

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷
H04B 1/16



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 98118458.8

[43] 授权公告日 2003 年 5 月 28 日

[11] 授权公告号 CN 1110148C

[22] 申请日 1998.8.19 **[21]** 申请号 98118458.8

[30] 优先权

[32] 1997. 8.20 [33] KR [31] 39660/1997

[71] 专利权人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

[72] 发明人 安源翊

审查员 葛 源

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

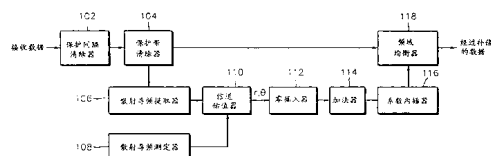
代理人 吕晓章

权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 4 页

[54] 发明名称 正交频分多路复用接收机的均衡方法和均衡器

[57] 摘要

正交频分多路复用 (OFDM) 接收机的一种均衡器及均衡方法。 本发明的估值器以四符号为单位从多个接收载波中提取散射导频, 在提取所散射导频位置上计算每信道特性值。 加法器以四符号为单位把关于每相应子信道的信道特性值相加, 在以三子信道为周期的散射导频位置获得信道特性值。 内插器用以三子信道为周期的散射导频位置的信道特性值内插散射导频间数据的子信道特性并提供所有子信道特性值。 补偿器利用所有子信道特性补偿多个接收载波的信道失真。 本发明可减少计算量并实现简单硬件。



ISSN 1008-4274

1. 一种利用周期为第一预定数的符号的散射导频来补偿通过多个子信道发送的多个载波中的信道失真的均衡方法, 该方法包括以下步骤:
- 5 (a) 以第一预定符号周期为单位从多个接收载波中提取散射导频, 按照第一预定数的符号在提取的散射导频位置加上每个子信道的信道特性值, 并且在周期为第二预定数的散射导频位置获得信道特性值;
- (b) 利用周期为相邻的第二预定数的散射导频位置上的信道特性值估算一个发送散射导频之间的数据的子信道的特性, 从而获得所有子信道的特性
- 10 值; 以及
- (c) 根据所有子信道的特性值来补偿多个接收载波中的信道失真。
2. 按照权利要求1的方法, 其中步骤(a)中包括以下步骤:
- (a1) 以第一预定数的符号为单位从多个接收载波中提取散射导频;
- (a2) 在利用已显示的散射导频的坐标值提取的散射导频位置上计算每一
- 15 个信道特性值;
- (a3) 用预定的图形数据代替除散射导频以外的载波; 以及
- (a4) 在每单位第一预定数的符号中把每个子信道的特性值彼此相加, 以在相应于一个符号的以第二预定数为周期的散射导频位置上获得每个子信道的特性值。
- 20 3. 按照权利要求1的方法, 其中, 在步骤(c)中, 在第一预定数的符号间隔期间把所有子信道特性值提供给接收的多个载波。
4. 按照权利要求1的方法, 其中, 在步骤(b)中, 用预定内插法对周期为相邻的第二预定数的散射导频位置上的信道特性值执行内插, 并输出一个内插的系数, 从而估算用来发送散射导频之间的数据的子信道的特性。
- 25 5. 按照权利要求4的方法, 其中, 用第一预定数的符号间隔期间接收到的载波乘以内插系数的倒数, 从而补偿信道的失真。
6. 按照权利要求4的方法, 其中, 上述内插是恒定内插、线性内插、以及窗口式有限脉冲响应滤波内插当中的一种。
7. 按照权利要求2的方法, 其中, 上述预定的图形数据是算术零。

8. 在通过多个子信道接收包括周期为第一预定数的符号的散射导频在内的多个载波的正交频分多路复用接收机中使用的一种均衡器, 其中包括:
一个提取器, 用来以第一预定数的符号为单位从多个接收载波中提取散射导频;
- 5 一个信道估值器, 利用已显示的散射导频的坐标值计算提取的散射导频位置上的信道特性值;
一个插入器, 用来在载波中插入预定图形的数据, 该数据不同于信道估值器输出的散射导频位置上的信道特性值;
一个加法器, 相对于每一个子信道以第一预定数的符号为单位将插入器的输出相加, 并且提供信道特性值, 用来补偿周期为第二预定数的符号的散射导频位置上的振幅和相位误差;
- 10 一个内插器, 在周期为相邻的第二预定数的子信道的散射导频位置上内插一预定的内插信道特性值, 以便估算散射导频之间的数据子信道的特性, 并提供一个内插系数; 以及
一个数字滤波器, 把接收的载波乘以内插系数的倒数, 并输出信道失真得到补偿后的数据。
9. 按照权利要求8的均衡器, 其中还包括一个散射导频测定器, 根据已显示的散射导频的位置产生坐标值, 并且将坐标值输出给信道估值器。
10. 按照权利要求8的均衡器, 其中数字滤波器包括一个乘法器, 用来在第一预定数的符号的间隔期间把接收的载波乘以内插系数的倒数, 该内插系数反映了内插器输出的一个符号的信道特性。
11. 按照权利要求8的均衡器, 其中所述内插器是恒定内插器。
12. 按照权利要求8的均衡器, 其中所述内插器是线性内插器。
13. 按照权利要求8的均衡器, 其中所述内插器是窗口式有限脉冲响应
- 25 滤波器内插器
14. 按照权利要求11的均衡器, 其中窗口式有限脉冲响应滤波器是一个低通滤波器, 它的采样频率是载波频率的第二预定倍数。
15. 按照权利要求8的均衡器, 其中上述预定图形数据是算术零。
16. 按照权利要求8的均衡器, 其中第一预定数是四, 而第二预定数是
- 30 三。

正交频分多路复用接收机
的均衡方法和均衡器

5

本发明涉及均衡技术领域，特别是涉及到在用来接收采用正交频分多路复用(OFDM)发送的信号接收机中用于补偿信道失真的一种均衡方法，以及相应的一种均衡器。

OFDM是一种用来发送数字信号的多载波调制方法。按照OFDM方法，
10 数据是由多个副载波来携带的，并且是在与用来发送单一载波数据时相同宽度的频带内在一个长符号周期期间并行发送的。按照OFDM方法，由于符号是在频域中确定的，需要用在一个频域中工作的均衡器来补偿接收符号的信道失真。因此，散射导频是用OFDM方法发送的。然而，这种散射导频不是通过固定的子信道发送的，而是如图1所示，按每个符号通过具有预定图形的
15 的不同子信道来发送的。

换句话说，如图1所示，散射导频是以四个符号为一个周期来重复的。由于散射导频在一个12子信道周期中是通过第一和最后一个子信道来发送的，每个符号的第二起点是不同的，因此所有完整子信道的特性是通过寻找散射导频被发送到的位置来估算的，按照所有子信道的特性来计算估算的
20 值，并通过内插相邻导频的估算值而获得散射导频之间的数据子信道的特性。然而，在每个符号中执行内插的过程中，由于散射导频之间的距离是11个子信道，在产生频率失真时，补偿误差会更大。另外，当在每个符号下描绘信道特性时，内插滤波器必须是一个精确的滤波器，因为在散射导频之间有11个子信道。

25 然而，在欧洲电信标准学会(ETSI) 1997年3月提供的“欧洲电信标准”草案 ETS 300 744中并没有说明用来补偿信道失真的均衡器的详细结构。

本发明的目的之一是提供一种均衡方法，通过缩短接收的散射导频之间的距离以及估算信道特性来减少计算量。

本发明的另一目的是为OFDM接收机提供一种结构简单的均衡器。

30 本发明的再一目的是提供一种均衡器，用于在OFDM接收机中快速补偿信道的振幅失真和相位延迟。

为了实现第一个目的, 本发明提供了一种均衡方法, 利用周期为第一预定数的符号的散射导频来补偿通过多个子信道发送的多个载波中的信道失真, 该方法包括以下步骤(a)以第一预定符号周期为单位从多个接收载波中提取散射导频, 按照第一预定数的符号在提取的散射导频位置加上每个子信道的信道特性值, 并且在周期为第二预定数的散射导频位置获得信道特性值, (b) 利用周期为相邻的第二预定数的散射导频位置上的信道特性值估算一个发送散射导频之间的数据的子信道的特性, 从而获得所有子信道的特性值, 以及(c)根据所有子信道的特性值来补偿多个接收载波中的信道失真。

为了实现第二和第三个目的, 本发明提供了一种均衡器, 利用周期为第一预定数的符号的散射导频来补偿通过多个接收子信道发送的多个载波中的信道失真, 该均衡器包括一个估算单元, 用于以第一预定数的符号为单位从多个接收载波中提取散射导频, 以估算出所提取的散射导频位置的信道特性值, 一个计算单元, 以第一预定数的符号为单位把每个子信道的信道特性值彼此相加, 从而在一个第二预定数的子信道周期的散射导频的位置上获得信道特性值, 并利用第二预定数的子信道周期的散射导频位置中的信道特性值来计算散射导频之间的数据的子信道特性, 从而获得所有子信道的特性值, 以及一个补偿单元, 它利用所有估算的子信道特性值来补偿多个接收载波中的信道失真。

通过以下参照附图对最佳实施例的详细说明可以进一步理解本发明的上述目的及其优点, 在附图中:

图1表示了散射导频的惯用分布的一个实例;

图2表示本发明提供的一种修改后的散射导频分布的实例;

图3是表示均衡器的一种工作模式; 以及

图4是按照本发明的一个实施例在OFDM接收机中使用的一种均衡器的详细框图。

本发明是通过在一个四符号间隔的基础上估算信道特性来补偿信道失真的, 由于散射导频的特性具有四个符号的周期, 假定信道特性在这四个符号期间几乎不变。也就是说, 由于四个符号间隔的时间(在8K模式的情况下)大约是4ms, 假设信道特性在这一段时间内是逐渐变化的。

以下要说明本发明所提供的一种均衡方法。

步骤1: 确定接收到的符号是四个符号当中的哪一个, 并且从接收的符号中提取一个散射导频。

步骤2: 在提取的散射导频位置上估算出一个信道特性值。

步骤3: 当通过在除了散射导频之外的所有数据中以四个符号为单位插入一个算术“0”, 估算散射导频位置中的信道特性值, 并且以四个符号为单位把每个子信道的特性值彼此相加, 由此获得在四个符号间隔期间使用的那一个符号的信道特性值时, 在一个含三个子信道的周期中有散射导频存在。因此, 本发明所提供的修改后的散射导频的分布如图2所示。

步骤4: 在估算的散射导频位置上内插信道特性值, 从而估算出发送相邻的两个散射导频之间的数据的两个子信道的特性。

此处, 在恒定内插中, 当内插几乎不改变子信道的特性时, 考虑到用来发送散射导频的子信道的特性与发送随后的两个数据的那些子信道的特性是相同的, 故用相同的模式计算三个子信道的特性。按照另一种方法, 用来发送散射导频之间的数据的两个子信道的特性是采用线性内插来计算的。再一种方法是采用一种具有较好的内插性能的窗口式有限脉冲响应(FIR)滤波器。

步骤5: 把发送的子信道数据乘以子信道特性值的倒数, 从而补偿信道中的失真。此处, 子信道的特性在一个四符号单位中是相同的。假设这种信道特性在四个符号的间隔期间不改变, 考虑四个符号的各自的散射导频位置上的信道特性, 把一个符号的所有子信道的特性提供给这四个符号。

为了便于理解本发明, 在图3中示出了一个均衡器在时域中的工作。在图3中, 把多个载波 $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$ 与各自的子信道特性 $h_0, h_1, \dots, h_{N-1}$ 混频, 并且通过多个子信道发送。通过多个子信道发送的多个载波被输入到均衡器, 在其中加入了噪声(信道失真) $n_0, n_1, \dots, n_{N-1}$ 。为了补偿这种信道失真, 把多个接收的载波 $r_0, r_1, \dots, r_{N-1}$ 乘以各个子信道的逆特性 $(\hat{h}_0^{-1}, \hat{h}_1^{-1}, \dots, \hat{h}_{N-1}^{-1})$, 输出经过补偿的多个载波 $(\hat{x}_0^{-1}, \hat{x}_1^{-1}, \dots, \hat{x}_{N-1}^{-1})$ 。

由于这种均衡器是在频域中以一个符号为单位来补偿信道失真的, 如果信道特性、发送的数据、以及接收的数据分别是 $H(f)$, $X(f)$ 和 $R(f)$, 就可以获得以下的方程(1)。

$$R_k(f) = H_k(f) \cdot X_k(f) \quad \dots(1)$$

其中的k代表子信道下标。

用来发送导频的子信道可以用方程2来表示。从方程3中可以获得这一子信道的振幅特性和相位特性。

$$R_k(f) = H_k(f) \cdot P_k(f) \quad \dots(2)$$

其中的 $P(f)$ 代表一个散射导频。

$$5 \quad H_k(f) = \frac{R_k(f)}{P_k(f)} \quad \dots(3)$$

在8K模式的情况下，从图2所示的散射导频的修改的分布获得的子信道数量是6816/3。通过利用子信道的特性进行内插获得 $6816 \times 2/3$ 的数据信道特性。在每个符号中使用的恒定内插可以用下列方程4来表示。

$$H_{p(k)}(f) = H_{d(1)}(f) = H_{d(2)}(f) \quad \dots(4)$$

10 以下要说明在每个符号中使用的线性内插。当用来发送散射导频的那个信道的特性是 $H_{p(k)}(f)$ 时，用来发送相邻的下一个导频的那个信道的特性就是 $H_{p(k+1)}(f)$ 。当用来发送两个散射导频的子信道之间的数据的子信道特性是 $H_{d(1)}(f)$ 和 $H_{d(2)}(f)$ ，它们可以从方程5和6中获得。

$$H_{d(1)}(f) = \frac{H_{p(k+1)}(f) + H_{p(k)}(f)}{3} + H_{p(k)}(f) \quad \dots(5)$$

$$15 \quad H_{d(2)}(f) = \frac{H_{p(k+1)}(f) - H_{p(k)}(f)}{3} \times 2 + H_{p(k)}(f) \quad \dots(6)$$

除了恒定内插和线性内插之外，也可以用窗口式FIR滤波器来执行内插。这种窗口式FIR滤波器的设计采用了一种低通滤波器，它的采样频率是载波频率的三倍。在用窗口式FIR滤波器对散射导频的特性进行滤波时，计算并且输出散射导频之间的两个子信道的特性。也就是说，当滤波器的特性是 $F(f)$ 时，通过对散射导频的特性和滤波器的特性 $F(f)$ 执行卷积而获得所有信道的特性。即可获得所有信道的特性 $H(f)$ 如下。

$$20 \quad H(f) = H_p(f) \cdot F(f) \quad \dots(7)$$

由方程8表示的经均衡的输出是这样获得的，即采用方程7所示的方法获得所有子信道的特性，然后把接收的数据乘以子信道特性值的倒数。

$$25 \quad R_k(f) \cdot \frac{1}{H_k} = H_k(f) \cdot X_k(f) \cdot \frac{1}{H_k} = X_k(f) \quad \dots(8)$$

在本发明中，不需要追踪散射导频的位置，因为散射导频的位置不变。由于散射导频之间的距离是两个子信道，通过用恒定内插或是线性内插来计算散射导频之间的值就可以估算出信道的特性。然而，为了提高内插性能，也可以用窗口式FIR滤波器执行内插。在估算出所有子信道的特性之后，就

可以通过把接收信号乘以信道特性值的倒数来执行频域中的均衡。由于均衡器的结构是一种单抽头的滤波器，这种均衡是非常简单的。因此，如果信道特性在四符号间隔期间基本不变，以四个符号间隔为单位来估算信道特性对于均衡器的结构或是计算量来说是有益的。

5 以下要参照图4来说明按照本发明的用于OFDM接收机的均衡器。

在图4中，用保护间隔清除器102从接收的数据中消除对应着一个保护间隔的循环前缀(CP)。保护带清除器104对保护间隔清除器102输出的数据执行快速傅立叶变换(FFT)，并且以一个符号为单位消除快速傅立叶变换后的数据中包括的保护带，以便将数据转换成频域的数据，因为保护间隔清除器102
10 输出的数据是一种时域的数据。在8K模式的情况下，每个符号是由6817个载波构成的。符号是在一段时间 T_s 内发送的。持续时间 T_s 包括一个用于发送6817个载波的有效符号部分间隔和一个保护间隔。

用一个散射导频提取器106从保护带清除器104输出的已经消除了保护带的
15 数据中提取散射导频，也就是在8K模式情况下在每个符号中的6817个载波。由于这种散射导频具有升高的功率电平，散射导频提取器106检查已经消除了保护带的
20 数据和一个参考序列之间的相关，并且提取散射导频。由于参考序列是四个符号当中的一个符号图形数据，所以能够在四个符号当中找出哪一个是当前接收的符号。由于散射导频是按照四个符号的周期重复的，通过显示一个符号的散射导频位置就可以自动显示出四个符号的散射导频位置。这样，散射导频提取器106就可以利用参考序列正确地显示出一个符号的散射导频位置。对于后面的三个符号来说，在已经显示的散射导频位置上输出接收的电平值。

此处，所接收散射导频的升高的功率电平是 $(4/3)^2$ 。然而，发送期间按照四个符号周期的各个散射导频的位置的散射导频具有 $(4/3, 0)$ 或是 $(-4/3, 0)$
25 的坐标值。由于散射导频测定器108已经显示出了这种坐标信息，从散射导频提取器106提取的散射导频坐标值被输出到信道估值器110。

信道估值器110采用散射导频测定器108输出的代表散射导频位置的坐标值对信道进行估算，输出散射导频位置上的信道特性值。换句话说，信道估值器110把散射导频提取器106提取的散射导频的增强电平与原点坐标值
30 相比较，并且输出一个用于补偿振幅失真的值(r)和一个用于补偿相位失真的值(θ)。

一个零插入器112在信道估值器110估算出的散射导频位置上插入信道特性值，并且将“零”插入除散射导频之外的载波位置上。零插入器112包括一个缓冲器，用于存储四个符号的载波。因此，零插入器112的输出具有图2中所示的散射导频分布，并且散射导频位置上的值就是信道特性值。

5 加法器114以四个符号为单位将零插入器112输出的各个载波相加，并且在具有三个子信道的周期的导频位置上输出一个符号的信道特性值。一个系数内插器116利用线性内插、恒定内插、或是窗口式FIR滤波器内插模式在信道估值器110输出的具有三个子信道的周期的导频位置上内插信道特性值，并且输出内插的系数，从而估算出导频之间的两个子信道特性值。这里，在
10 系数内插器116中可以包括一个计数器，用来将表示一个符号中的所有子信道特性的内插系数输出四次，以便把一个符号的所有子信道特性提供给四个符号。

频域均衡器118可以是一个单抽头的滤波器，也就是一个乘法器。频域均衡器118通过将保护带清除器104输出的数据乘以用系数内插器116估算的
15 系数的倒数，输出经过补偿的数据。另外，尽管在图中没有表示，本领域的技术人员清楚知道还可以包括一个缓冲器，在系数内插器116估算四个符号的信道特性时用来缓冲保护带清除器104的输出，以便控制定时。

在图4中，散射导频提取器106可以被视为一个估算单元。零插入器112、加法器114和系数内插器116一起被称为一个计算单元。而频域均衡器118可以
20 被称为补偿单元。

采用本发明可以减少计算的工作量，并且可以实现简单的硬件，因为四个符号是采用了以三个子信道为周期的散射导频位置上的信道特性值由一个符号的信道特性来均衡的，因而不需要追踪每个符号中导频的位置。

图 1

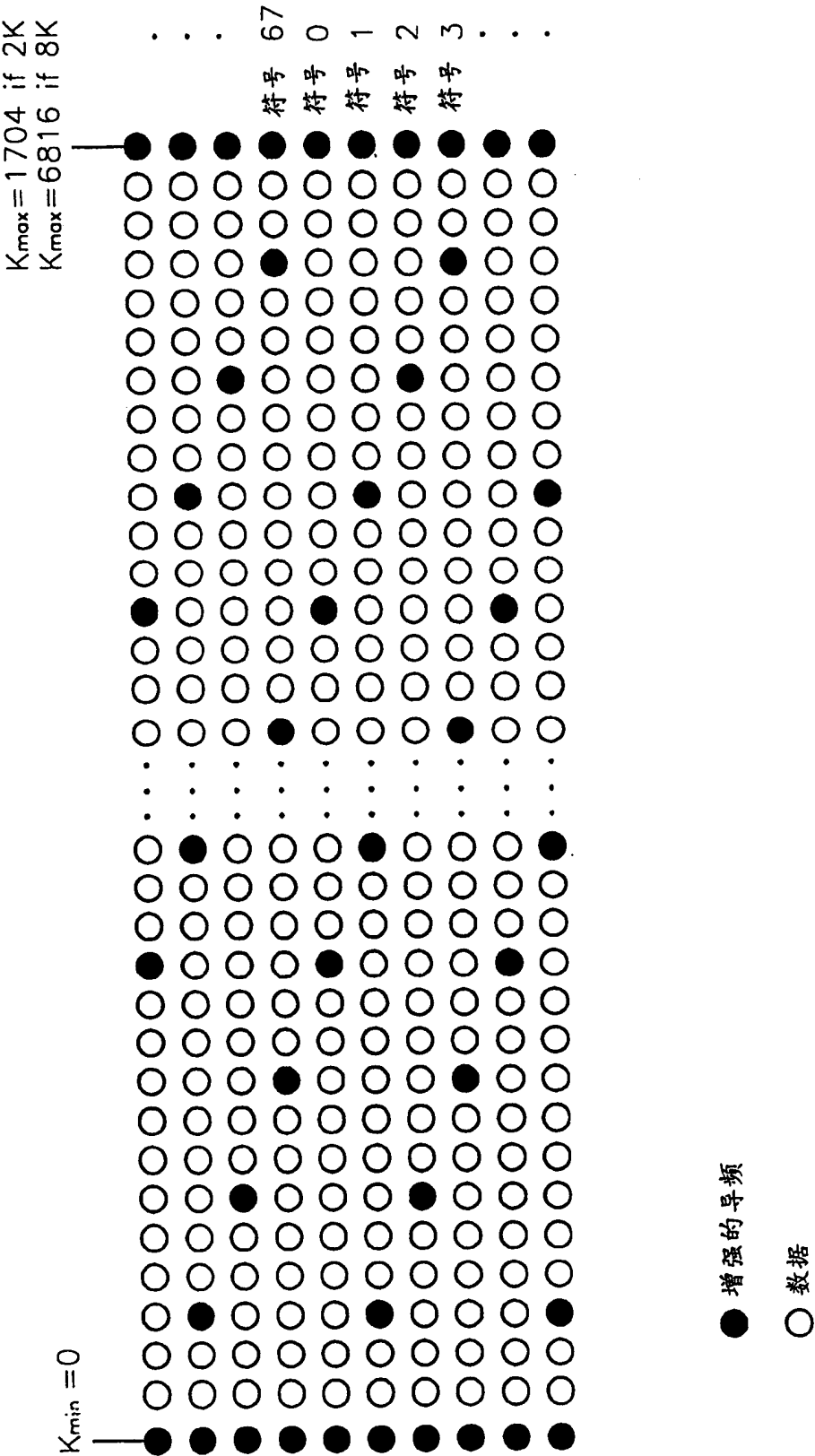


图 2

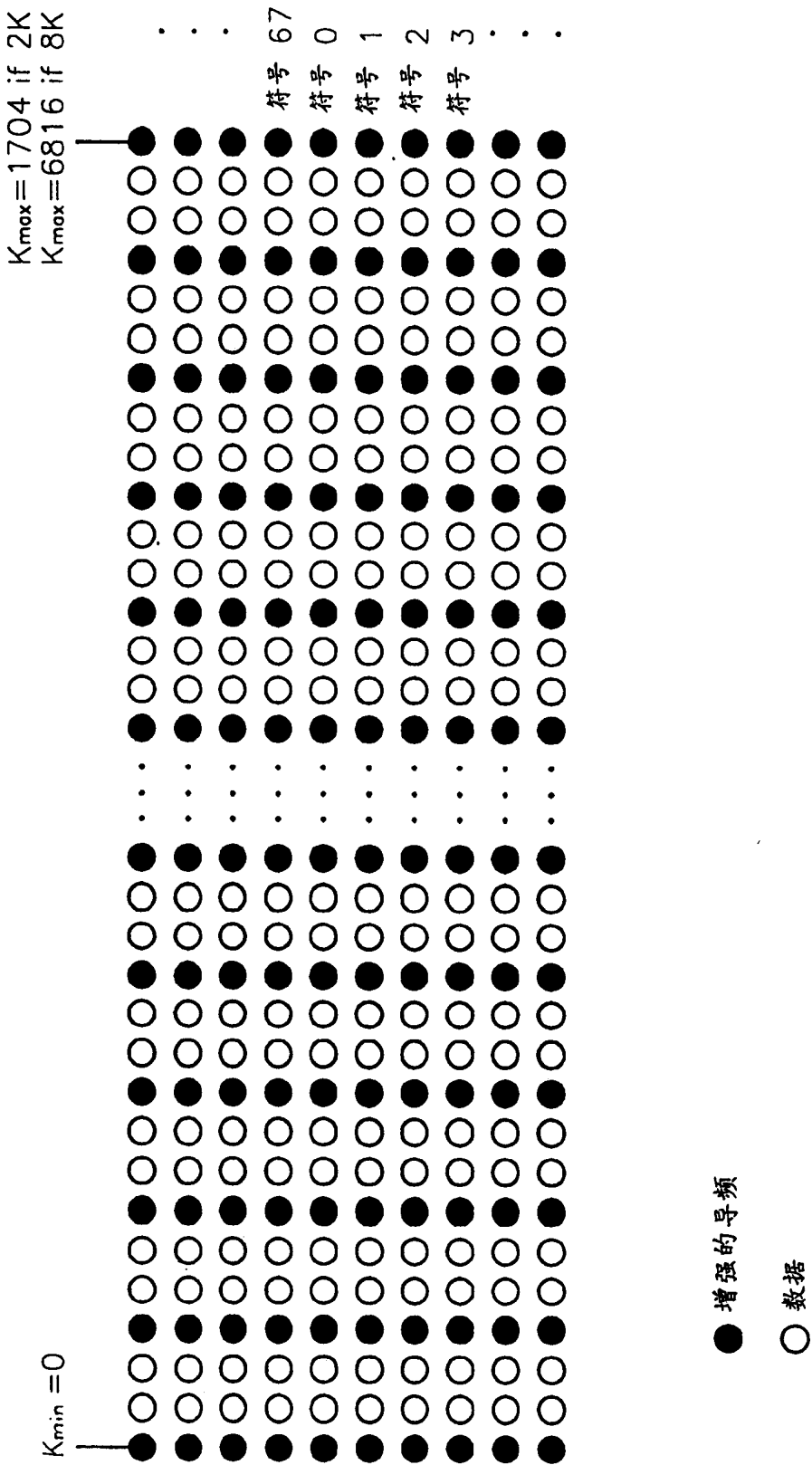


图 3

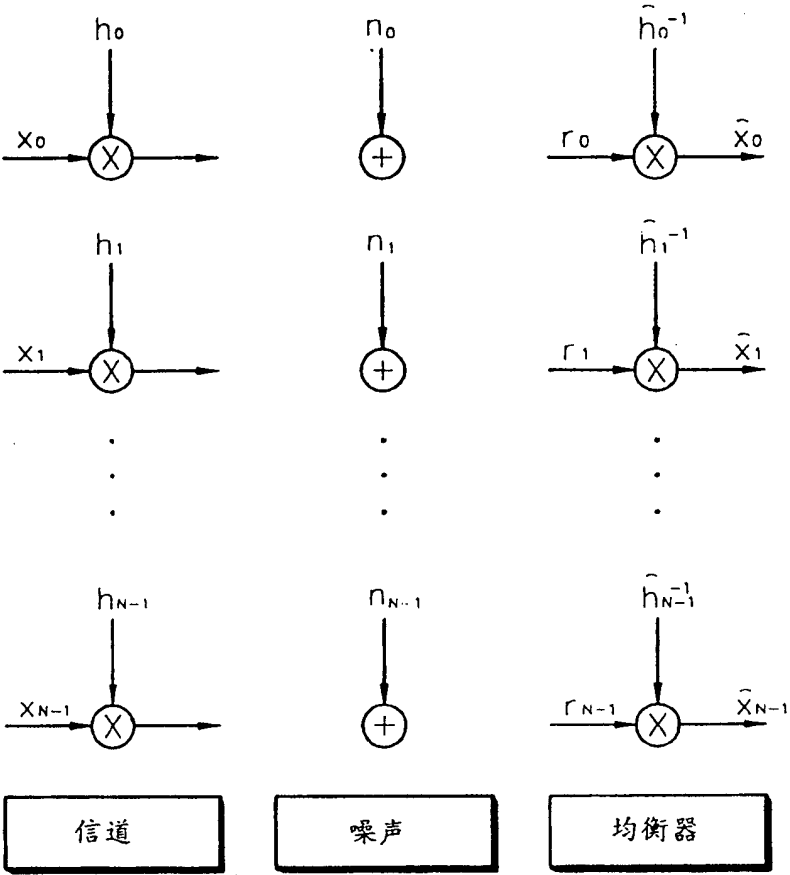


图 4

