



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98122601.9

[45] 授权公告日 2005 年 3 月 23 日

[11] 授权公告号 CN 1194515C

[22] 申请日 1998.11.20 [21] 申请号 98122601.9
 [30] 优先权
 [32] 1997.11.20 [33] JP [31] 319939/1997
 [32] 1997.12.22 [33] JP [31] 353262/1997
 [71] 专利权人 NTT 移动通信网株式会社
 地址 日本东京都
 [72] 发明人 山尾泰 伊藤正悟 大久保信三
 嶋田功伯留都 安达文幸
 审查员 赵晓红

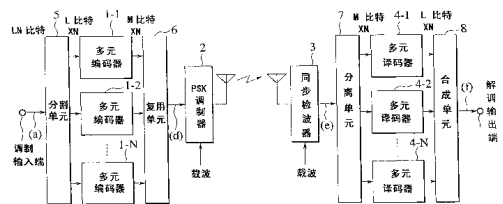
[74] 专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司
 代理人 臧建明

权利要求书 4 页 说明书 18 页 附图 24 页

[54] 发明名称 在衰落的无线通信中强抗干扰数字调制和解调方案

[57] 摘要

一种无线通信用数字调制和解调方案，在保持多元调制和解调方案的强抗干扰特性的同时，能够减少衰落导致的差错。在发送侧，发送数据被预先分割成每个 LN 比特的块，且每个块又被分割成 N 组 L 比特数据序列。接着生成与 L 比特数据序列给出的 L 比特代码对应的每 M 比特长正交码，并将每块的 N 组正交码复用成一复用信号，因此组成每个正交码的 M 比特随时间分散在复用信号中。于是利用该复用信号对载波进行数字调制。



1. 一种无线通信用数字调制和解调系统，包括：

发送侧装置：

—分割单元用于预先将发送数据划分成长度为LN比特的块，其中的L和N是大于1的自然数，并将每个块划分成N组L比特的数据序列；

—编码单元用于产生每个M比特长的正交码，其中M是自然数，它们与分割单元所得的L比特数据序列给出的L比特代码一一对应；

—复用单元用于复用译码单元产生的N组正交码，将每个块变成一复用信号，这样构成每个正交码的M比特按时间分散在复用信号中；和

—调制单元，它利用复用单元得到的复用信号对一载波进行数字调制；及

接收侧装置：

—检测单元用于获得从发送侧接收到的信号的检测输出；

—分离单元，它与发送侧采用的复用保持同步，将检测单元的检测输出设定成每个NM比特长的接收数据单元，并将每个接收数据分成N组M比特序列；

—译码器用于获得分离单元所得的每M比特序列与发送侧装置定义的每个正交码间的关联值，选择出具有最大关联值的正交码，并输出与每个所选正交码对应的L比特数据序列；和

—合成单元，它利用与发送侧装置采用的相反操作恢复出原始LN比特信号，对每个接收数据单元，与译码器输出的N组L比特数据序列对应。

2. 如权利要求1的数字调制和解调系统，其特征在于发送侧装置的调制单元采用 2^G 值频率调制，其中G为一自然数，接收侧装置的能量检测单元进行能量检测，且接收侧装置的译码器还包括：

—处理单元用于预先生成基于 2^G 值频率调制的能量检测输出模式，它们与发送侧装置定义的所有正交码一一对应；

—关联性检测单元用于获得检测单元所得能量检测输出信号与处理

单元产生的每个能量检测输出模式间的关联值，并选出具有最大关联值的应该正交码；和

一译码单元用于输出与关联性检测单元所选每个正交码对应的L比特数据序列。

3. 如权利要求2的数字调制和解调系统，其特征在于处理单元生成能量检测输出模式，通过：

(a) 将取值为0的每个正交码每个元素转换成值-1而将取值为1的每个正交码的每个元素保持不变，以获得G组每个M比特长的转换正交码 $C'n=[C'_{n1}, C'_{n2}, \dots, C'_{nM}]$ ；

(b) 将正交码 $C'n$ 垂直排放，从而形成 $G \times M$ 矩阵，并由下面公式 (1) 给出代码 W_r 的定义。

$$\begin{pmatrix} C'_{11}, & C'_{12}, & \dots, & C'_{1M} \\ C'_{21}, & C'_{22}, & \dots, & C'_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C'_{G1}, & C'_{G2}, & \dots, & C'_{GM} \end{pmatrix} = [w_1, w_2, \dots, w_M]_r = W_r \quad (1)$$

其中 $w_t = [C'_{1t}, C'_{2t}, \dots, C'_{Gt}]$ ， t 表示转换，而 $r=1$ 到 2^{l-c} ；

(c) 计算下面公式 (2) 给出的表达式。

$$\frac{1}{G} H W_r = \frac{1}{G} \begin{pmatrix} -1; & -1; & \dots; & -1; & -1 \\ -1; & -1; & \dots; & -1; & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1; & 1; & \dots; & 1; & -1 \\ 1; & 1; & \dots; & 1; & 1 \end{pmatrix} W_r \quad (2)$$

其中 H 为 $2^c \times G$ 的矩阵，是元素1和-1的每种可能组合的排列；和

(d) 在上面公式 (2) 给出的表达式中，将值小于1的元素转换成0值而值为1的每个元素保持不变，因此得到下面公式 (3) 给出的能量检测输出模式 F_r ：

$$\frac{1}{G} H W_r \rightarrow [f_1, f_2, \dots, f_n]_r = F_r \quad (3)$$

4. 一种用于无线通信的数字调制和解调方法，包括步骤：

(a) 在发送侧预先将发送数据分割成 LN 比特长的块，其中的 L 和 N

是大于1的自然数，再将每个块分割成N组L比特的数据序列；

(b) 在发送侧产生每个M比特长的正交码，其中M是自然数，它们与步骤(a)所得的L比特数据序列给出的L比特代码一一对应；

(c) 在发送侧复用步骤(b)产生的N组正交码，将每个块变成一复用信号，这样构成每个正交码的M比特按时间分散在复用信号中；

(d) 在发送侧利用步骤(c)得到的复用信号对一载波进行数字调制；

(e) 在接收侧获得从发送侧接收到的信号的检测输出；

(f) 在接收侧与发送侧采用的复用保持同步，将步骤(e)在接收侧所得检测输出设定成每个NM比特长的接收数据单元，并将每个接收数据分成N组M比特序列；

(g) 在接收侧获得步骤(f)所得的每M比特序列与发送侧定义的每个正交码间的关联值，选择出具有最大关联值的正交码，并输出与每个所选正交码对应的L比特数据序列；和

(h) 在接收侧利用与发送侧采用的相反操作恢复出原始LN比特信号，对每个接收数据单元与步骤(g)输出的N组L比特数据序列对应。

5. 如权利要求4的方法，其特征在于步骤(d)采用 2^G 值频率调制，其中G为自然数，步骤(e)进行能量检测，且步骤(g)还包括子步骤：

(g1) 预先生成基于 2^G 值频率调制的能量检测输出模式，它们与发送侧装置定义的所有正交码一一对应；

(g2) 获得步骤(e)所得能量检测输出信号与步骤(g1)产生的每个能量检测输出模式间的关联值，并选出具有最大关联值的一个正交码；和

(g3) 输出与步骤(g2)所选每个正交码对应的L比特数据序列。

6. 如权利要求5的方法，其特征在于步骤(g1)生成能量检测输出模式，通过：

(g1a) 将取值为0的每个正交码每个元素转换成值-1而将取值为1的每个正交码的每个元素保持不变，以获得G组每个M比特长的转换正交码 $C'n = [C'_{n1}, C'_{n2}, \dots, C'_{nm}]$ ；

(g1b) 将正交码 $C'n$ 垂直排放，从而形成 $G \times M$ 矩阵，并由下面公式(1)

给出代码 W_r 的定义:

$$\begin{pmatrix} C'_{11}, & C'_{12}, & \dots, & C'_{1M} \\ C'_{12}, & C'_{22}, & \dots, & C'_{2M} \\ C'_{1G}, & C'_{2G}, & \dots, & C'_{GM} \end{pmatrix} = [w_1, w_2, \dots, w_M]_r = W_r \quad (1)$$

其中 $w_i = [C'_{1i}, C'_{2i}, \dots, C'_{Gi}]$; t 表示转换, 而 $r = 1$ 到 2^{L-G} ;

(g1c) 计算下面公式 (2) 给出的表达式。

$$\frac{1}{G} H W_r = \frac{1}{G} \begin{pmatrix} -1; & -1; & \dots; & -1; & -1 \\ -1; & -1; & \dots; & -1; & 1 \\ \vdots & & & & \vdots \\ 1; & 1; & \dots; & 1; & -1 \\ 1; & 1; & \dots; & 1; & 1 \end{pmatrix} W_r \quad (2)$$

其中 H 为 $2^G \times G$ 的矩阵, 是元素1和-1的每种可能组合的排列; 和

(g1d) 在上面公式 (2) 给出的表达式中, 将值小于1的元素转换成0值而值为1的每个元素保持不变, 因此得到下面公式 (3) 给出的能量检测输出模式 F_r :

$$\frac{1}{G} H W_r \rightarrow [f_1, f_2, \dots, f_n]_r = F_r \quad (3)$$

在衰落的无线通信中强抗干扰数字调制和解调方案

技术领域

本发明涉及一种数字调制和解调方案，用于移动通信终端和基站间的无线通信，尤其是涉及数字调制和解调方案，它对无线通信时衰落导致的接收信号强度变化有较强抵抗力，并能够减少差错出现。

背景技术

像移动通信一样的终端和基站间的无线通信所用的调制和解调方案有多种，而采用正交码的多元（M-ary）调制和解调方案是目前引起众多关注的其中一种。

图1所示是一常规多元调制和解调系统的结构，它包括一多元（M-ary）编码器101，一PSK（相移键控）调制器102，一同步检波器103，和有多元译码器104。调制输入端口输入的数字信号预先被分割成一个L比特大小的块（其中L是大于1的自然数），这样每L比特数据串可被看作一个L比特代码，而多元编码器101根据各代码生成一一对应的 $M=2^L$ 比特长的正交码。例如，在图2所示L=2的一典型场合，M=4时，按照图2所示转换规则，输入数据2比特（a1, a2）被转成4比特长的正交码 C_1 到 C_4 之一，然后输出。PSK调制器102利用该正交码对载波采取双向相移键控。在接收侧，同步检波器103检测信号，多元译码器104使用4个可能的正交码 C_1 到 C_4 中的每一个与检测到的信号相乘，计算关联值，并将具有最大关联值的正交码确认为接收到的信号。另外，多元译码器104按照图2所示转换规则，输出与已确认的正交码对应的2比特原始数据。

众所周知，双向正交码能够用来代替普通的正交码，而且在使用双向正交码的场合中 $M=2^{L-1}$ （ $L \geq 3$ ）。

在该多元调制和解调方案中，相互正交的代码被用作不同的输入数据，这样信号间的关联变为零，所以在同一信道中具有较小的干扰特性。这种特性使得在复用同一频率上多个信号的场合中的调制和解调方案如CDMA（码分多址）方案中的一样便利。

然而，在移动通信环境中，由热噪声导致的和由衰落导致的接收功率频率衰落引起的载波相位突变，通常会出现突发差错。图3所示为图2所示例子（ $L=2$ ）中衰落导致的差错出现时的情况。在图3中，当衰落导致接收功率下落时间 T_f 延及多个比特时，遇有衰落导致的接收功率下落（图3所示阴影）的正交码因为热噪声的原因很难用关联性检测到，因此被错误译码成另一正交码的概率极高，而当这样的错误译码出现时，就会导致约 L 比特长的突发差错。

因此常规多元调制和解调方案存在着问题，即衰落导致的接收功率下落会引起突发差错。

下面，对常规调制和解调系统中的译码操作做一详细描述。

图4所示是一常规调制和解调系统发送侧的结构。此处，假设正交码发生器203-1到203-4由 4×4 哈德码（Hadamard）矩阵得到4元正交码，移位寄存器202按2比特存放数据。并假设频率调制器205采用4值频率调制（ $G=2, 2^G=4$ ）。

在图4中，从输入端口201输入的数据被存放在移位寄存器202中。当前述2比特（ a_1, a_2 ）长的输入数据被存入移位寄存器202时，处理器204从移位寄存器202中读取这些比特，按照图5所示转换规则从正交码发生器203-1到203-4中选择出对应的一个，并将所选正交码发生器输出的比特序列输出给频率调制器205。因为 $G=2$ ，于是频率调制器205将输入的2比特（ b_1, b_2 ）或（ b_3, b_4 ）转换成4值符号（ s_1, s_2, s_3, s_4 ），并将与这4个符号值对应的4个要经天线205a发射出去的频率（ $w_C+/-w_1, w_C+/-w_2$ ，其中 w_C 为载波频率）输出。在这种场合，输入比特，4值符号和发射频率间的关系如图6所示。

图7所示是常规调制和解调系统接收侧的结构。接收单元211接收的所需无线信号被输入给4个具有范围从 w_C+w_2 到 w_C-w_2 的中心频率的带通滤波器212-1到212-4。每个带通滤波器仅输出一个含有在前述带宽范围内的一频率成分的信号。带通滤波器的输出信号被输入给对应的包络检波器213-1到213-4，在此得到这些信号的电压值或功率值。此处，假设要获得的是电压值，则所获得的与符号（ s_1, s_2, s_3, s_4 ）对应的电压值被表

示成(e1, e2, e3, e4)。

这些电压值被输入给一代码判定装置214, 在此, 与输入的4个电压值中的最大电压值对应的符号被选择出来, 并按照图6所示的对应表格得到与所选符号对应的比特。于是在乘法器224-1到224-4中, 将所得比特与正交码发生器223-1到223-4的输出比特相乘后, 输入给积分器215-1到215-4。这些积分器按存放在发送侧移位寄存器中的2比特所需的传输时间对输入值积分, 并将所得值输入给译码单元216。译码单元216在4个输入中选出具有最大值的那个输入, 得到与其输入乘法中采用的正交码发生器223-1到223-4之一相对应的2比特, 并将这些比特在输出端口217输出。

在此常规译码器中, 存在的一个问题是由于代码判定装置214一旦将输入值转换成比特序列, 包络检波器213-1到213-4的输出信号就不能再被译码器216采用, 结果使得到的码增益不大。

发明内容

因此本发明的一个目的是提供一用于无线通信的数字调制和解调方案, 它在保留强抗干扰多元调制和解调方案的同时, 能够减少衰落导致的差错。

本发明的另一目的是提供一种对分组码进行解码的译码器, 它能在带有衰落的无线通信中实现高质量的信号传输, 并适合在本发明的数字调制和解调方案中采用。

依照本发明的一个方面, 所提供的无线通信用数字调制和解调系统包括: 发送侧装置: 一分割单元用于预先将发送数据划分成一个LN比特长的块, 其中的L和N是大于1的自然数, 并将每个块划分成N组L比特的数据序列; 一编码单元用于产生每个M比特长的正交码, 其中M是自然数, 它们与分割单元所得的L比特数据序列给出的L比特代码一一对应; 一复用单元用于复用译码单元产生的N组正交码, 将每个块变成一复用信号, 这样构成每个正交码的M比特随时间分散在复用信号中; 和一调制单元, 它利用复用单元得到的复用信号对一载波进行数字调制; 及接收侧装置: 一检测单元用于获得从发送侧接收到的信号的检测输出; 一分离单元,

它与发送侧采用的复用保持同步，将检测单元的检测输出分离成每个 NM 比特长的接收数据单元，再将每个接收数据分成 N 组 M 比特序列；一译码器用于获得分离单元所得的每 M 比特序列与发送侧装置定义的每个可能正交码间的关联值，选择出具有最大关联值的正交码，并输出与每个所选正交码对应的 L 比特数据序列；和一合成单元，它利用与发送侧装置采用的相反操作恢复出原始的 LN 比特信号，与译码器输出的每个接收数据单元的 N 组 L 比特数据序列对应。

依照本发明的另一方面，提供一种用于无线通信的数字调制和解调方法，包括步骤：(a)在发送侧预先将发送数据分割成 LN 比特长的块，其中的 L 和 N 是大于1的自然数，并把每块分成 N 组 L 比特数据序列；(b)在发送侧产生每个 M 比特长的正交码，其中 M 是自然数，它们与步骤(a)所得的 L 比特数据序列给出的 L 比特代码一一对应；(c)在发送侧复用步骤(b)产生的 N 组正交码，将每个块变成一复用信号，这样构成每个正交码的 M 比特随时间分散在复用信号中；(d)在发送侧利用步骤(c)得到的复用信号对一载波进行数字调制；(e)在接收侧获得从发送侧接收到的信号的检测输出；(f)在接收侧与发送侧采用的复用保持同步，将步骤(e)在接收侧所得检测输出设定成每个 NM 比特长的接收数据单元，再将每个接收数据分成 N 组 M 比特序列；(g)在接收侧获得步骤(f)所得的每 M 比特序列与发送侧定义的每个可能正交码间的关联值，选择出具有最大关联值的正交码，并输出与每个所选正交码对应的 L 比特数据序列；和(h)在接收侧利用与发送侧采用的相反操作恢复出原始的 LN 比特信号，与步骤(g)输出的每个接收数据单元的 N 组 L 比特数据序列对应。

本发明的其它特性和优越性在经下面结合附图的描述后会变得很明显。

附图说明

图1是表示为常规多元(M -ary)调制和解调系统的一典型结构框图。

图2是表示为图1的常规多元调制和解调系统中使用的一典型转换规则的图表。

图3是表示为图1的常规多元调制和解调系统中衰落导致差错出现的

一典型情况的示意图。

图4是表示为常规调制和解调系统发送侧的一典型结构框图。

图5是表示为图4的常规调制和解调系统中使用的一典型转换规则的图表。

图6是表示为图4的常规调制和解调系统中采用的输入比特，4值符号和发送频率间的一典型关系的图表。

图7是表示为常规调制和解调系统接收侧的一典型结构框图。

图8是表示为依照本发明的第一实施例的数字调制和解调系统的结构框图。

图9是表示为图8的数字调制和解调系统发送侧处理的一典型信号的示意图。

图10是表示为图8的数字调制和解调系统接收侧处理的一典型信号的示意图。

图11是表示为依照本发明的第二实施例的数字调制和解调系统的结构框图。

图12是表示为图11的数字调制和解调系统发送侧处理的一典型信号的示意图。

图13是表示为图11的数字调制和解调系统中能够使用的4值FSK调制器和4值FSK能量检波器的一典型结构图。

图14是表示为图11的数字调制和解调系统接收侧处理的一典型信号示意图。

图15是依照本发明的数字调制和解调系统与常规系统的比较的平均误差比特率与 E_b/N_0 的特性曲线效果。

图16是表示为依照本发明的第三实施例的数字调制和解调系统发送侧的一典型结构框图。

图17是表示为图16的数字调制和解调系统发送侧处理的一典型信号示意图。

图18是表示为图16的数字调制和解调系统发送侧输入比特与多元编码器输出的正交码间的一典型关系图。

图19是表示为依照本发明的第三实施例的数字调制和解调系统接收侧的一典型结构框图。

图20是表示为图19的数字调制和解调系统接收侧处理的一典型信号示意图。

图21是表示为图19的数字调制和解调系统接收侧的一译码器的内部结构框图。

图22是表示为依照本发明的第四实施例的数字调制和解调系统发送侧的一典型结构框图。

图23是表示为图22的数字调制和解调系统发送侧处理的一典型信号示意图。

图24是表示为依照本发明的第四实施例的数字调制和解调系统接收侧的一典型结构框图。

图25是表示为图24的数字调制和解调系统接收侧处理的一典型信号示意图。

具体实施方式

现参见图8到图10，将详细描述依照本发明的用于无线通信的一数字调制和解调方案的第一实施例。

图8所示为第一实施例中的数字调制和解调系统的结构，其中发送侧包括一分割单元5用于将待发送的LN比特数据划分成N组L比特的数据序列，N组多元编码器1-1到1-N，一复用单元6用于复用N组正交码，和PSK调制器2，而发送侧包括一同步检波器3，一分离单元7将检测到的信号分离成N组M比特序列，N组多元译码器4-1到4-N和一合成单元8，它利用与发送侧采用的相反操作恢复出原始LN比特信号，与译码器输出的N组L比特数据序列对应。

在图8中，调制输入端口输入的数字信号在分割单元5中被划分成一个LN比特大小的块（其中的L和N是大于1的自然数），而每个块还需进一步划分成N组L比特的数据序列，并输入给对应的多元编码器1-1到1-N中的一个。

在多元编码器1-1到1-N中，与输入对应的的多元正交码按类似于常

规的方式产生。例如，当采用 $L=2$ 的普通正交码时，依照上述图2所示转换规则，输入多元编码器 $1-k$ ($1 \leq k \leq N$) 2比特数据 (a_1, a_2) 被转换成4比特长正交码 C_1 到 C_4 中的一个，并输出。此处，如上述，双向正交码也可用于代替普通正交码，且在采用双向正交码场合中 $M=2^{L-1}$ ($L \geq 3$)。接着在复用单元6中复用如是得到的正交码，并将复用单元6的输出输入给PSK调制器2，以此对载波进行相位调制。

图9是图8中处理至PSK调制器2的输入端的一典型信号。图9是针对 $L=2$ ， $N=4$ 和 $M=4$ 的一典型场合。在分割单元5中，输入信号(a) (图8中所标(a)点) 被分割成一个8比特长的块，且每组8比特还需进一步分割成4个2比特序列，并输入给多元编码器 $1-1$ 到 $1-4$ 。此处，将每组8比特分割成4个序列的方法是任意的，而图9绘制的典型场合是依输入顺序每2比特构成一个序列。复用单元6以比特为单元复用4个多元编码器输出的信号。即，在解调器输入端(d) (图8所标(d)点)，从多元编码器 $1-1$ 输出的正交码的4比特被排放在4个方格位置 $(b_{11}, b_{12}, b_{13}, b_{14})$ 上，且从多元编码器 $1-2$ 输出的正交码的4比特被排放在4个位置 $(b_{21}, b_{22}, b_{23}, b_{24})$ 上，每个与 $(b_{11}, b_{12}, b_{13}, b_{14})$ 错开一比特，等等。

另一方面，在接收侧，同步检波器3检测信号，检测到的信号被输入给分离单元7，在此，与发送侧的复用保持同步，将检测到的信号分离成一个 NM 比特长的接收数据单元。分离单元2还需进一步将每个接收数据单元分成 N 组 M 比特序列，并将它们分别输出给多元译码器 $4-1$ 至 $4-N$ 。

在每个多元译码器 $4-1$ 到 $4-N$ 中，将输入检测信号与每个可能正交码中的每一个相乘计算得到关联值，具有最大关联值的正交码被判决为接收信号。另外，在每个多元译码器中，依照与发送侧采用的相同转换规则获得原始 L 比特数据，其与被判决为接收信号的正交码对应，并被输出。于是合成单元8利用与发送侧采用的相反操作恢复出原始的 LN 比特，其与所有译码器输出的 N 组 L 比特数据序列对应。

图10所示为接着图8中的同步检波器3输出处理的一典型信号，它与图9对应。分离单元7采用与发送侧复用单元6采用的相反操作，将4路复用检波器的输出(e) (图8所标(e)点) 分离成4个数据序列。分离的4个数据

序列于是被分别输入给多元译码器4-1到4-4。在每个多元译码器4-1到4-4中，与输入对应的具有最大关联值的正交码被判决为一接收信号，并按照与发送侧采用的图2所示的相同转换规则获得与被判决为接收信号的正交码对应的原始2比特数据，并将其输出。于是合成单元8利用与发送侧所采用的相反操作，将从多元译码器4-1到4-4输出的4个2比特数据序列重新组合成原始的8比特数据(f)（图8所标(f)点）。

下面，将描述在本实施例中衰落导致的接收功率下落为什么难以导致差错的原因。在图9中，与位于输入信号(a)的阴影位置的输入数据a1（或a2）相对应的4比特正交码被排放在位置b11到b14，在调制器输入(d)处位置b11到b14是分散在时间轴上的。自然地只有位置b14的1比特落入衰落导致的接收功率下落的时段Tf，如图10所示（假设与图3所示的Tf一样）。结果，在关联性检测时被错误地判决为另一正交码的概率就很低。相反地，如图3所示的常规场合，由于一正交码的4比特被连续排放，就会有多个比特（图3所示场合为4比特）落入衰落导致的接收功率下落的时段，因此使得错判成另一正交码的概率很高。

注意图8所示是采用PSK同步检波器作为调制和解调方法的一典型场合。可是在衰落环境下，不仅有接收功率下落的现象还有陡然的载波相位旋转的现象都可能发生，所以就存在许多差错出现的情况，而由于PSK同步检测不能跟踪陡然的载波相位旋转，自然不能获得满意的特性。在这种场合，利用FSK（频移键控）能量检测而不是PSK同步检测来获得较好的特性是可能的。在采用FSK能量检测的场合，一样可以得到与上述相同的本发明效果，只需用FSK调制器和FSK能量检波器分别代替图8结构中的PSK检波器和同步检波器3即可。

现参见图11到图14，将详细描述依照本发明的用于无线通信的一数字调制和解调方案的第二实施例。第二实施例是针对采用多值调制方法的场合。

图11所示为第二实施例中的数字调制和解调系统的结构，其中发送侧的分割单元5和多元调制器1-1到1-N，及接收侧的多元译码器4-1到4-4和合成单元8在本质上与第一实施例的类似，而复用单元9和分离单元12

要适于处理多值调制，再有多值调制器10和多值检波器11分别用来代替图8中的PSK调制器2和同步检波器3。在下文中，将重点针对不同于第一实施例的从复用单元9到分离单元12这一部分描述第二实施例的操作。

在图11中，从调制输入端口到复用单元9的输入部分中每个单元的操作和信号状态都与图8所示情况一样。复用单元9复用N组正交码，并依照与多值数值的数字对应的次序输出信号。复用单元9的输出被输入给多值调制器10，并用于多值调制一载波。

图12所示为处理至图11所示多值调制器10输入端口的一典型信号。图11与图9类似，是针对 $L=2$ ， $N=4$ 和 $M=4$ 的典型场合。在分割单元5中，输入信号(a)（图11所标(a)点）被分割成一个8比特长的块，且每组8比特还需进一步分割成4个2比特序列，并输入给多元编码器1-1到1-4。复用单元9以比特为单元复用4个多元编码器输出的信号。在该例中，从多元编码器1-1和1-3来的信号被复用成一序列(g1)，而从多元编码器1-2和1-4来的信号被复用成另一序列(g2)（图11所标(g)点）。即，在解调器输入端(d)（图8所标(d)点），从多元编码器1-1输出的正交码的4比特依次序(g1)排放在4个方格位置(b11, b12, b13, b14)上，且从多元编码器1-2输出的正交码的4比特依次序(g2)排放在4个位置(b21, b22, b23, b24)上，等等。将次序(g1)和(g2)在同一时刻的2比特看作一个符号，就此完成4值调制。

作为多值调制的一个例子，图13所示为采用4值FSK能量检测场合时一4值FSK调制器13和一4值FSK能量检波器14的结构。在4值FSK调制器13上，有两个调制器输入g1和g2被输入，而4值FSK调制器13下面所示表格中指出了与g1和g2值对应的频率。在4值FSK能量检波器14中，先将接收到的信号经分别具有中心频率 f_1, f_2, f_3, f_4 的带通滤波器滤波，得到4个检波器的输出后，再将与所得具有最大检波器输出频率对应的2比特按h1和h2（图11所标(b)点）形式输出。

按此方式，从多值检波器11输出的信号 h_i 于是被输入给分离单元12。

图14所示为接着图11中的多值检波器11输出处理的一典型信号，与图10对应。分离单元12采用与发送侧复用单元9采用的相反操作，将4路

复用检波器的输出(h1)和(h2)(图11所标(h)点)分离成4个数据序列。分离的4个数据序列于是被分别输入给多元译码器4-1到4-4。在每个多元译码器4-1到4-4中,与输入对应的具有最大关联值的正交码被判决为一接收信号,并按照与发送侧采用的图2所示的相同转换规则获得与被判决为接收信号的正交码对应的原始2比特数据,并将其输出。于是合成单元8利用与发送侧所采用的相反操作,将从多元译码器4-1到4-4输出的4个2比特数据序列重新组合成原始的8比特数据(i)(图11所标(i)点)。

下面,将描述在本实施例中衰落导致的接收功率下落为什么难以导致差错的原因。在图12中,与位于输入信号(a)的阴影位置的输入数据a1(或a2)相对应的4比特正交码被排放在位置b11到b14,在调制器输入(g1)处位置b11到b14是分散在时间轴上的。自然地只有位置b14的1比特落入衰落导致的接收功率下落的时段Tf,如图14所示(假设与图3和图10所示的Tf一样)。结果,在关联性检测时被错误地判决为另一正交码的概率就很低,这样与常规场合相比,减少衰落导致的突发差错出现就成为可能,就像第一实施例一样。

注意多值数值也可用8值或16值代替4值,且在这些场合下,调制器输入信号序列(gi)和检波器输出信号序列(hi)的数值G也可以增加到3序列($2^3=8$ 值)或4序列($2^4=16$ 值)。为了在这些场合下实现本发明在时间上分散的良好效果,将分割数值N设定为大于或等于上述序列数值G的值足以。对于较大的分割数值N,时间上的分散效果也较大,且能进一步减少衰落导致的突发差错出现。

至于多值调制和解调方法,采用除多值FSK能量检测之外的各种已知方法也是可以的,比如多值PSK同步检测和16QAM(正交调幅)控制同步检测。

再者,对于较大的正交码长度M,时间上的分散效果也较大,并能进一步减少衰落导致的突发差错出现。

下面,参见图15,将与常规场合对比描述本发明的数字调制和解调方案的效果。图15所示为采用L=4, M=16和4值FSK调制能量检测,在最大多普勒(Doppler)频率等于4Hz条件下,发送200bps调制信号这一典型

场合时，所获得的结果。水平轴代表接收到的归一化为1比特 (E_b/N_0) 的信噪比S/N，而垂直轴代表平均误比特率。可以看出与常规场合相比，在本发明 ($N=8$ 和 $N=44$) 中误比特率得到了相当的改善。亦可以看出N值越大，因为平均效果越好，则改善效果就越大。

如上述，依照本发明，在发送前，待发送的正交码是分散在时间轴上的N个时段中的，而在接收侧，根据相关性检测出处于分散时段上的正交码，从而避免衰落导致的接收功率下落的影响，并在时间轴上恢复出原始信号，这样可以减少衰落导致的突发差错出现，并就此可以减少所需接收信噪比S/N。自然地，可以减少终端发送功率亦或上行信号接收中必要的接收基站数量，由此构成一个经济的系统。再者，在采用CDMA方案时，容量的提高也成为可能。

现参见图16到图21，将详细描述依照本发明的用于无线通信的一数字调制和解调方案的第三实施例。第三实施例是针对适用于上述本发明数字调制和解调方案的一特定译码器的结构。

图16所示为第三实施例中的数字调制和解调系统发送侧的结构，而图17所示为图16发送侧处理的信号。第三实施例采用4个正交码 ($N=4$) 复用和4值频率调制 ($G=2$, $2^G=4$)。

在图16中，在调制输入处比特序列 (a) 被输入给一分割单元21。接着如图17所示，分割单元17将组成比特序列 (a) 的2比特序列输入给对应的多元编码器22-1到22-4，对应于输入，每个多元编码器输出4比特长的正交码。在 $L=2$ 和 $N=4$ 时，输入比特和多元编码器输出的正交码间的关系如图18所示。正交码接着被输入给复用单元23，在此将多元编码器的输出复用成一串行符号序列 (c)。此处如图17所示，复用单元23完成复用，两个多元编码器的输出被合起来作为一个符号，(b-1) 和 (b-2) 在符号序列 (c) 中交替排放输出，由于要执行4值频率调制。复用单元23输出的符号序列 (c) 接着被输入给一4值频率调制器24，在此完成4值频率调制。

图19所示为第三实施例的调制和解调系统接收侧的结构。在接收侧，在接收单元31处接收到的信号被输入给分别具有中心频率 W_1 , W_2 , W_3 ,

W4的四个带通滤波器（BPF）32-1，32-2，32-3和32-4。带通滤波器的输出信号被输入给对应的包络检波器33-1到33-4，所得检波器输出信号（d-1）到（d-4）接着被输入给一分离单元35。于是如图20所示，分离单元35采用与复用单元23所用相反的操作，即将同一时刻输出的检波器信号（d-1）到（d-4）作为一套，并将其分离成两个输出序列（e-1）和（e-2），它们接着被分别输入给对应的译码器36-1和36-2。能量检测图17方格中出现的比特所调制成的信号，获得图20的格中出现的检波器输出信号。译码器36-1和36-2的输出接着被输入给一合成单元37，在此它们被组合在一起形成一比特序列（h），该序列经调制输出端输出。

图21所示为图19结构中的译码器36-1的内部结构。译码器36-2也具有类似的内部配置。在图21的译码器结构中，分离后的检波器输出信号（e-1）与 2^{l-6} 组处理器41-1到41-16预先产生的能量检测输出模式中的每一个相乘。此处，如图21所示，提供的处理器41数量要与模式的总数量一样多，利用发送侧所用的每个正交码发生器对发送侧所用的每一个正交码发生器作对比产生这些模式。在本实施例中，多元译码器输出的正交码的总数量为 $2^m=2^2=4$ ，并且一个符号包括2比特，因此能够产生的模式总数量为 $4^2=16$ ，所以在该译码器中要提供16个处理器41-1到41-16。

现在，将详细描述在每个处理器41中预先产生能量检测输出模式的方法。

一般，每个正交码发生器产生的正交码的每个元素都要进行转换，比特值0转换成-1而比特值1不变。在此采用转换目的是为了以后方便，因0值不便于后续的计算。接着G组转换的M比特长正交码 $C'_n=[C'_{n1}, C'_{n2}, \dots, C'_{nM}]$ （可看成一行矢量）被垂直排放，从而形成G x M矩阵，定义由下面公式（1）给出的代码 W_r ，因输入给频率调制器的如G一样多的序列为多值。

$$\begin{pmatrix} C'_{11}, & C'_{12}, & \dots, & C'_{1M} \\ C'_{21}, & C'_{22}, & \dots, & C'_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ C'_{G1}, & C'_{G2}, & \dots, & C'_{GM} \end{pmatrix} = [w_1, w_2, \dots, w_M]_r = W_r \quad (1)$$

其中 $C'_{wi} = [C'_{1i}, C'_{2i}, \dots, C'_{gi}]$ (行矢量), t 表示转换, 而 $r = 1$ 到 2^{l-g} 。这时一个就含有与正交码总数量 2^l 一样多的元素, 所以该矩阵包含的元素总数为 $r = 2^{l-g}$ 。

接着, 采用如是得到的代码 W_r , 计算下面公式 (2) 给出的表达式。

$$\frac{1}{G} H W_r = \frac{1}{G} \begin{pmatrix} -1; -1; \dots; -1; -1 \\ -1; -1; \dots; -1; -1 \\ \vdots \\ 1; 1; \dots; 1; -1 \\ 1; 1; \dots; 1; -1 \end{pmatrix} W_r \quad (2)$$

其中 H 为 $2^g \times G$ 的矩阵, 是元素1和-1的每种可能组合的排列。该表达式给出了发送侧发送 W_r 时的一能量检测输出模式, 其中 G 为归一化因子。

最后, 公式 (2) 的表达式要进行转换, 将值小于1的元素转换成值0而值为1的每个元素保持不变, 这样就能得到下面公式 (3) 给出的能量检测输出模式 F_r 。

$$\frac{1}{G} H W_r \rightarrow [f_1, f_2, \dots, f_n]_r = F_r \quad (3)$$

因为与在发送 W_r 时实际不会产生的信号对应的小于1的值要进行转换, 其中的箭头即表示该转换。

就上述例子而言, 用一个正交码发生器生成一个正交码 $C_1 = [C_{11}, C_{21}, C_{31}, C_{41}]$ 而另一个正交码发生器生成另一个正交码 $C_2 = [C_{12}, C_{22}, C_{32}, C_{42}]$, 如码 W_r 产生如下。即, 按照上面的公式 (1), 处理器41-1采用两个正交码发生器42-1, 它生成 $C_1 = [1, 1, 1, 1]$, 且被转换成 $C'_1 = [1, 1, 1, 1]$, 这样就生成了下面公式 (4) 给出的 W_1 。

$$W_1 = \begin{pmatrix} 1, 1, 1, 1 \\ 1, 1, 1, 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

类似地, 处理器41-2采用一个正交码发生器42-1生成 $C_1 = [1, 1, 1, 1]$ 且被转换成 $C'_1 = [1, 1, 1, 1]$, 和另一个正交码发生器42-2生成 $C_2 = [1, 0, 1, 0]$ 且被转换成 $C'_2 = [1, -1, 1, -1]$, 这样就生成了下面公式 (5)

给出的 W_2 。

$$W_2 = \begin{bmatrix} 1, 1, 1, 1 \\ 1, -1, 1, -1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

通过类似的处理，处理器42-3到42-16生成 W_3 到 W_{16} 。

接着利用如是得到的 W_1 到 W_{16} ，处理器41如下计算上述公式(2)。即，处理器41-1计算下面的公式(6)：

$$\begin{aligned} \frac{1}{G} H W_r &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1, -1 \\ -1, 1 \\ 1, -1 \\ 1, 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1, 1, 1, 1 \\ 1, 1, 1, 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -1, -1, -1, -1 \\ 0, 0, 0, 0 \\ 0, 0, 0, 0 \\ 1, 1, 1, 1 \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$

其中 $G=2$ ， $r=1$ ，而 H 为 4×2 的矩阵因为 $G=2$ 。接着公式(6)的表达式被转换成下面公式(7)给出的能量检测输出模式 F_1 ：

$$\begin{bmatrix} 0, 0, 0, 0 \\ 0, 0, 0, 0 \\ 0, 0, 0, 0 \\ 1, 1, 1, 1 \end{bmatrix} = F_1 \quad (7)$$

类似地，处理器41-2计算下面公式(8)：

$$\begin{aligned} \frac{1}{G} H W_r &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1, -1 \\ -1, 1 \\ 1, -1 \\ 1, 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1, 1, 1, 1 \\ 1, -1, 1, -1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -1, 0, -1, 0 \\ -1, -1, -1, -1 \\ 0, 1, 0, 1 \\ 1, 0, 1, 0 \end{bmatrix} \quad (8) \end{aligned}$$

其中 $G=2$ ， $r=2$ ，而 H 为 4×2 的矩阵因为 $G=2$ 。接着公式(8)的表达式

被转换成下面公式 (9) 给出的能量检测输出模式 F_2 :

$$\begin{pmatrix} 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 0, & 1 \\ 1, & 0, & 1, & 0 \end{pmatrix} = F_2 \quad (9)$$

类似的处理, 处理器42-3到42-16预先生成能量检测输出模式 F_3 到 F_{16} 。

其次, 如是得到的能量检测输出模式 F_1 到 F_{16} 中的每一个同步地与构成检波器输出信号 (e-1) 的4个成分 (f-1) 到(f-4)中的每一个相乘。即, (e11, e21, e31, e41) 与能量检测输出模式的第一列相乘, (e13, e23, e33, e43) 与能量检测输出模式的第二列相乘, 等等。例如, 采用处理器41-1生成的能量检测输出模式 F_1 , 按照下面计算式 (10) 得到 (g-1) = (e41, e43, e45, e47)。

$$\begin{aligned} e11 \times 0 + e21 \times 0 + e31 \times 0 + e41 \times 1 &= e41 \\ e13 \times 0 + e23 \times 0 + e33 \times 0 + e43 \times 1 &= e43 \\ e15 \times 0 + e25 \times 0 + e35 \times 0 + e45 \times 1 &= e45 \\ e17 \times 0 + e27 \times 0 + e37 \times 0 + e47 \times 1 &= e47 \end{aligned} \quad (10)$$

通过类似计算, 其它处理器41-2到41-16可以得到(g-2)到(g-16)。接着(g-1)到(g-16)分别在积分器43-1到43-16中按对应一正交码的周期积分, 且积分后的信号被输入给一译码单元44。译码单元44选择能够输出所有输入积分信号中具有最大值的输入积分信号的那个处理器41, 并输出多元译码前的一比特序列, 它与输入到所选处理器41的两个正交码相对应。

现参见图22到图25, 将详细描述依照本发明的用于无线通信系统的数字调制和解调方案的第四实施例。第四实施例是针对适用于上述本发明数字调制和解调方案的另一特定译码器的结构。

图22所示为第三实施例中的数字调制和解调系统发送侧的配置, 而图23所示为图22发送侧处理的信号。第四实施例采用4个正交码

($L=2, 2^l=4$) 复用和4值频率调制 ($G=2, 2^g=4$)。

在图22中, 在调制输入处比特序列 (a) 被输入给一分割单元21。接着如图23所示, 分割单元17将组成比特序列 (a) 的2比特序列输入给对应的多元编码器22-1到22-4, 对应于输入, 每个多元编码器输出4比特长的正交码 (b-3) 到 (b-6), 与第三实施例类似。正交码接着被输入给复用单元23, 由此将多元编码器的输出复用成一串行符号序列 (c)。此处, 要完成2值频率调制, 这样一个符号包括一比特, 并如图23所示, 复用单元23完成复用, (b-3), (b-4), (b-5) 和 (b-6) 在符号序列 (c) 中交替排列输出。复用单元23输出的符号序列 (c) 接着被输入给一2值频率调制器31, 并在此完成2值频率调制。

图24所示为第四实施例的调制和解调系统接收侧的结构, 它包括一2值能量检波器66, A/D转换器61-1和61-2, 第一存储器62, 第二存储器64, 第三存储器65, 处理器63, 和正交码发生器42-1到42-4。2值能量检波器66还包括接收单元31, 带通滤波器32-5和32-6, 及包络检波器33-5和33-6。在图24的配置中, 上述第三实施例中的分离单元35, 译码器36-1, 36-2, 及合成单元37的处理由处理器63完成。

在图24中, 接收单元31接收到的信号被分别输入给具有中心频率 C_5 和 C_6 的两个带通滤波器 (BPF) 32-5和32-6。带通滤波器的输出信号被输入给对应的包络检波器33-5到33-6, 从而得到两个检波器输出信号 (d-5) 和 (d-6), 它们接着从2值能量检波器66输出到A/D转换器61-1和61-2, 在此进行抽样。接着如图25所示, 在处理器63控制下, 采用与复用单元23所用相反的操作来重新排放抽样值, 并将重排样存入第一存储器62。该处理对应于第三实施例分离单元35的处理。

接着处理器63接收4个正交码发生器42-1到42-4生成的正交码, 并完成与第三实施例处理器41的处理类似的处理。在第四实施例中, 从多元编码器输出的正交码的总数量为 $2^l=4$ ($L=2$), 且一个符号包括1比特 ($G=1$), 这样可生成的模式总数量为 $r=4^1=4$ 。因此, 处理器63就可生成如下的四个能量检测输出模式。

即, 按照公式 (1), 处理器63生成四个代码 W_r , 按下列公式 (11)

到 (14) 给出的行矢量形式。

$$W_1 = C'_1 = [1, 1, 1, 1] \quad (11)$$

$$W_2 = C'_2 = [1, -1, 1, -1] \quad (12)$$

$$W_3 = C'_3 = [1, 1, -1, -1] \quad (13)$$

$$W_4 = C'_4 = [1, -1, -1, 1] \quad (14)$$

接着, 按照公式 (2), 计算下列公式 (15) 到 (18) 给出的表达式。

此处, $G=1$, H 为一列矢量 (2×1 矩阵)。

当 $r=1$ 时:

$$\begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} [1, 1, 1, 1] = \begin{pmatrix} -1, -1, -1, -1 \\ 1, 1, 1, 1 \end{pmatrix} \quad (15)$$

当 $r=2$ 时:

$$\begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} [1, -1, 1, -1] = \begin{pmatrix} -1, 1, -1, 1 \\ 1, -1, 1, -1 \end{pmatrix} \quad (16)$$

当 $r=3$ 时:

$$\begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} [1, 1, -1, -1] = \begin{pmatrix} -1, -1, 1, 1 \\ 1, 1, -1, -1 \end{pmatrix} \quad (17)$$

当 $r=4$ 时:

$$\begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} [1, -1, -1, 1] = \begin{pmatrix} -1, 1, 1, -1 \\ 1, -1, -1, 1 \end{pmatrix} \quad (18)$$

接着类似于第三实施例通过转换表达式 (15) 到 (18), 就可得到下列表达式 (19) 到 (22) 给出的要预先生成的能量检测输出模式 F_1 到 F_4 。

根据 (15):

$$\begin{pmatrix} 0, 0, 0, 0 \\ 1, 1, 1, 1 \end{pmatrix} = F_1 \quad (19)$$

根据 (16):

$$\begin{pmatrix} 0, 1, 0, 1 \\ 1, 0, 1, 0 \end{pmatrix} = F_2 \quad (20)$$

根据 (17):

$$\begin{pmatrix} 0, & 0, & 1, & 1 \\ 1, & 1, & 0, & 0 \end{pmatrix} = F_3 \quad (21)$$

根据 (18) :

$$\begin{pmatrix} 0, & 1, & 1, & 0 \\ 1, & 0, & 0, & 1 \end{pmatrix} = F_4 \quad (22)$$

于是得到的 F_1 到 F_4 被存入第二存储器64。

其次，处理器63读取存放在第一存储器62中的样值和存放在第二存储器64中的 F_1 ，并将样值(e-3)的每个元素与 F_1 相乘，求和，并类似于第三实施例在对应正交码的周期积分结果值。对于 F_2 到 F_4 也要重复类似的处理。接着选择出能够获得在所有得到的四个积分信号中具有最大值的那个积分信号的能量检测输出模式，并输出多元译码前的2比特，它对应于用于获得所选能量检测输出模式的正交码。如是得到的比特序列接着被存入第三存储器65。该处理与第三实施例的译码器36-1和36-2的处理相对应。

对于其它样值(e-4)到(e-6)也类似地进行以上处理，且得到的比特序列也类似地存放在第三存储器65中。

最后，在处理器63控制下，存放在第三存储器65中的8比特被次序读取，并按比特序列(h)在解调输出端输出。该处理与第三实施例的合成单元37的处理对应。

如上述，按照本发明的一译码器，预先提供与所有的正交码对应的基于 2° 值频率调制的能量检测输出模式，并计算出接收的能量检测输出信号与预先提供的每个能量检测输出模式间的关联值，确定在所有计算的关联值中具有最大关联值的正交码，并得到对应于具有最大关联值的正交码的数据比特，这样就无需用于判决检波器输出信号的代码判决装置了，而正交码引起的码增益也能提高，使得在带有衰落的无线通信中的高质量信号传输成为可能。

需要注意的是，除以上已经提及的这些以外，还有在不脱离本发明的新颖之处和优越性的情况下作出的上述实施例的许多修改和变更。因此，所有这些修改和变更都包括在所附权利要求的范围之内。

图 1

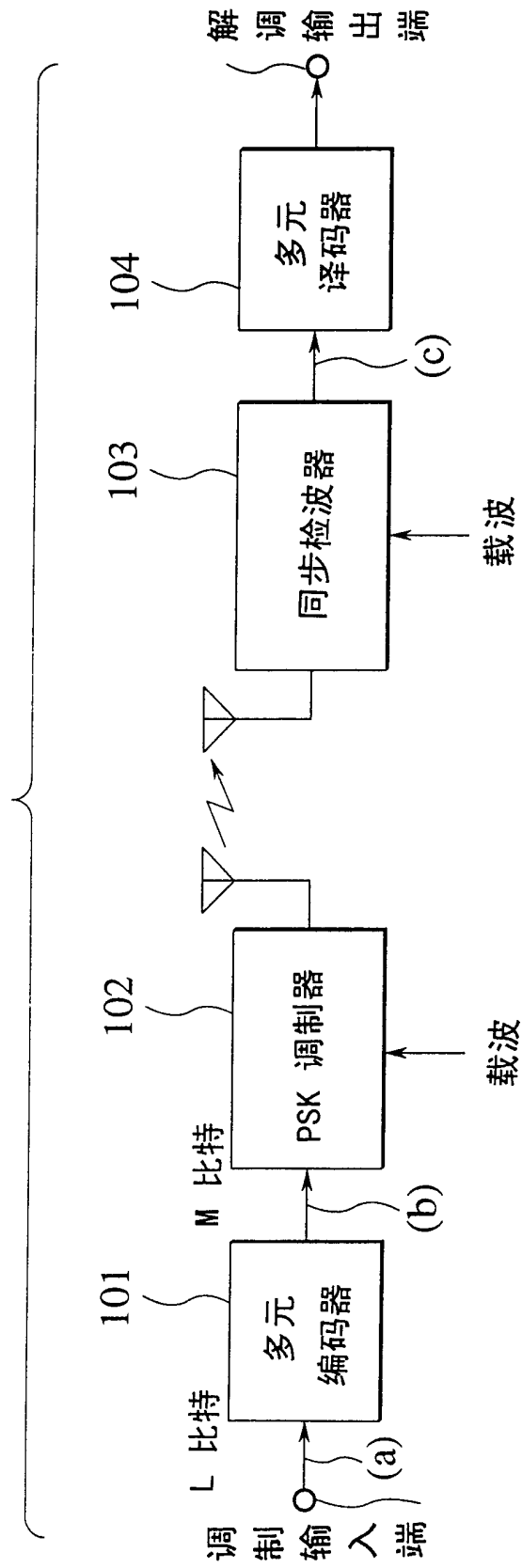


图 2

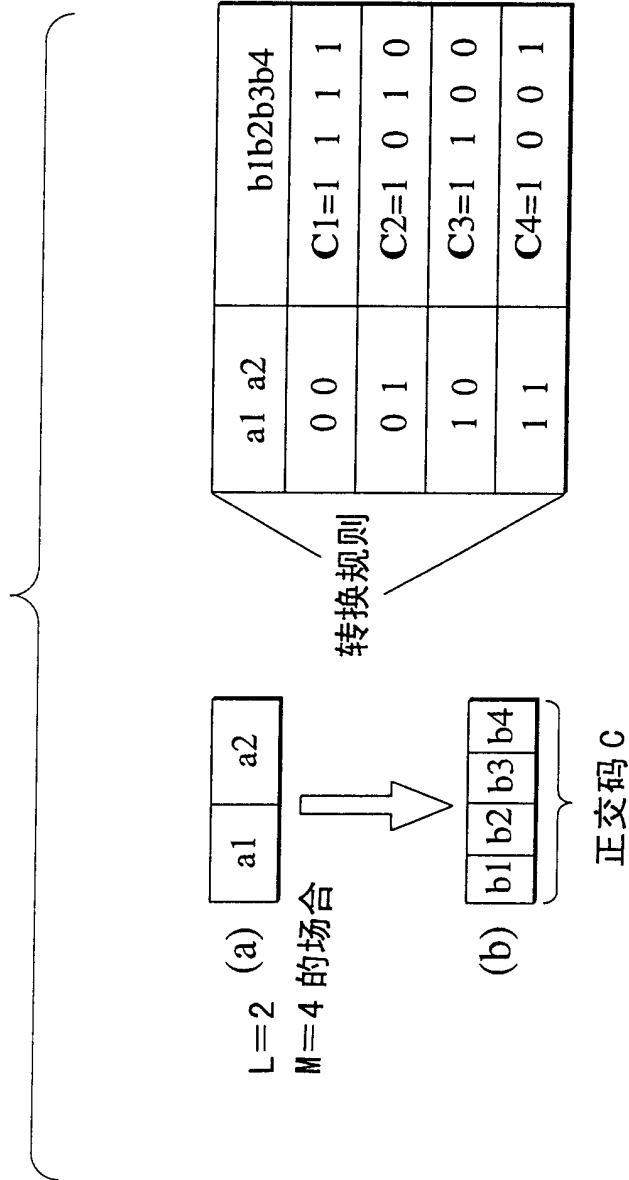


图 3

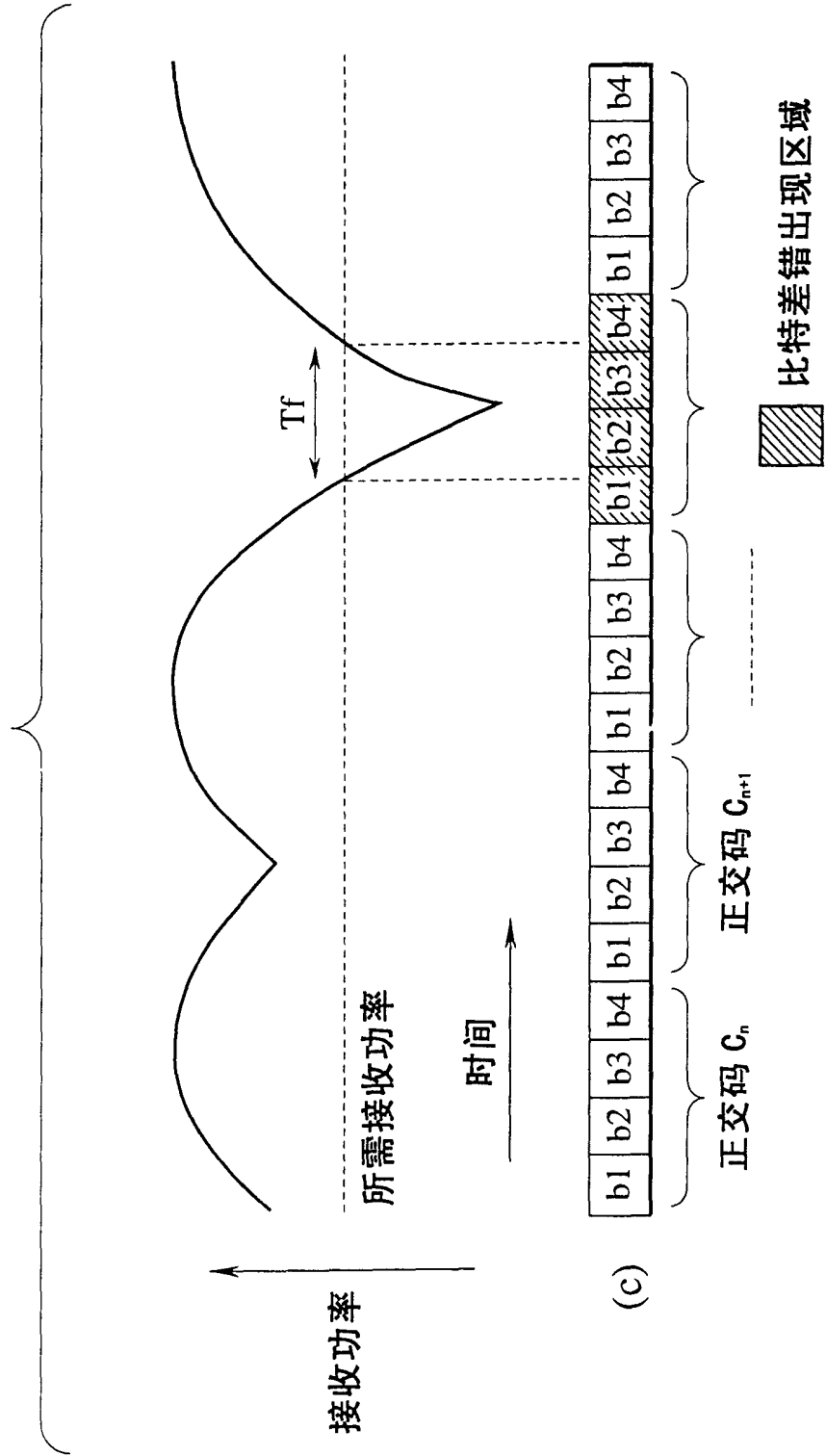


图 4

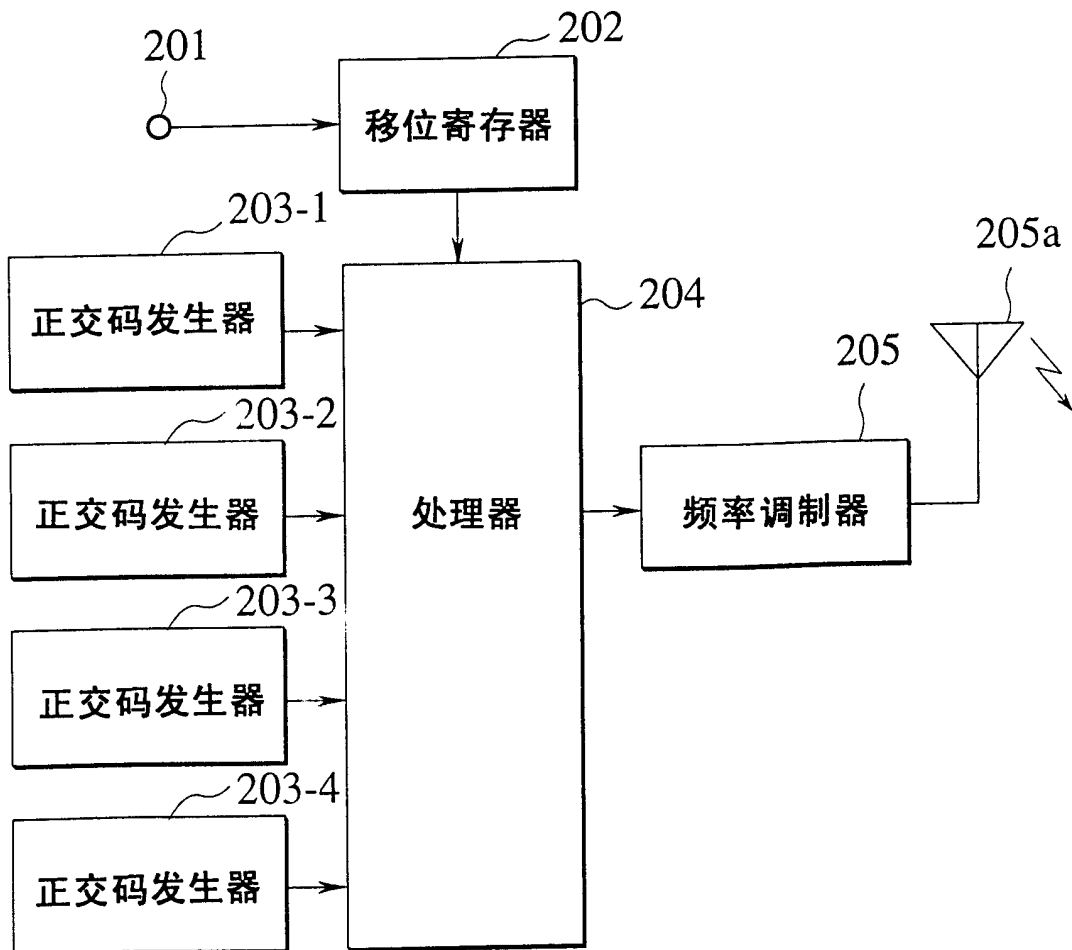


图 5

存储器数据	正交码发生器	输出信号
a1, a2		b1, b2, b3, b4
1, 0	1	1, 1, 1, 1
1, 1	2	1, 0, 1, 0
0, 1	3	1, 1, 0, 0
0, 0	4	1, 0, 0, 1

图 6

输入数据 (b1, b2) (b3, b4)	符号	发送频率
1, 0	S1	$\omega c + \omega 2$
1, 1	S2	$\omega c + \omega 1$
0, 1	S3	$\omega c - \omega 1$
0, 0	S4	$\omega c - \omega 2$

图 7

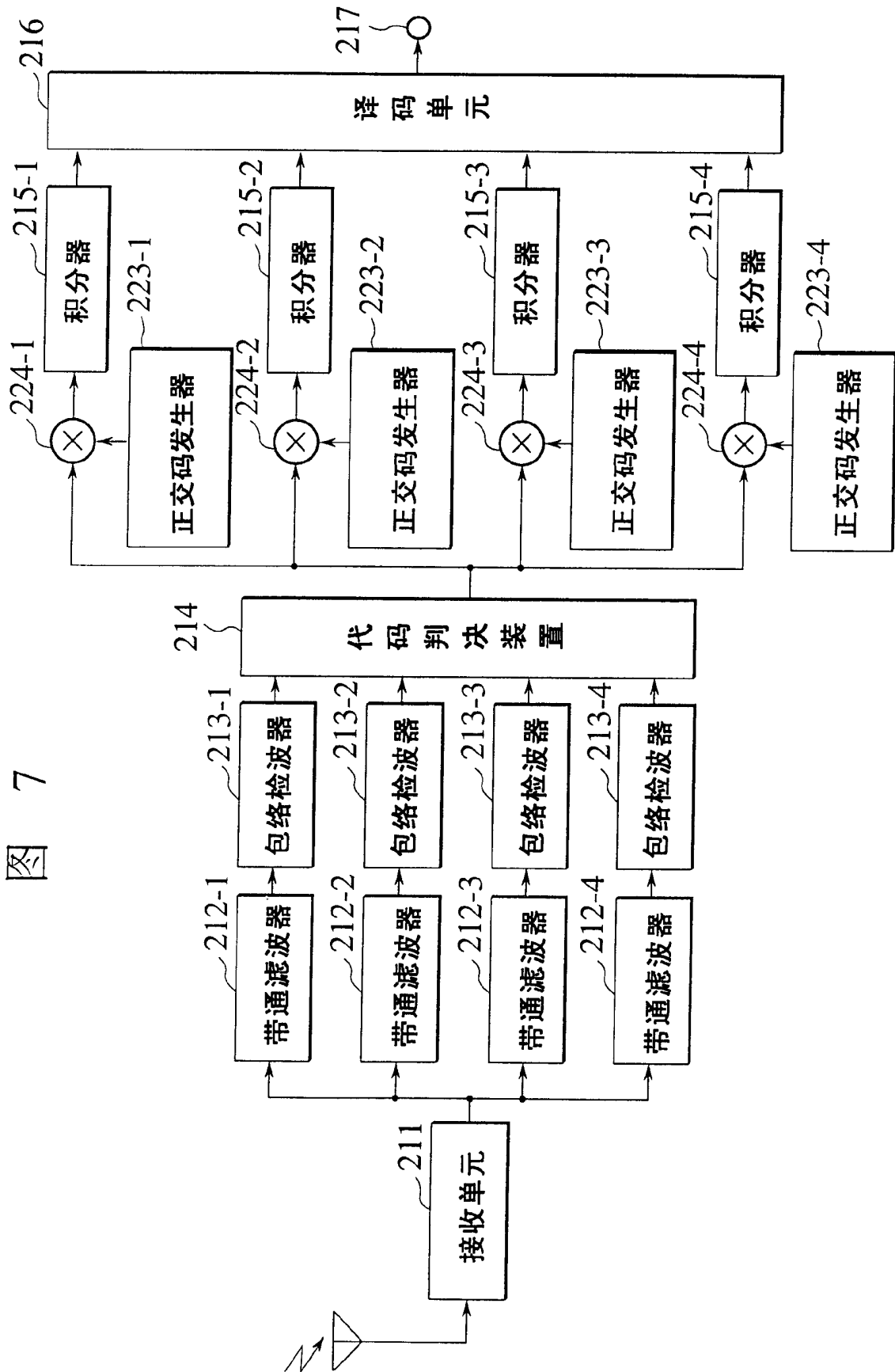


图 8

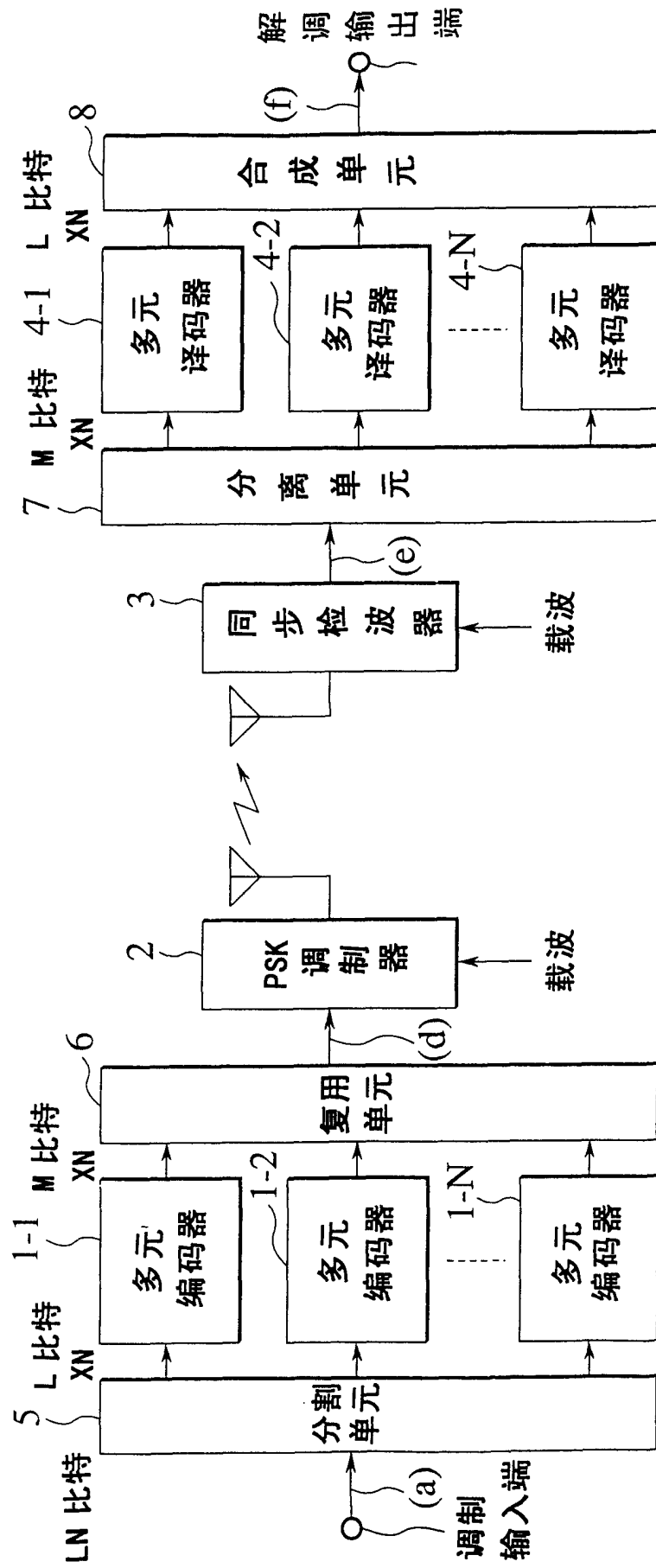


图 9

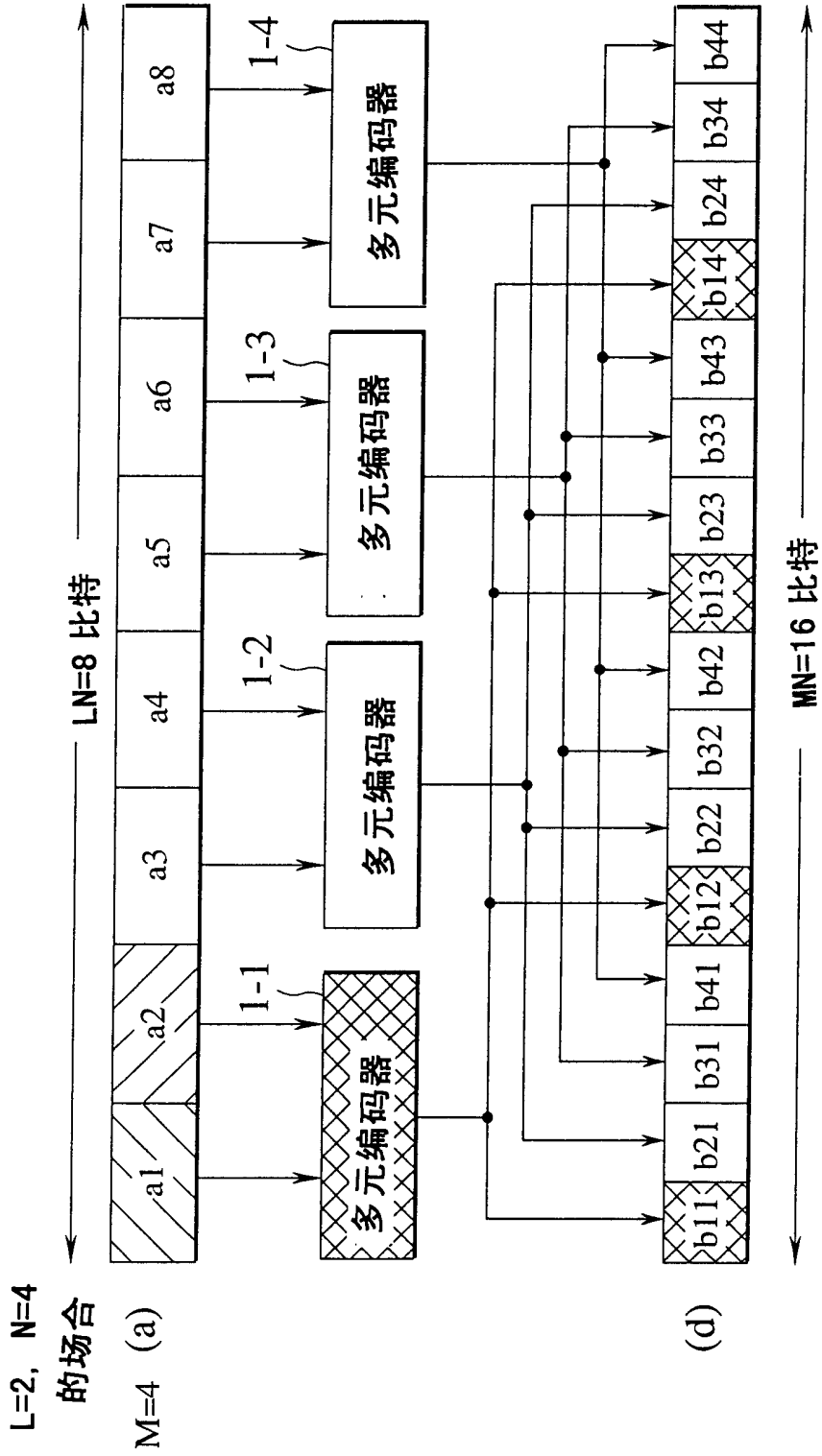


图 10

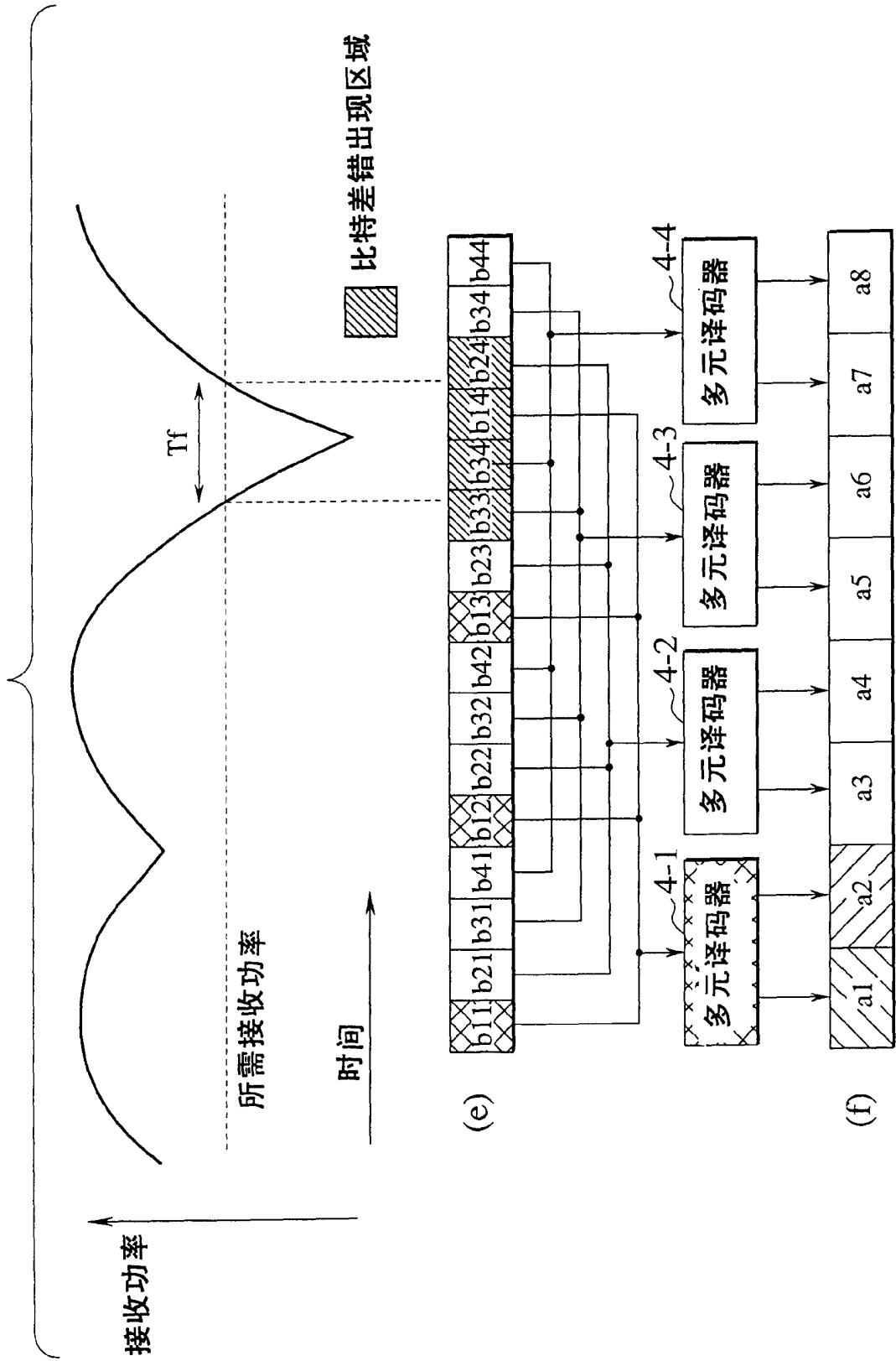


图 11

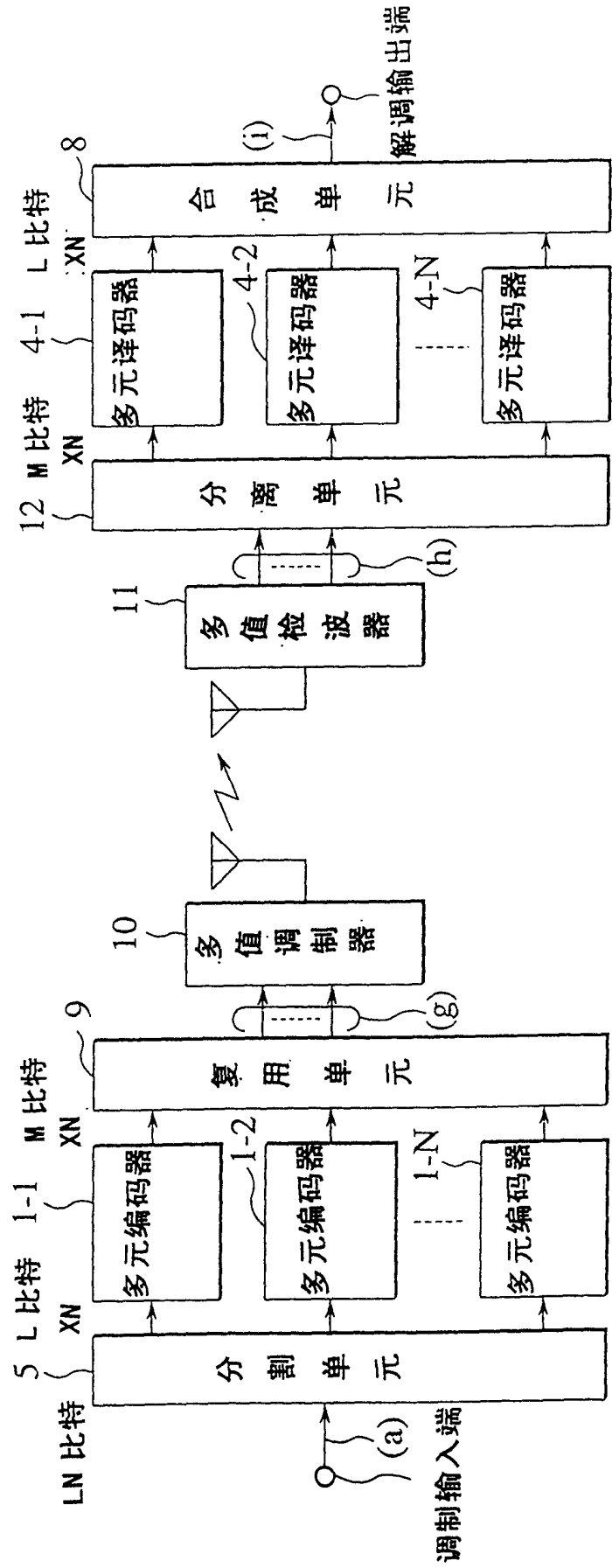


图 12

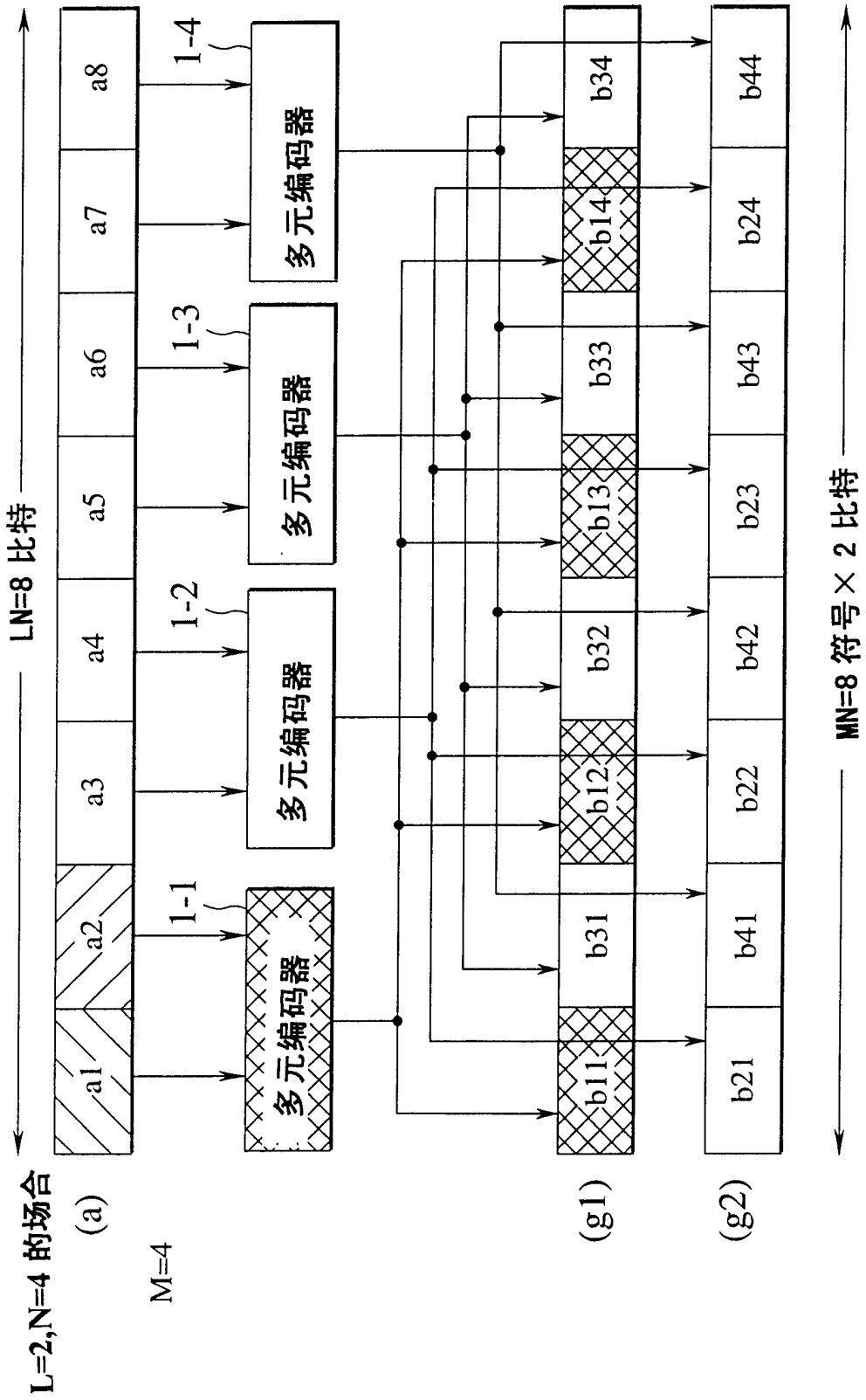


图 13

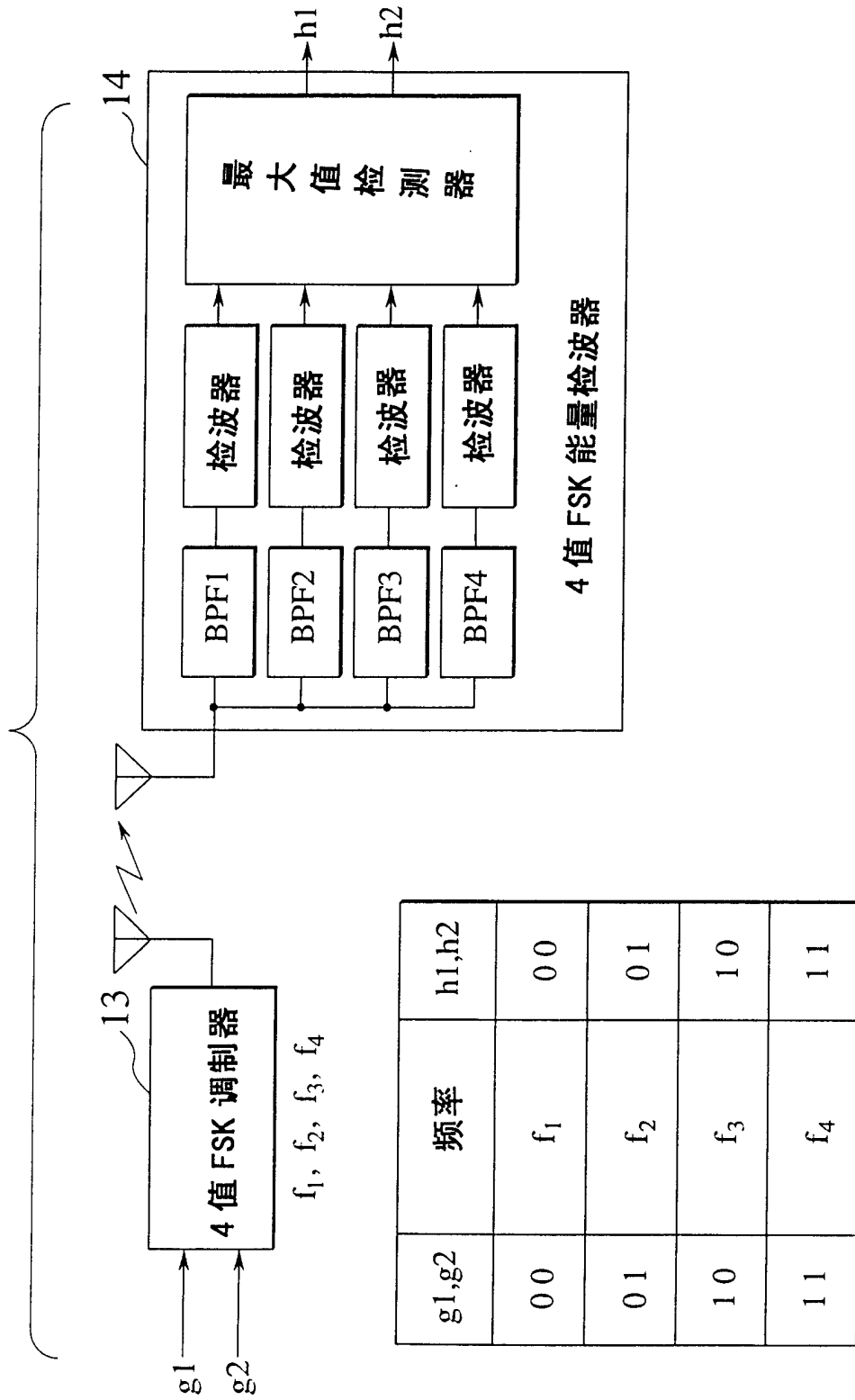


图 14

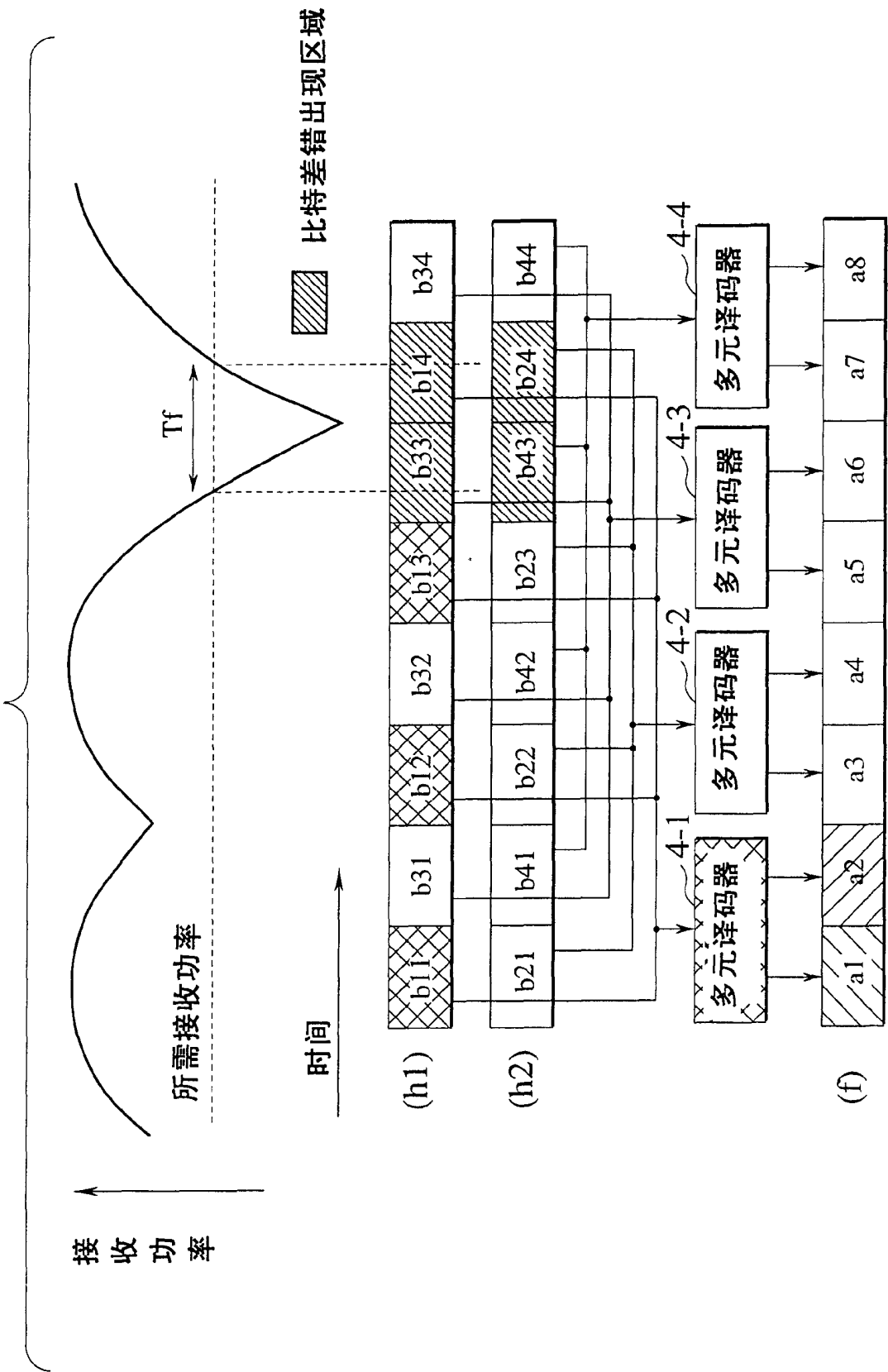
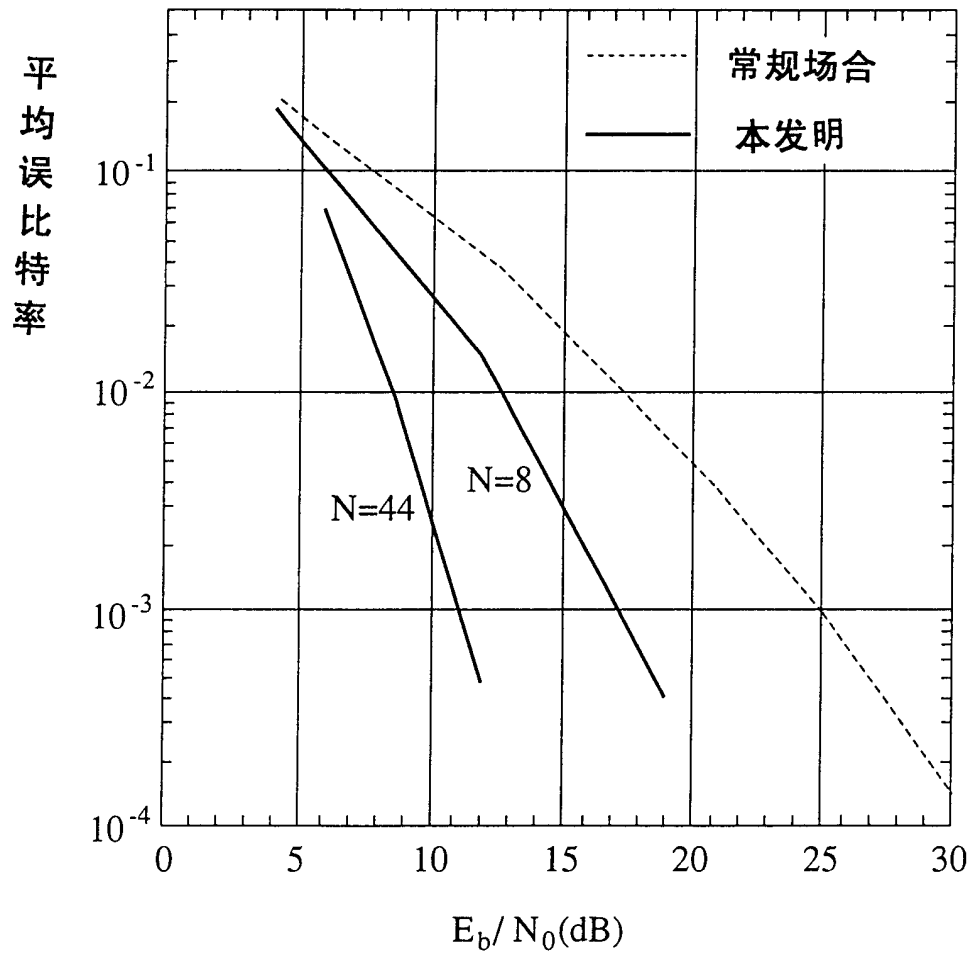


图 15



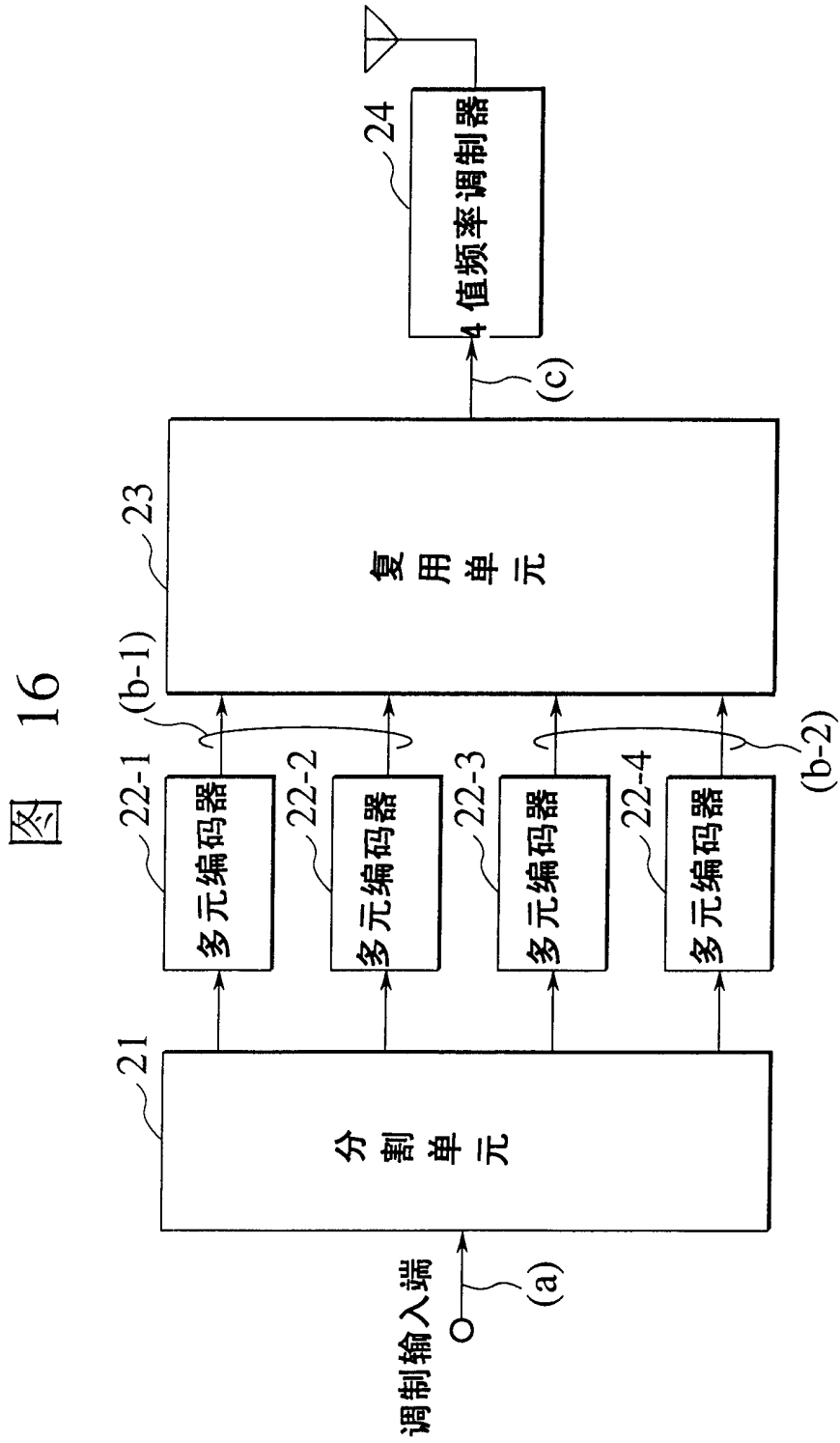


图 17

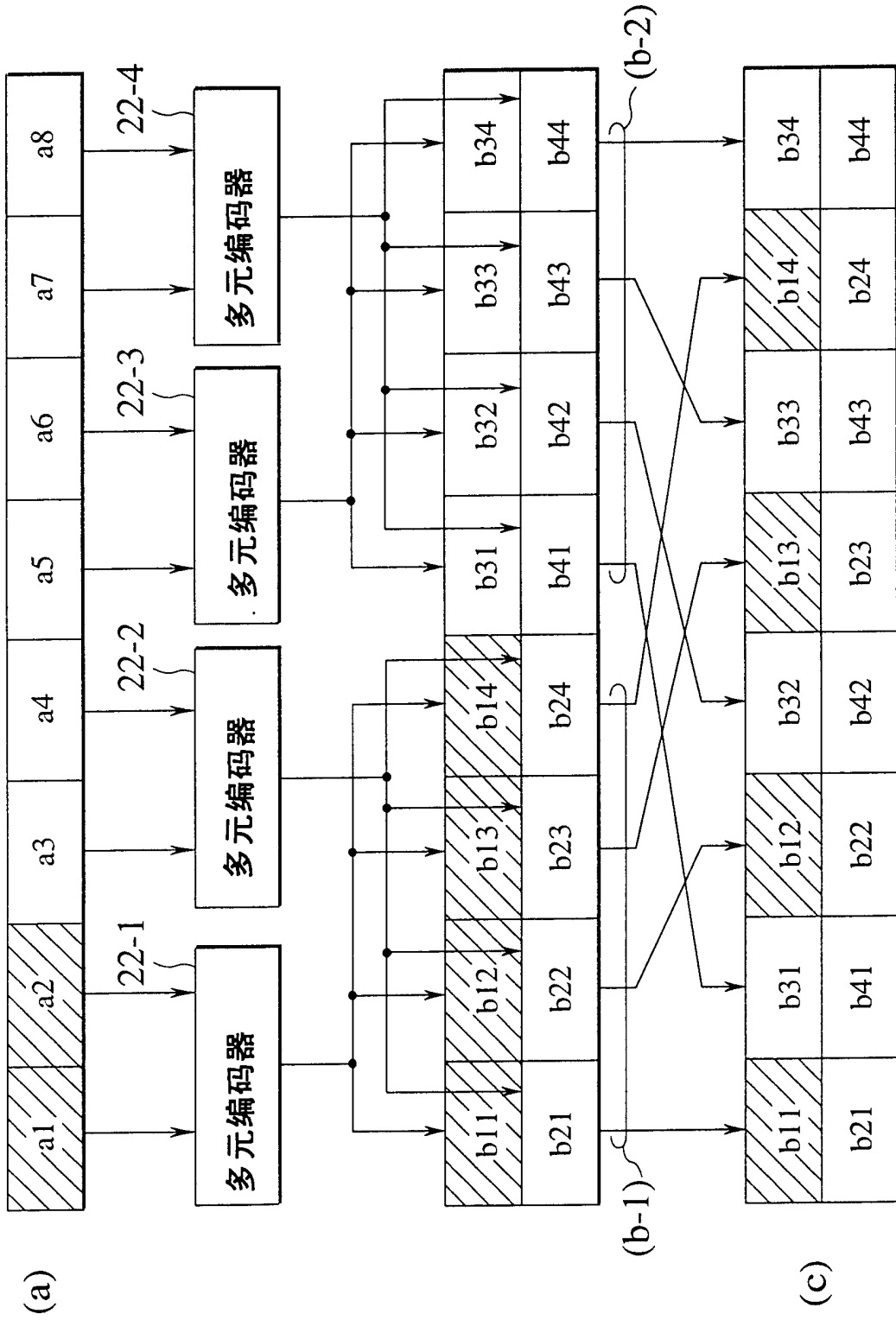


图 18

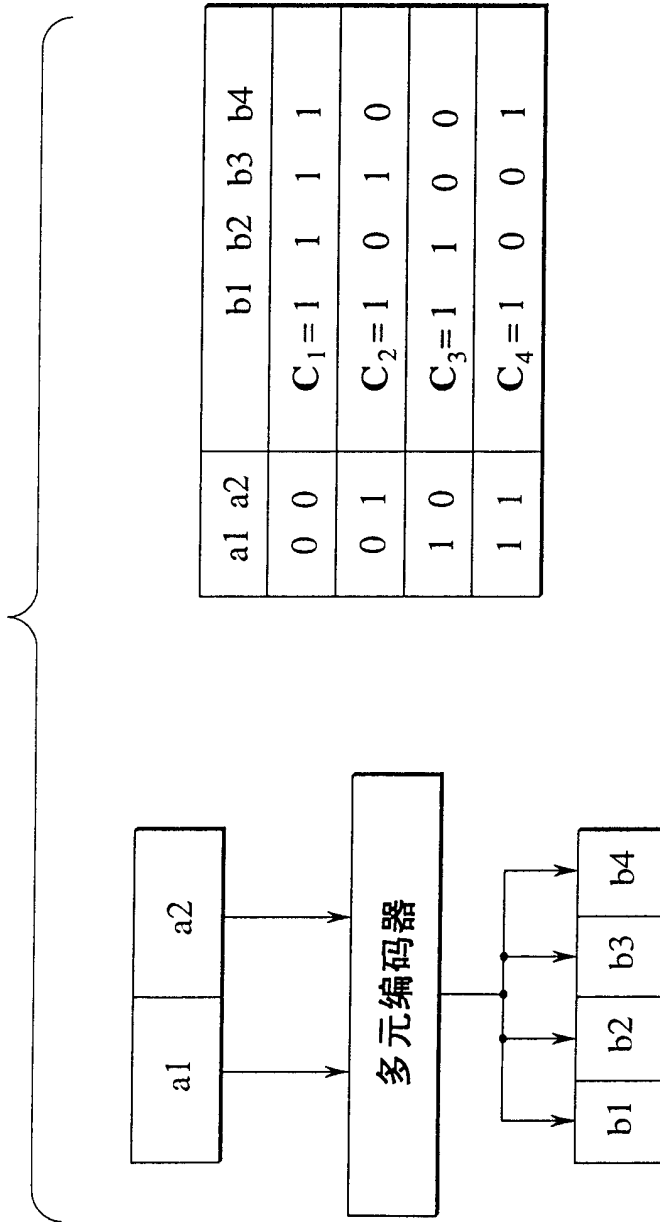


图 19

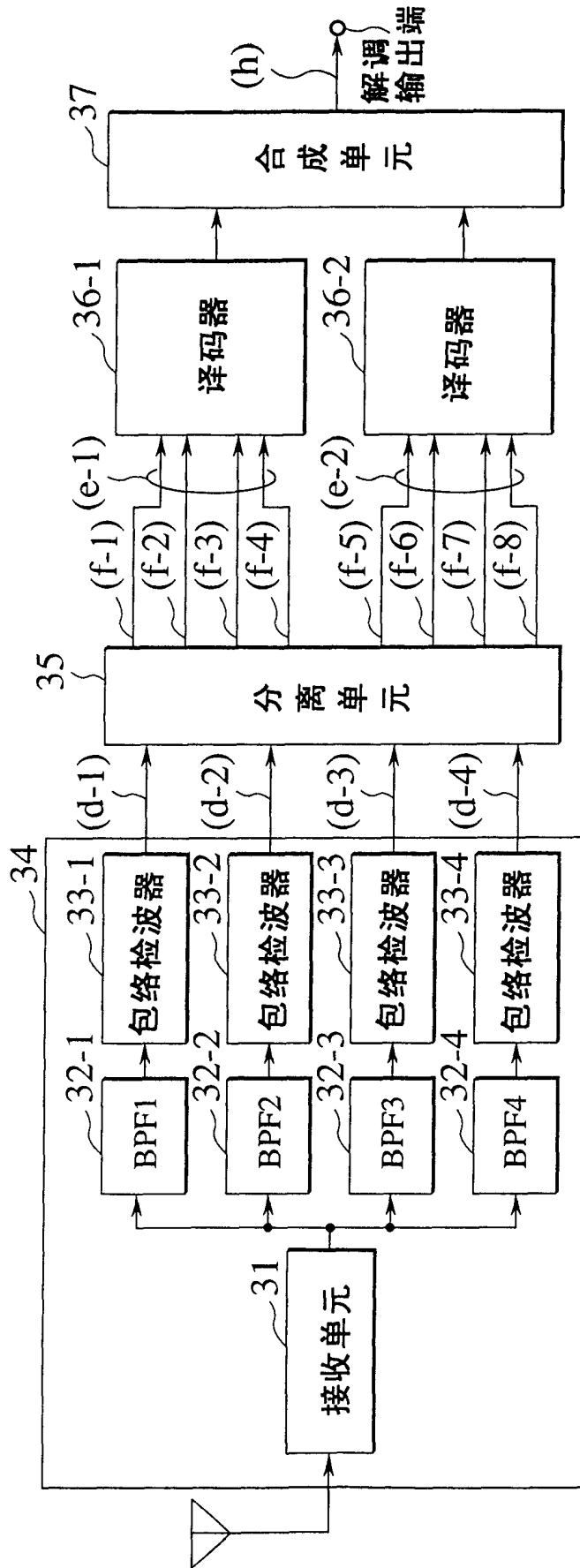
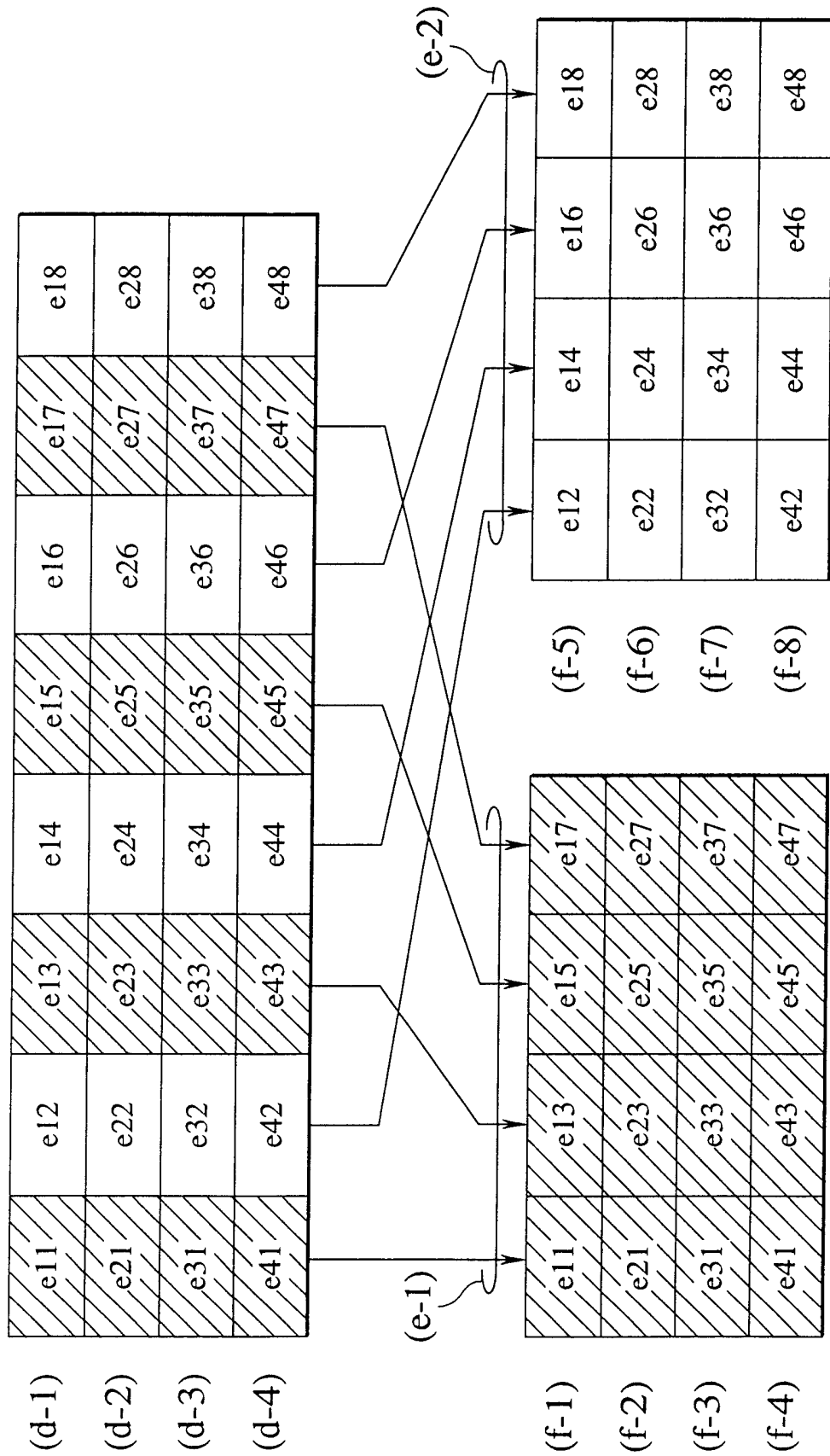


图 20



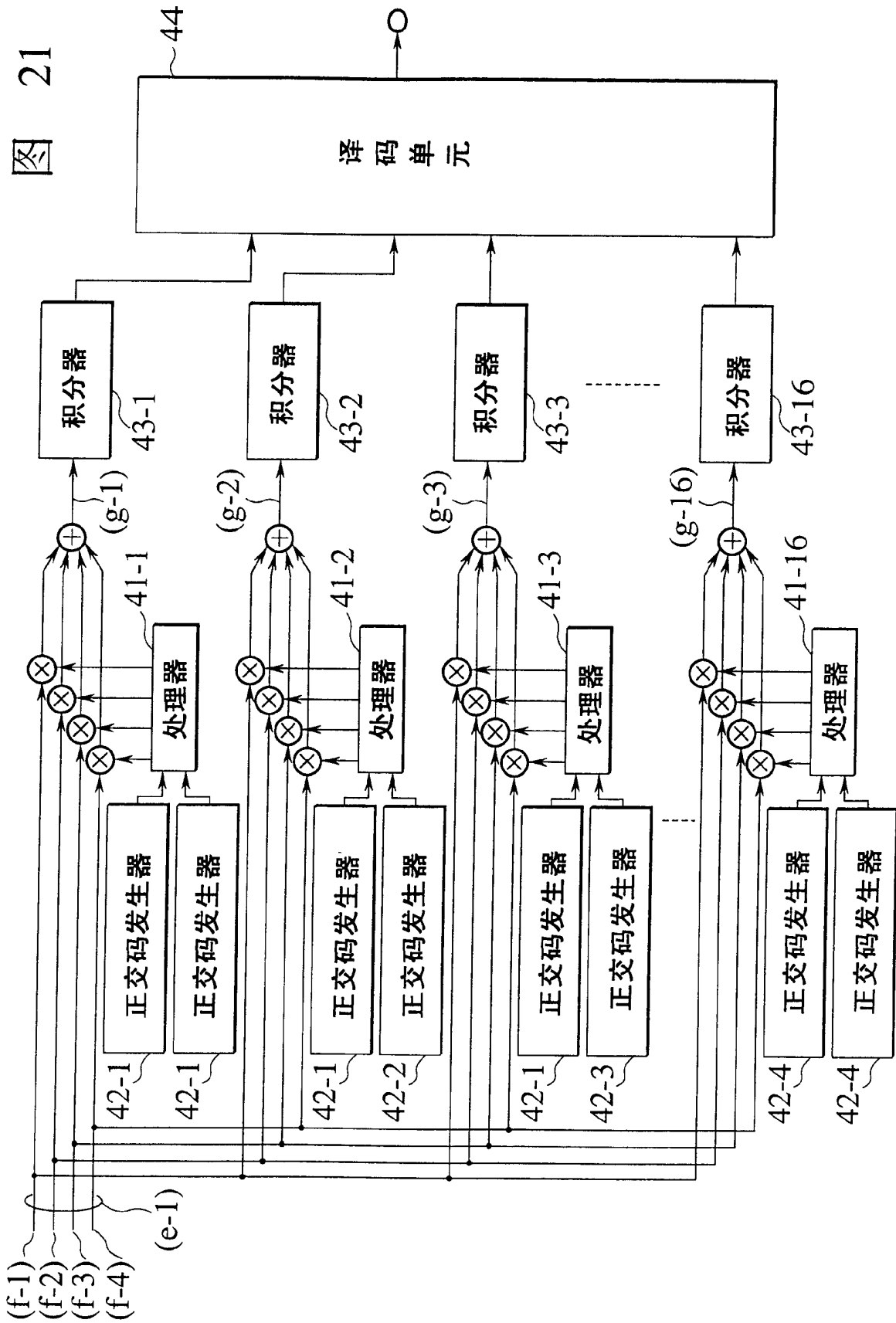


图 21

图 22

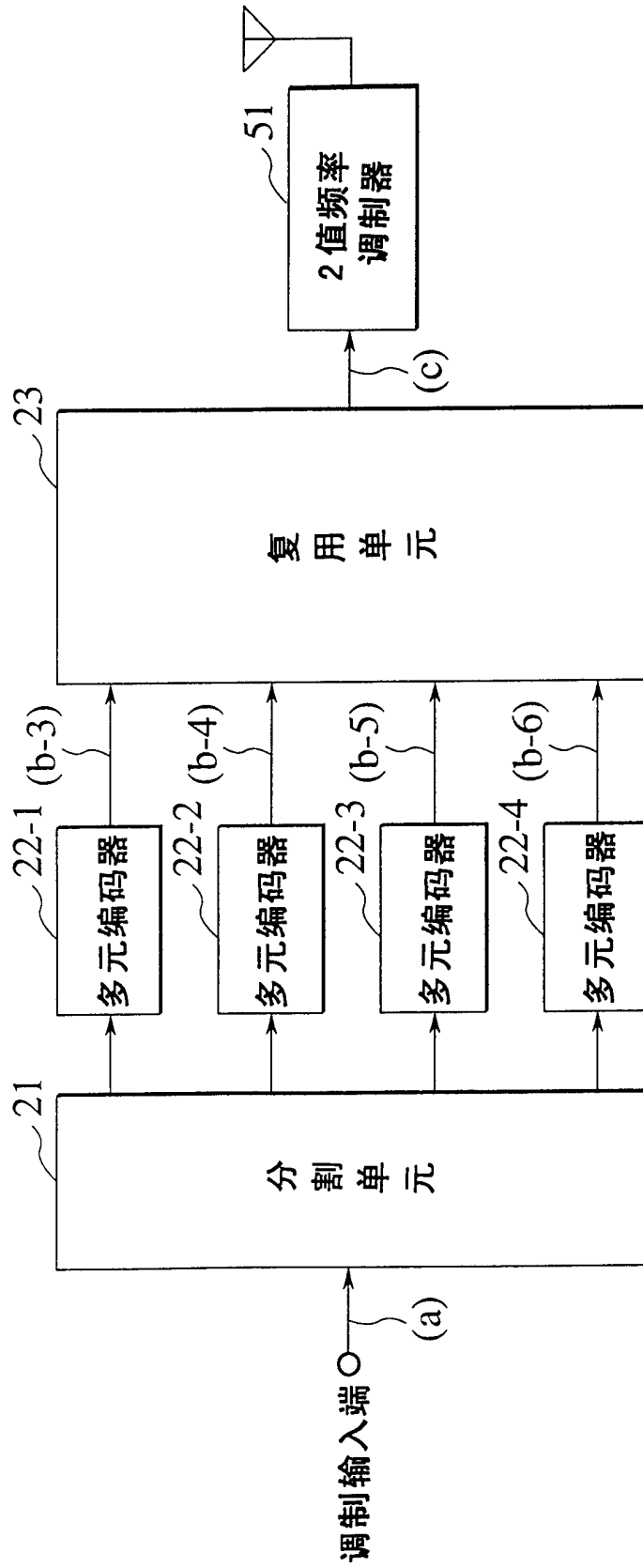


图 23

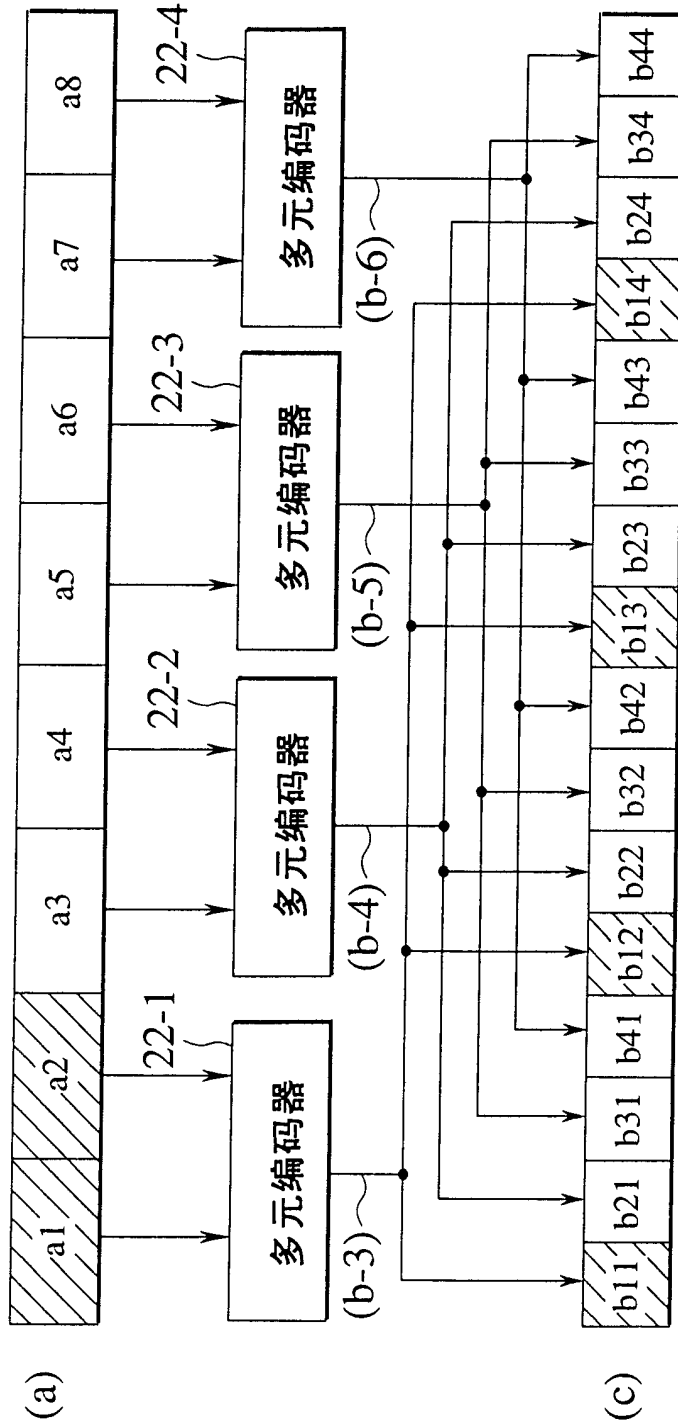


图 24

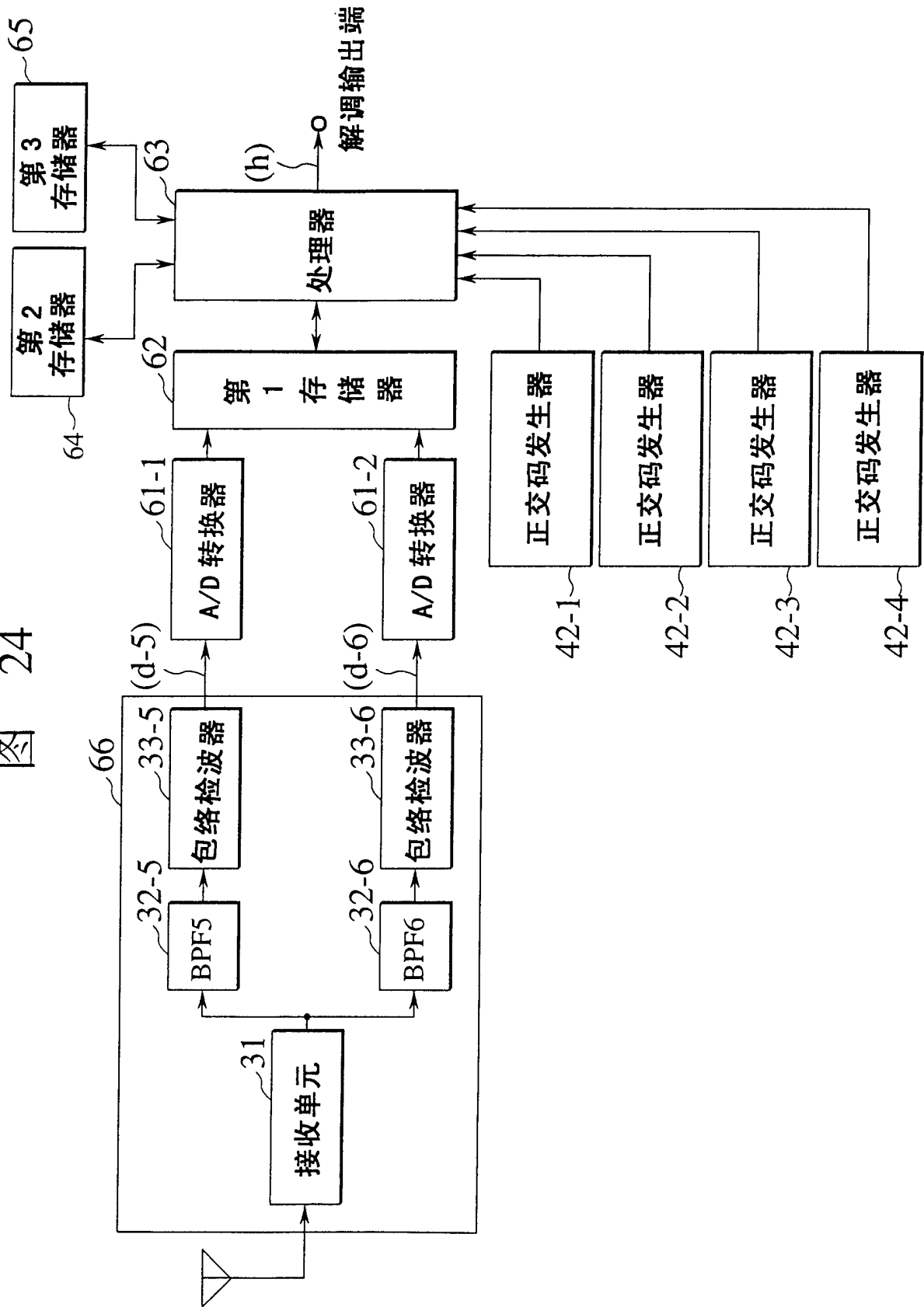


图 25

