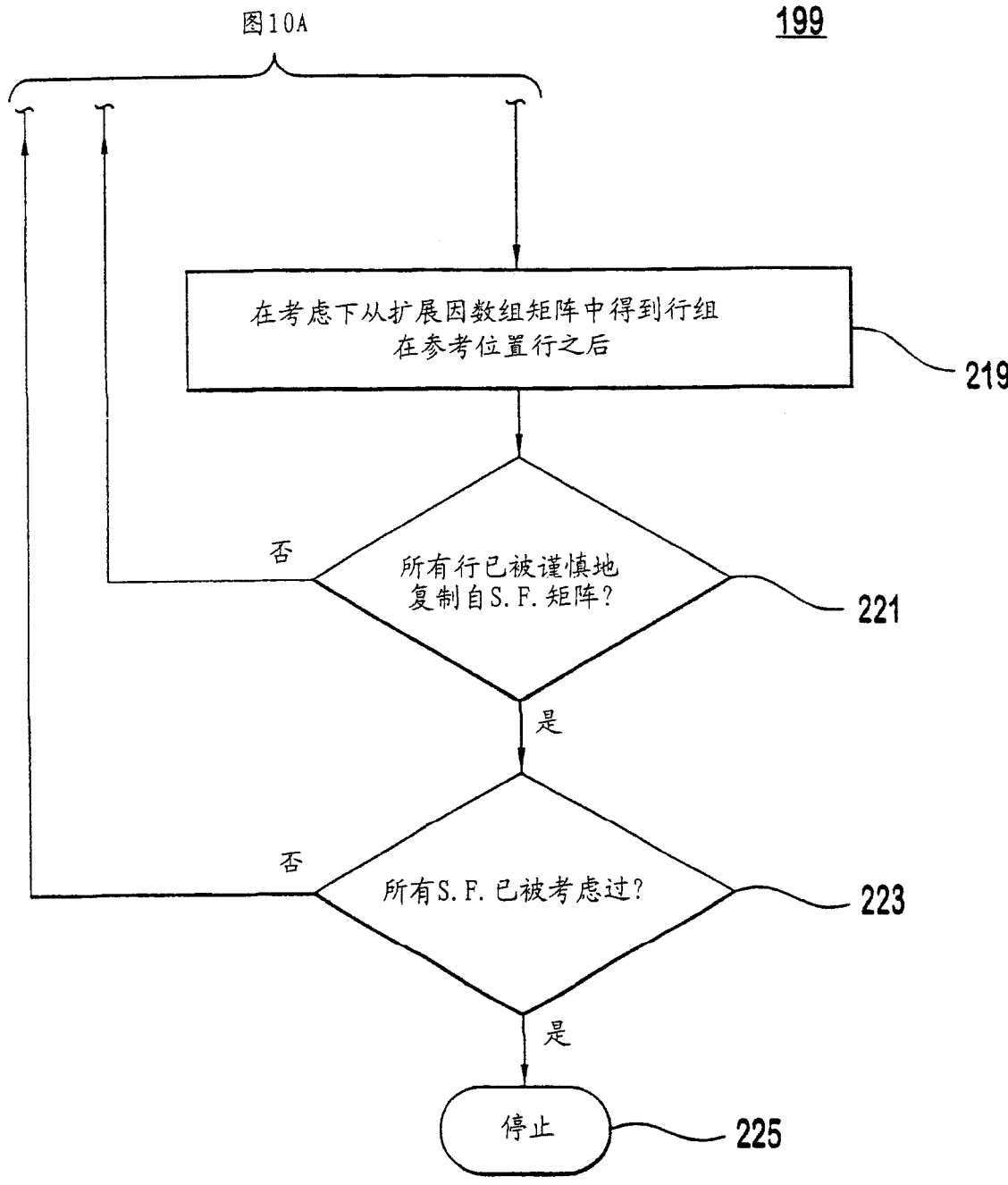
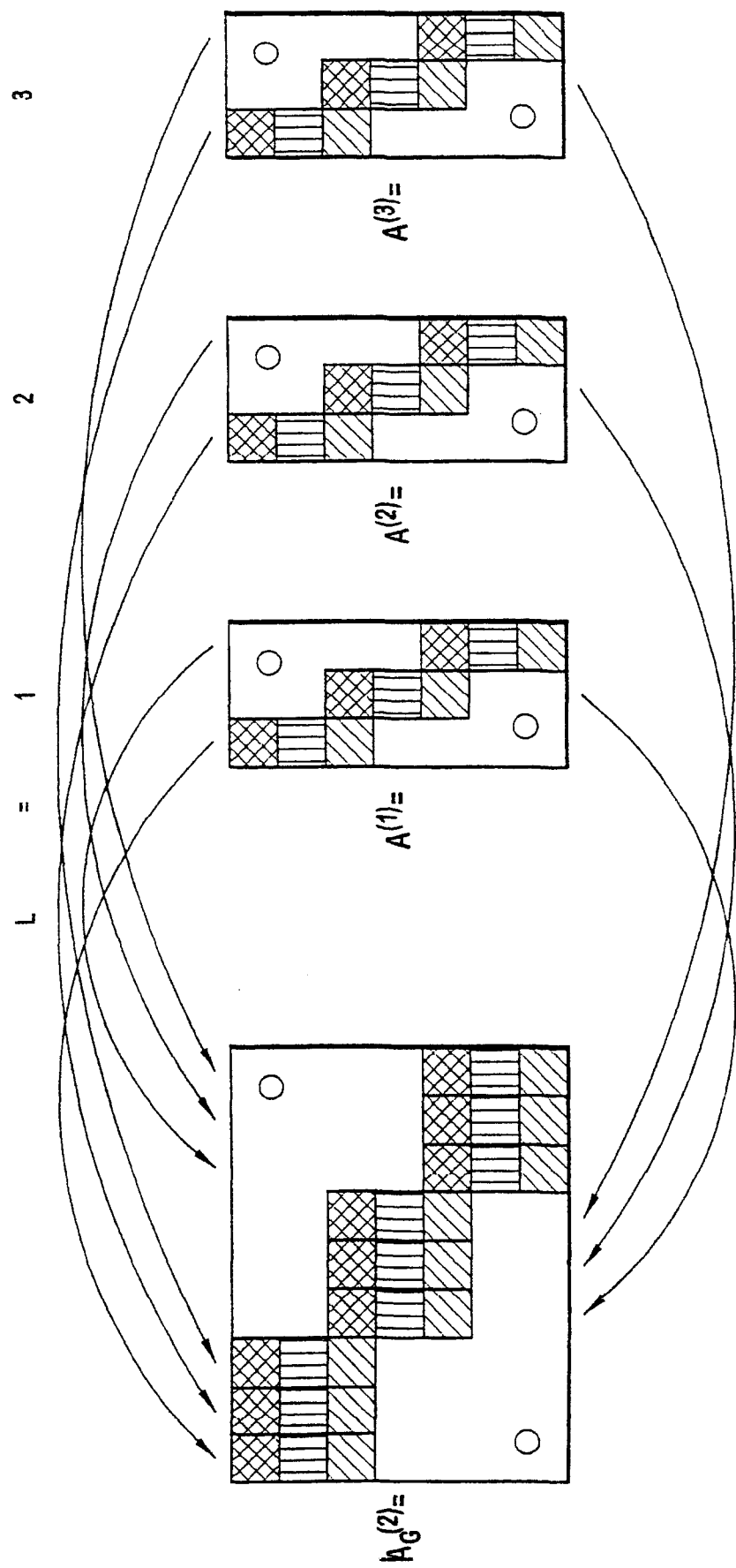


图 10B



共同扩展因数组传递响应矩阵 $A_G^{(g)}$ 组合

图 11

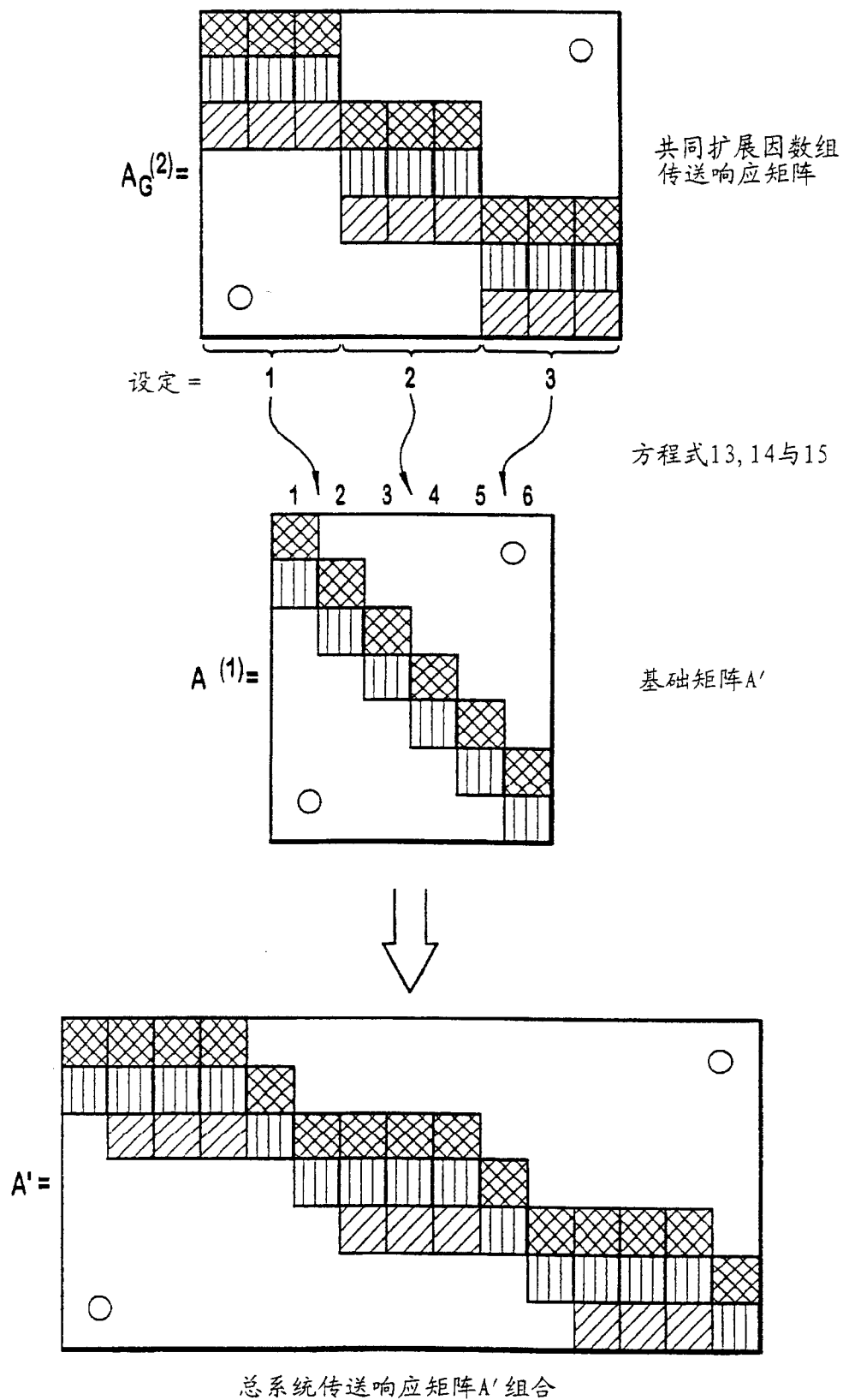


图 12