

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 1/04 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410087904.9

[45] 授权公告日 2006 年 11 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 1287544C

[22] 申请日 2004.10.27

[21] 申请号 200410087904.9

[30] 优先权

[32] 2003.10.28 [33] JP [31] 2003-367193

[71] 专利权人 卡西欧计算机株式会社

地址 日本国东京都

[72] 发明人 冈田国雄

审查员 郭风顺

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

代理人 李香兰

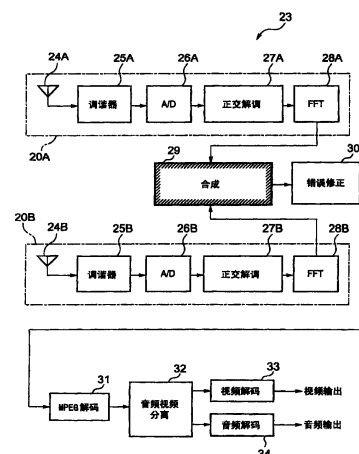
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 5 页

[54] 发明名称

使用分集的 OFDM 接收装置、OFDM 接收电路以及 OFDM 接收方法

[57] 摘要

一种使用分集的 OFDM 接收装置，具有由至少两个系统(A 系统、B 系统)所构成的变换装置(28A、28B)，该系统接收将信息分隔成给定的带宽内的多个载波并进行正交调制所生成的、以符号(symbol)为传输单位的 OFDM 信号，将该所接收的 OFDM 信号变换成上述符号单位的载波区域信号。第 1 系统(A 系统)的变换装置(28A)所变换的多个不同的载波构成的信号数据，与第 2 系统(B 系统)的变换装置(28B)所变换的多个不同载波构成的信号数据被合成装置(29)合成，并区分成载波单位，进行对每个各个系统中同样的载波的适应合成。



1. 一种使用分集的OFDM接收装置（23），接收将信息分隔成给定的带宽内的多个载波并进行正交调制所生成的、以符号为传输单位的正交频分复用信号，其特征在于：

具有：

第1变换装置（28A），其用于把由接收上述OFDM信号的第1天线（24A）所接收的上述OFDM信号，变换成上述符号单位的载波区域信号；

第2变换装置（28B），其用于把由接收上述OFDM信号的第2天线（24B）所接收的上述OFDM信号，变换成上述符号单位的载波区域信号；

差分值运算装置（37），其算出由上述第1变换装置变换的载波区域信号中所含有的多个同步信号所生成的信号与由上述第2变换装置变换的载波区域信号中所含有的多个同步信号所生成的信号之间的差分值；

倒数运算装置（38），其算出由上述差分值运算装置所运算出的差分值的倒数；

第1乘法装置（39），其将上述第1变换装置所变换的载波区域信号与上述差分值运算装置所运算出的差分值相乘；

第2乘法装置（40），其将上述第2变换装置所变换的载波区域信号与上述倒数运算装置所运算出的差分值的倒数相乘；以及

加法装置（41），其将上述第1乘法装置中的乘法结果与上述第2乘法装置中的乘法结果相加。

2. 一种使用分集的OFDM接收电路（23），接收将信息分隔成给定的带宽内的多个载波并进行正交调制所生成的、以符号为传输单位的正交频分复用信号，其特征在于：

具有：

第1变换电路（28A），其用于把由接收上述OFDM信号的第1天线（24A）所接收的上述OFDM信号，变换成上述符号单位的载波区域信号；

第2变换电路（28B），其用于把由接收上述OFDM信号的第2天线（24B）所接收的上述OFDM信号，变换成上述符号单位的载波区域信号；

差分值运算电路（37），其算出由上述第1变换电路变换的载波区域

信号中所含有的多个同步信号所生成的信号与由上述第2变换电路变换的载波区域信号中所含有的多个同步信号所生成的信号之间的差分值；

倒数运算电路（38），其算出由上述差分值运算电路所运算出的差分值的倒数；

5 第1乘法电路（39），其将上述第1变换电路所变换的载波区域信号与上述差分值运算电路所运算出的差分值相乘；

第2乘法电路（40），其将上述第2变换电路所变换的载波区域信号与上述倒数运算电路所运算出的差分值的倒数相乘；以及

10 加法电路（41），其将上述第1乘法电路中的乘法结果与上述第2乘法电路中的乘法结果相加。

3. 一种使用分集的OFDM接收方法（23），接收将信息分隔成给定的带宽内的多个载波并进行正交调制所生成的、以符号为传输单位的正交频分复用信号，其特征在于：

具有：

15 第1变换步骤（28A），其用于把由接收上述OFDM信号的第1天线（24A）所接收的上述OFDM信号，变换成上述符号单位的载波区域信号；

第2变换步骤（28B），其用于把由接收上述OFDM信号的第2天线（24B）所接收的上述OFDM信号，变换成上述符号单位的载波区域信号；

20 差分值运算步骤（37），其算出由上述第1变换步骤变换的载波区域信号中所含有的多个同步信号所生成的信号与由上述第2变换步骤变换的载波区域信号中所含有的多个同步信号所生成的信号之间的差分值；

倒数运算步骤（38），其算出由上述差分值运算步骤所运算出的差分值的倒数；

25 第1乘法步骤（39），其将上述第1变换步骤所变换的载波区域信号与上述差分值运算步骤所运算出的差分值相乘；

第2乘法步骤（40），其将上述第2变换步骤所变换的载波区域信号与上述倒数运算步骤所运算出的差分值的倒数相乘；以及

加法步骤（41），其将上述第1乘法步骤中的乘法结果与上述第2乘法步骤中的乘法结果相加。

使用分集的OFDM接收装置、 OFDM接收电路以及OFDM接收方法

5

技术领域

本发明涉及OFDM接收装置、OFDM接收电路以及OFDM接收方法，特别是一种使用能够降低差错率，改善接收品质的分集的OFDM接收装置、OFDM接收电路以及OFDM接收方法。

10

背景技术

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 正交频分复用) 是一种在传输带宽内，以互相之间不发生干扰为原则尽可能多地设置多个载波，给各个载波的振幅与相位分配数据，进行PSK (Phase Shift Keying) 或QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等数字调制的传输技术。例如日本的地面波数字广播的标准 (ISDB-T: Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) 中，在每个广播台，将约为6MHz的带宽分割为13段，在各个段上正交复用多个载波，进行HDTV (高清晰电视) 广播、SDTV (标准电视) 广播以及对移动物的简易广播等。

另外，从以前以来为了提高接收性能，接收装置采用分集方式。该方式中，通过多个天线接收电台所发送的电波，通过合成电路对该多个天线所接收到的信号进行最大值合成处理，选择出接收品质 (C/N) 最高的信号并输出。将该接收品质最高的信号变换成数字信号，并在解调电路中进行解调处理。这样，使传输途中的衰减等的影响最小。

然而，上述的以前的分集方式中，由于根据时间区域的信号而进行分集，特别是在都市中的大厦等中经常发生的多径状态中，存在无法得到足够的接收品质，从而不能准确可靠地解调所接收到的数据这一问题。

发明内容

因此，本发明将多个天线所接收到的信号在各自的电路中进行FFT处

理，并对该FFT处理之后的信号进行合成处理。

这样就能够降低差错率并改善接收品质，准确可靠地解调所接收到的数据。

5 附图说明

图1为概念性说明本发明中的使用分集的OFDM接收装置23的方框图。

图2为说明本发明中的FFT部28A、28B所输出的OFDM载波区域信号的示意图。

10 图3A为生成本发明中的A系统的输出信号与B系统的输出信号的合成信号的合成部29的方框图。

图3B为说明本发明中的第1载波滤波器35与第2载波滤波器36的动作的示意图。

图4为说明本发明中的合成部29的动作的概念图。

15 图5A为本发明的实施方式的效果说明图。

图5B为本发明的实施方式的效果说明图。

具体实施方式

下面对照附图对本发明的实施方式进行说明。另外，下面的说明中对
20 各个细部的特定乃至实例、数值、字符串等其他的记号的例示，仅仅是为了明了本发明的思想而给出的参考，不能根据其全部或者一部分来限定本发明的思想。另外，对于公知的方法、顺序、构造以及电路结构等（以下简称“公知事项”）省略了在该细部中的说明，同时也是出于说明的简洁化的考虑，而并不是有意排除这些公知事项的全部或一部分。由于相关公
25 知事项在本发明的申请日之前能够被本领域技术人员所得知，因此当然包括在下面的说明中。

图1为将本发明适用于地面波数字广播发送机所得到的OFDM接收装置23的概念方框图。图中，OFDM接收装置23由A系统的电路部20A以及B系统的电路部20B这两个系统的电路部，与合成部29、错误修正部30、
30 MPEG解码部31、音频视频分离部32、视频解码部33以及音频解码部34所

构成的A系统与B系统的公共电路部构成。A系统与B系统的结构相同，A系统由天线24A、调谐器25A、A/D变换部26A、正交解调部27A以及FFT部28A构成，B系统也一样，由天线24B、调谐器25B、A/D变换部26B、正交解调部27B以及FFT部28B构成。

5 图中未显示的电台所发送的OFDM信号被两个天线24A、24B接收，作为高频信号（RF信号）提供给各系统的调谐器25A、25B。高频信号被各个调谐器25A、25B变换成给定的中频信号（IF信号：Intermediate Frequency信号）之后，被A/D变换部26A、26B变换成数字信号。该数字信号被发送给正交解调部27A、27B，由该正交解调部27A、27B进行正交
10 解调处理，使之变回电台进行正交调制处理前的载波信号。正交解调之后的信号为FFT运算前的符号（symbol）区域（时间区域）的信号（OFDM符号区域信号）。另外，OFDM符号区域信号通过进行正交解调，变成含有实轴成分（I通道信号）和虚轴成分（Q通道信号）的复数信号。

接下来，OFDM符号区域信号被发送给FFT部28A、28B，被该FFT部
15 28A、28B变换成多个不同的载波的信号数据所构成的载波区域（频率区域）信号（OFDM载波区域信号）。FFT部28A、28B从各个载波中抽出被正交调制的数据并输出，具体的说，FFT部28A、28B，从一个OFDM符号中，抽出有效符号长的范围，也即从一个OFDM符号中抽出除了引导区间之外的范围（例如2048抽样），对该范围的OFDM符号区域信号进行FFT
20 运算。这样，FFT部28A、28B所输出的OFDM载波区域信号也和上述OFDM符号区域信号一样，变成含有实轴成分（I通道信号）和虚轴成分（Q通道信号）的复数信号。

A系统以及B系统的FFT部28A、28B所输出的由多个不同的载波信号数据所构成的OFDM载波区域信号，在合成部29被区分成载波单位，并被
25 进行分别适于各个系统中的同样的载波的合成。

之后，该合成信号经过进行维托毕解码或里德·所罗门符号（Reed-Solomon符号）等的错误修正的错误修正部30、对错误修正之后的信号进行MPEG扩展的MPEG解码部31、从MPEG扩展信号中分离出视频信号与音频信号的音频视频分离部32、进行视频信号的解码处理的视频解
30 码部33以及进行音频信号的解码处理的音频解码部34等，被输出给图中未

显示的音频视频再生部（或者录音录像部）。

这里，用 $Z_a(n, m)$ 表示A系统的FFT部28A所输出的OFDM载波区域信号，用 $Z_b(n, m)$ 表示B系统的FFT部28B所输出的OFDM载波区域信号。

5 图2为FFT部28A、28B所输出的OFDM载波区域信号的示意图。该图中，横轴表示载波的频率，沿着该横轴标出了一系列载波编号（ n ）。另外，纵轴表示符号（时间），沿着该纵轴标出了一系列OFDM符号编号（ m ）。黑圈标记表示具有已知的功率和相位的称作同步信号（离散导航信号或SP信号）的载波，白圈标记表示未插入同步信号的载波。从该图可以看出，
10 同步信号，以在频率轴方向的12个载波中插入1个的比例被离散地（跳跃地）插入，且在时间轴方向的每个符号上，向频率轴方向偏移3个载波。

任一个载波的位置都能够通过符号编号（ m ）与载波编号（ n ）的交点坐标来表示。例如图中被虚线围起来的一个载波，其 $n=8, m=3$ ，因此在这种情况下，A系统的FFT部28A所输出的OFDM载波区域信号为 $Z_a(n, m) \rightarrow Z_a(8, 3)$ ，同样，B系统的FFT部28B所输出的OFDM载波区域信号为 $Z_b(n, m) \rightarrow Z_b(8, 3)$ 。
15

图3A为生成A系统的输出信号与B系统的输出信号的合成信号的合成部29的方框图。该图中，合成部29具有第1载波滤波器35、第2载波滤波器36、差分运算器37、符号反向器38、第1乘法器39、第2乘法器40以及加法器41。
20

合成部29由 n 个图3A的结构所形成的电路（图中未显示）构成。也即，上述 n 个电路分别为每个需要解调的载波分别设置，FFT部28A、28B所输出的OFDM载波区域信号在合成部29中被区分为载波单位，由上述为每个需要解调的载波分别设置的各个电路，按照由上述A系统与B系统所输出的
25 的相同的载波进行适应合成。

图3B为第1载波滤波器35与第2载波滤波器36的动作概念图。图中的扁长的矩形框分别模式化表示第1载波滤波器35与第2载波滤波器36，有阴影的圆圈图形表示处理对象的载波，黑圈图形表示位于其前后的同步信号。

现在，第1载波信号35通过位于任意符号编号（ m ）内的任意载波编号（ n ）的前后的2个同步信号（ $SP_a(n-i, m)$ 与 $SP_a(n+j, m)$ ）的已
30

知传输特性信息（信号功率和相位），求出处理对象载波〔 $Z_a(n, m)$ 〕的传输特性的推定值〔 $Z_a(n, m)'$ 〕。同样，第2载波信号36通过位于任意符号编号（ m ）内的任意载波编号（ n ）的前后的2个同步信号〔 $SPb(n-i, m)$ 与 $SPb(n+j, m)$ 〕的已知传输特性信息，求出处理对象载波〔 $Z_b(n, m)$ 〕的传输特性的推定值〔 $Z_b(n, m)'$ 〕。这里，“a”表示A系统的信号，“b”表示B系统的信号，另外，“i”以及“j”表示处理对象载波与其前后的同步信号之间的间隔（载波数）。

差分运算器37对第1载波滤波器35与第2载波滤波器36各自的输出进行差分运算。也即，运算出〔 $Z_a(n, m)' - Z_b(n, m)'$ 〕。设该运算结果为 $K(n, m)$ ，符号反向器38对 $K(n, m)$ 的符号进行反向，并将 $K_i(n, m)$ 作为该符号反向结果（也即 $K(n, m)$ 的倒数）输出。第1乘法器39运算出“ $Z_a(n, m) \times K(n, m)$ ”，第2乘法器40运算出“ $Z_b(n, m) \times K_i(n, m)$ ”。最后由加法器41将第1乘法器39与第2乘法器40的运算结果相加，将该相加结果作为合成A系统的输出信号与B系统的输出信号的合成信号 $Z_d(n, m)$ ，输出给后面的错误修正部30。错误修正部30对所输出的合成信号 $Z_d(n, m)$ 进行维托毕解码或里德·所罗门符号等错误修正处理。

图4为合成部29的 n 个电路中各个电路的动作概念图。图中， $Z_a(n, m)'$ 为第1载波滤波器35的输出信号， $Z_b(n, m)'$ 为第1载波滤波器35的输出信号。这些信号的差分值 $K(n, m)$ 由差分运算器37求出，另外，该差分值的符号反向值 $K_i(n, m)$ 由符号反向器38求出。

通过第1乘法器39、第2乘法器40以及加法器41，运算出 $Z_d(n, m) = \{ Z_a(n, m) \times K(n, m) \} + \{ Z_b(n, m) \times K_i(n, m) \}$ ，将该运算结果 $Z_d(n, m)$ 输出给后面的电路。

由于传输途中的某些影响，例如A系统的信号 $Z_a(n, m)$ 与B系统的信号 $Z_b(n, m)$ 之间产生差之后，该差就出现在 $K(n, m)$ 与 $K_i(n, m)$ 中。这样，通过使用表示上述差的校正值的“ $K(n, m)$ 与 $K_i(n, m)$ ”，校正A系统的信号 $Z_a(n, m)$ 与B系统的信号 $Z_b(n, m)$ ，就能够得到没有上述差的合成信号 $Z_d(n, m)$ 。

因此，该实施方式中，如上所述，由于以每个OFDM的信息单位（载

波单位)进行合成处理,因此不会发生伴随着合成处理的OFDM信号的信息(载波)的丢失。并且,因对于包括未插入同步信号的载波的全体载波,进行相关合成处理,所以能够降低差错率改善接收品质(C/N),提高使用分集的OFDM接收装置的接收性能。

5 图5A以及图5B为本实施方式的效果说明图。

图5A中,纵轴为A系统接收波与B系统接收波的信号电平,横轴为频率。图5A中显示了在使用分集的OFDM接收装置中,将A系统所接收到的A系统接收波,与B系统所接收到的B系统接收波这两个系统所接收到的信号,在各个系统中进行FFT处理,将该各个系统中FFT处理之后的多个不同的载波所构成的信号数据,在合成部29中区分为载波单位,并按照各系统中的相同的载波进行适应合成所得到的合成波。

图5A中,A系统以及B系统的各个接收信号在传输途中受到各种各样的干扰,其结果是在不同的频率发生了信号电平的下降(参照图中的空心箭头K、L、M),但本实施方式中,通过在合成部29中对各系统中的FFT处理后的信号数据以每个载波进行区分并进行适应合成处理,得到各个系统中的同一个载波时常为最大值的信号,从而能够得到近似于发送波的具有平滑的频谱分布的特性。

另外,图5B中,纵轴为BER(bit error rate),横轴为C/N比。

图5B为说明在多径状态的情况下,得到期望的差错率($BER \approx 2 \times 10^{-4}$)所必须的C/N比的示意图。虚线表示一个波的高斯噪声,双点划线表示以前的方式(进行基于时间区域信号的分集的方式)的BER特性,实线表示本实施方式(进行频率区域的分集的方式)的BER特性。

通过图5B可以得知,为了得到期望的差错率($BER \approx 2 \times 10^{-4}$),以前的方式需要大约15dB的C/N比,而本实施方式则只需要大约9.5dB的C/N比。也即,本实施方式只需要得到与以前的方式相比降低了5.5dB的大约9.5dB的C/N比,就能够进行良好的接收。

根据本发明,将FFT所输出的多个不同的载波所形成的信号数据,在合成部29中以载波为单位进行区分,按照各个系统中的相同载波进行适应合成,因此能够提供一种降低了差错率并改善了接收品质(C/N)的使用分集的OFDM接收装置以及OFDM接收方法。

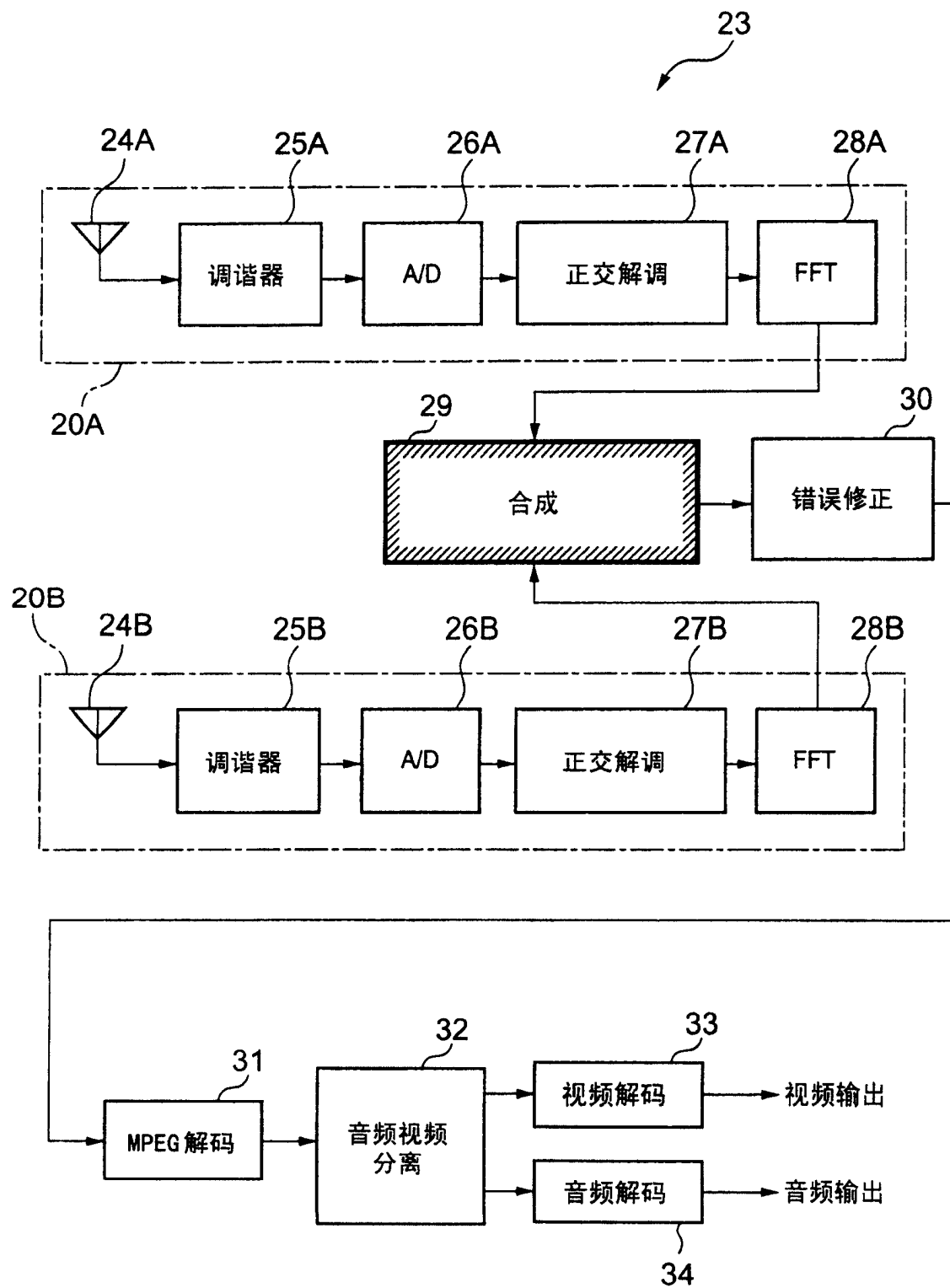


图 1

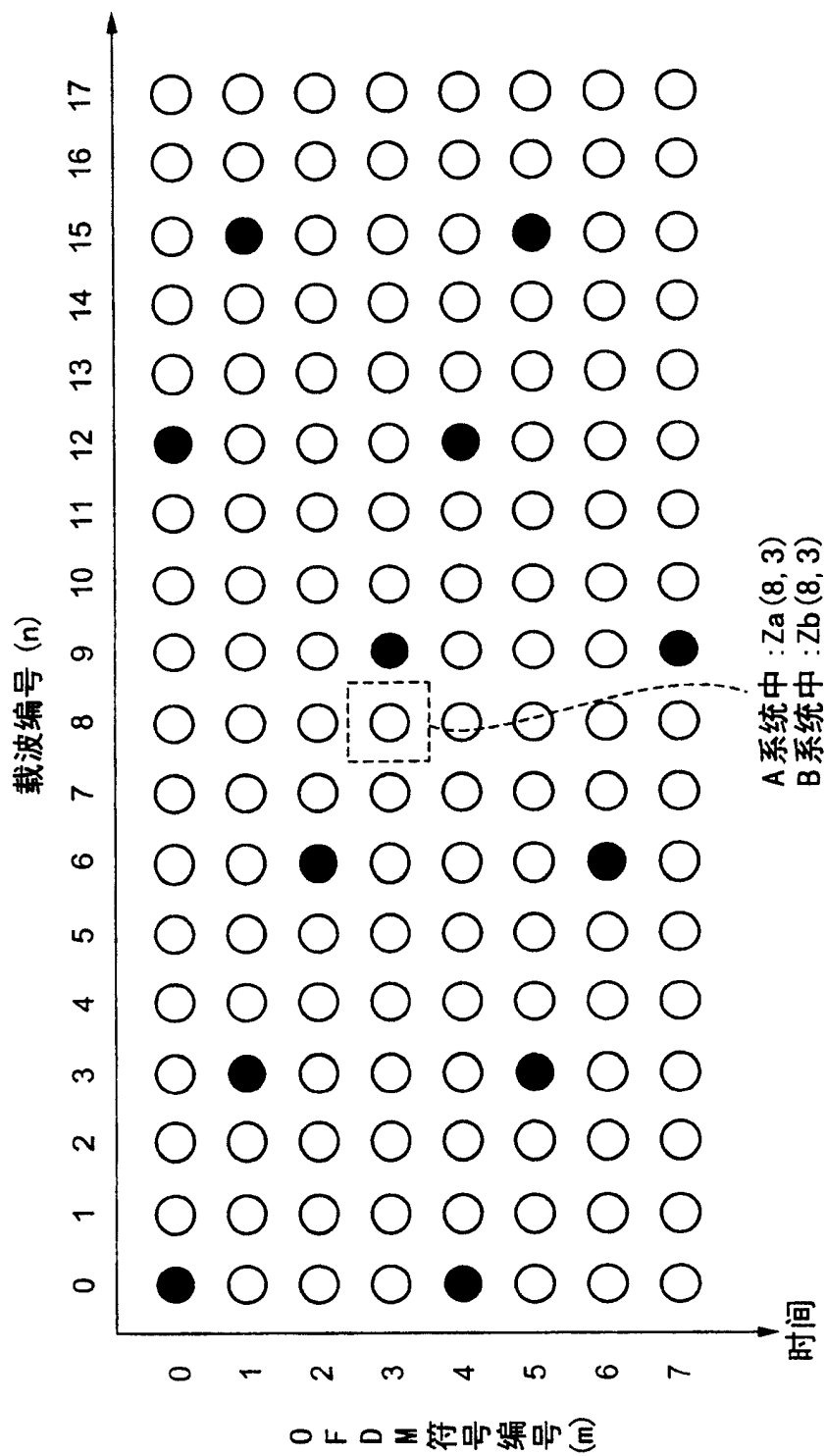


图 2

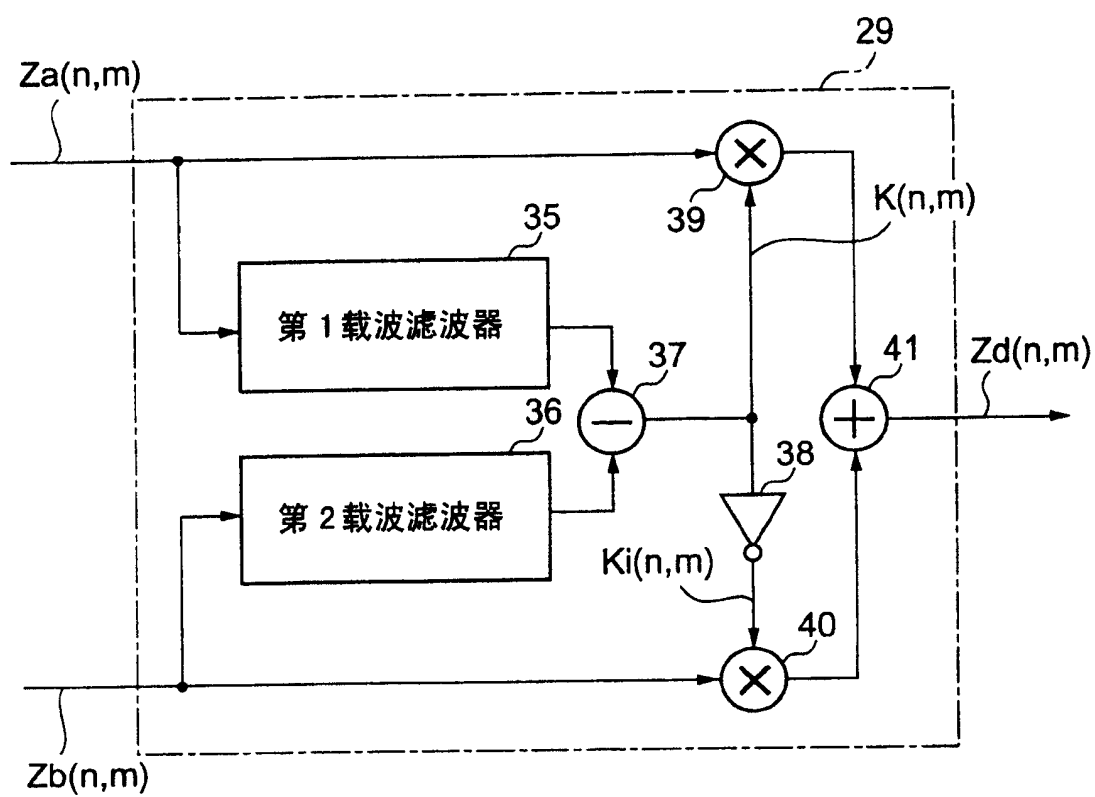


图 3A

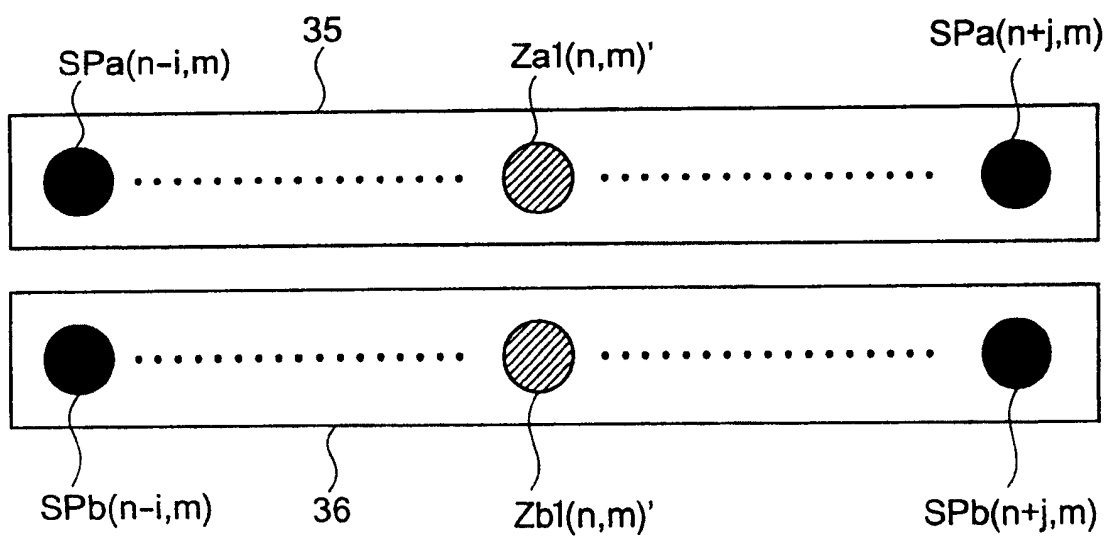


图 3B

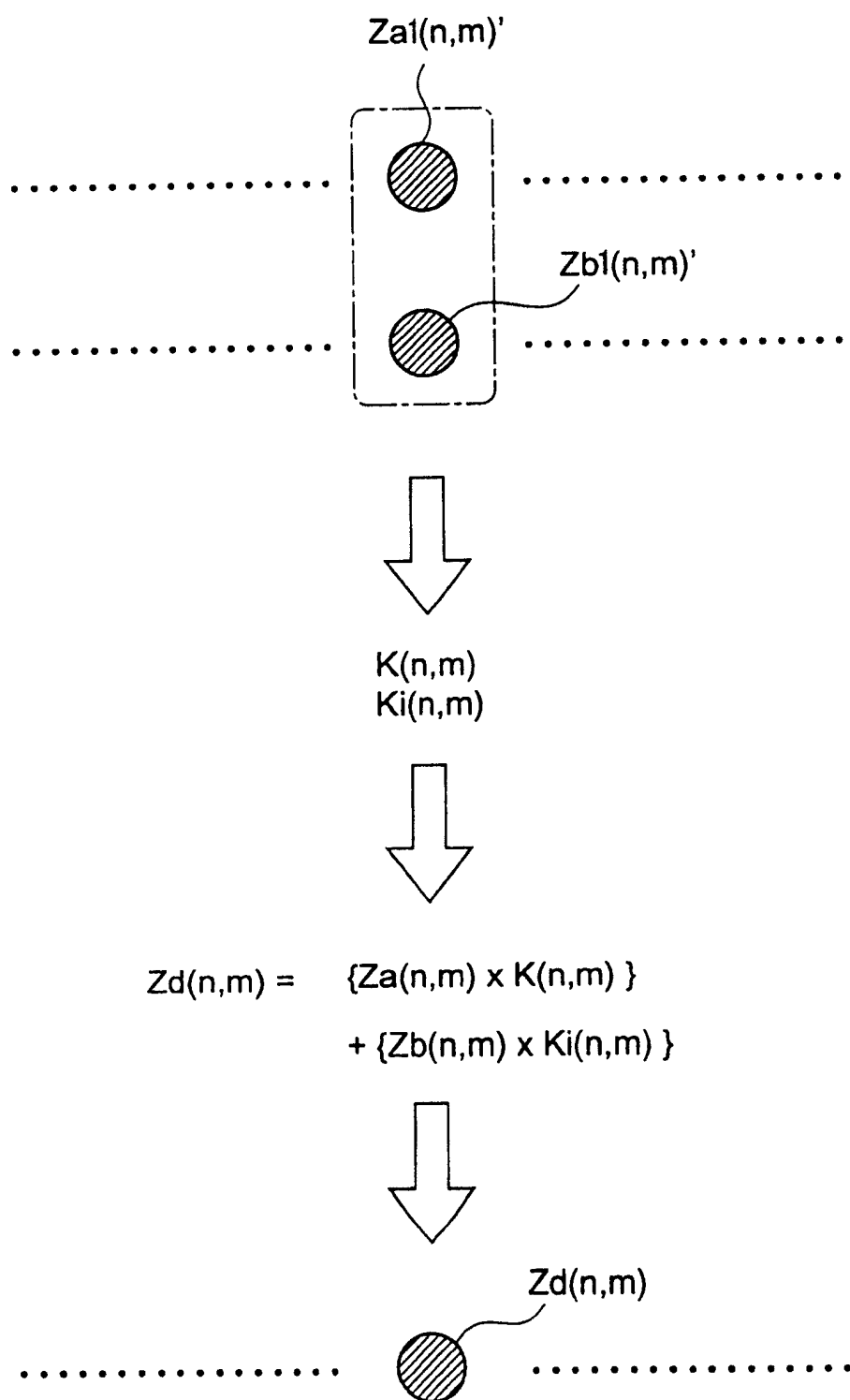


图 4

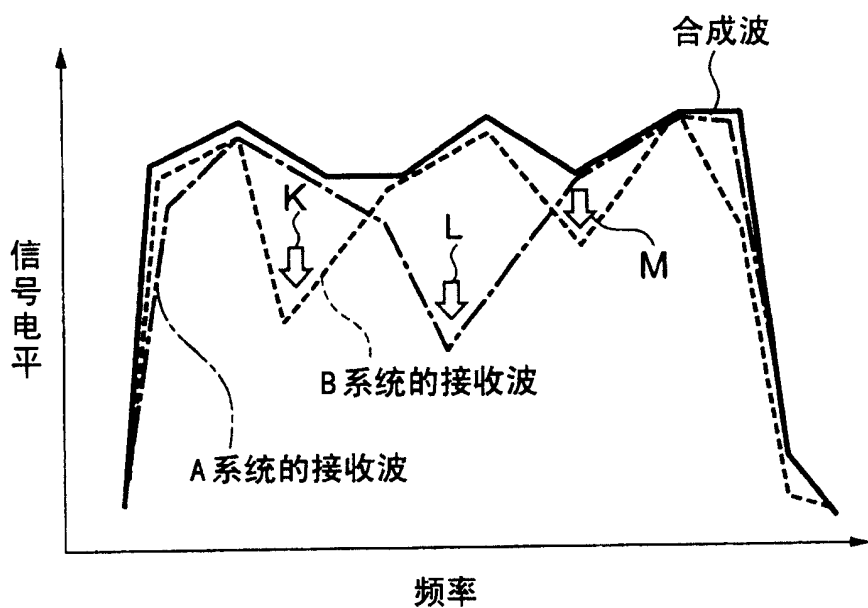


图 5A

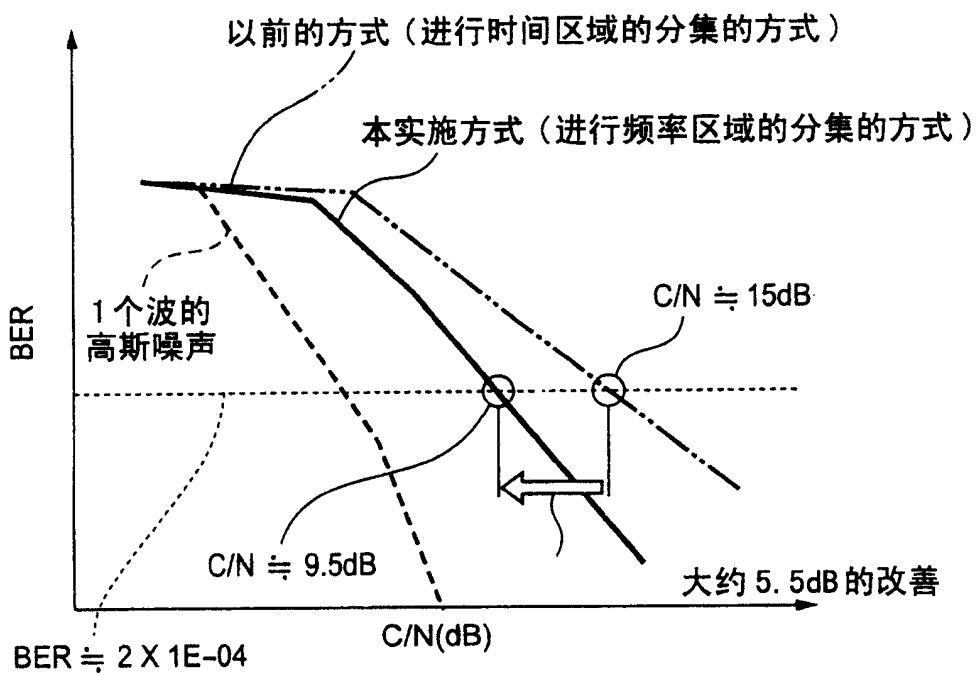


图 5B