

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

H04J 15/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410090994.7

[45] 授权公告日 2009年2月11日

[11] 授权公告号 CN 100461787C

[22] 申请日 2004.11.11

[21] 申请号 200410090994.7

[30] 优先权

[32] 2003.11.11 [33] JP [31] 2003-381600

[73] 专利权人 株式会社 NTT 都科摩

地址 日本东京都

[72] 发明人 永田聪 前田规行 新博行

佐和桥卫

[56] 参考文献

CN1278127A 2000.12.27

US6160821A 2000.12.12

US6456653B1 2002.9.24

审查员 李倩

[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

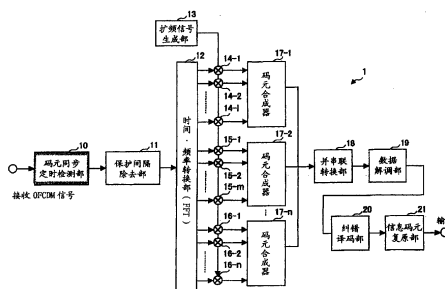
权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 24 页

[54] 发明名称

接收装置及接收定时检测方法

[57] 摘要

本发明提供一种接收装置和接收定时检测方法。该接收装置是一种使用正交频分与码分复用 (OFCDM) 传送方式或者多载波传送方式的接收装置,其特征是具有:接收信号信息计算单元,其算出表示接收信号的接收状态的接收信号信息;输出合成单元,其对根据上述接收信号信息而相关检测出的相关值在规定的区间内进行合成;码元定时检测单元,其根据上述合成的值,检测码元同步定时。本发明的接收装置即使在存在多路径干扰的环境中,也能根据传送路径的状况高精度地检测码元同步定时。



1、一种接收装置，其使用基于多载波传送方式的正交频分与码分复用（OFCDM）传送方式，其特征在于，具有：

接收信号信息计算单元，其算出表示接收信号的接收状态的接收信号信息；

输出合成单元，其对根据上述接收信号信息而相关检测出的相关值进行规定区间的合成；

码元定时检测单元，其根据上述合成的值，检测使接收信号功率与干扰信号功率之比为最大的码元同步定时。

2、根据权利要求1所述的接收装置，其特征在于，

上述接收信号信息计算单元算出已知的导频信号的相互相关值，并把其作为上述接收信号信息。

3、根据权利要求1所述的接收装置，其特征在于，

上述接收信号信息计算单元算出接收信号的自相关值，并把其作为上述接收信号信息。

4、根据权利要求1所述的接收装置，其特征在于，

上述接收信号信息计算单元算出根据发送侧发送的已知导频信号而推断出的传播路径变动推断值，并把其作为上述接收信号信息。

5、根据权利要求1所述的接收装置，其特征在于，具有：

副本信号生成单元，其根据上述接收信号信息的计算结果，生成希望信号和干扰信号的副本信号，

上述输出合成单元对上述副本信号进行规定区间合成，

上述码元定时检测单元使用上述合成的副本信号来检测码元同步定时。

6、根据权利要求5所述的接收装置，其特征在于，

所述输出合成单元把接收信号中的多个延迟波的接收定时作为多个码元同步定时候补，把由所述副本信号生成单元生成的副本信号在各个所述多个码元同步定时候补的规定的区间内进行合成，

所述码元定时检测单元从所述多个码元同步定时候补中，将所述副本信号的合成值为最大的定时作为码元同步信号检测出来。

7、根据权利要求5所述的接收装置，其特征在于，

所述输出合成单元把对接收信号中的多个延迟波的接收定时进行了规定量的位移的定时作为多个码元同步定时候补，把由所述副本信号生成单元生成的副本信号在各个所述多个码元同步定时候补的规定的区间内进行合成，

所述码元定时检测单元从所述多个码元同步定时候补中，将所述副本信号的合成值为最大的定时作为码元同步信号检测出来。

8、根据权利要求5所述的接收装置，其特征在于，

所述输出合成单元把对接收信号中的至少一个延迟波的接收定时、以及该接收信号中的其他的至少一个延迟波的接收定时进行了规定量的位移的定时作为多个码元同步定时候补，把由所述副本信号生成单元生成的副本信号在各个所述多个码元同步定时候补的规定的区间内进行合成，

所述码元定时检测单元从所述多个码元同步定时候补中，将所述副本信号的合成值为最大的定时作为码元同步信号检测出来。

9、根据权利要求5所述的接收装置，其特征在于，

上述码元定时检测单元具有 SIR 推断单元，其使用上述合成的副本信号，推断 FFT 后的接收信号功率与干扰功率之比，

根据上述推定结果检测码元同步定时。

10、一种接收定时检测方法，是在使用基于多载波传送方式的正交频分与码分复用（OFCDM）传送方式的接收装置中所使用的接收定时检测方法，其特征在于，包括以下步骤：

算出表示接收信号的接收状态的接收信号信息；

对根据上述接收信号信息而相关检测出的相关值在规定的区间内进行合成；

根据上述合成的值，检测使接收信号功率与干扰信号功率之比为最大的码元同步定时。

接收装置及接收定时检测方法

技术领域

本发明涉及在移动通信系统中使用的接收装置以及接收定时检测方法，尤其涉及使用正交频分与码分复用（OFCDM）传送方式或者多载波传送方式的接收装置以及接收定时检测方法。

背景技术

现在，以比第3代移动通信方式（W-CDMA方式）更加高速化、大容量化为目标的第4代移动通信系统的无线传送方式的研究正在进行。例如，在频率轴方向上乘以扩频码的多载波CDMA（Code Division Multiple Access：码分多址接入）方式具有对在移动通信系统中成为问题的多路径的传播路径的频率选择性的耐性，是用于积极地探讨针对第4代移动通信系统的无线传送方式的适用性的方式（例如，参照非专利文献1）。

OFCDM（Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing：正交频分与码分复用）无线传送方式是基于上述的多载波CDMA无线传送方式的传送方式，其在时间轴方向和频率轴方向复制信息码元（symbol），并将该各码元乘以扩频码的各1码片（chip）之后，利用时间不同的OFCDM码元和频率不同的多个副载波并列传送扩频后的信号。因此，在该方式中，为了在时间轴方向和频率轴方向上乘以扩频码来作为结果，通过乘以正交的扩频码可以实现多个信息信道的复用。

另外，由于通过使用多个副载波进行并列传送来降低码元速率、扩大码元长度，所以，在移动通信环境中可以降低成为问题的所谓的多路径干扰的影响，该多路径干扰是指：被发送的信号经过多个不同的传播路径（多路传播路径），在不同的时间到达接收部，这些信号互相干扰，使特性劣化。

另外，通过在各 OFCDM 码元的头部设置将码元后面部分反复发送的被称为保护间隔的冗长部分，可以减小由于上述多路传播路径的影响所导致的码元间干扰的影响。

另外，在上述多路传播路径中，因频率不同而产生使传播路径的变动不同的频率选择性降低，因频率不同而使信号传送品质变化，但在 OFCDM 中，由于在频率轴方向上使信号扩散，所以可以根据频率分集（diversity）效应来提高信号传送品质。

另一方面，OFCDM 传送方式的接收信号通过输入给 FFT（Fast Fourier Transform：快速傅利叶变换），还原成每个副载波的信息码元。并且，在时间方向和频率方向上乘以与发送侧所乘的扩频码相同的编码，经过扩频码周期合成各副载波的接收信号，从而实现解扩频。此处，理想如图 21（a）所示，将输入给 FFT 的接收信号的开始位置、所谓的码元同步定时设成保护间隔终端、即 OFCDM 信号的信息码元区间的头部（(1)），从而，在输入给 FFT 的信号区间、即 FFT 窗区间（(2)），可以将到来的各延迟波的信号抽出，而不会产生码元间干扰。

然而，如图 21（b）所示，在因传播路径的影响等，所检测出的码元同步定时与理想位置产生偏差的情况下，由于相邻的 OFCDM 信号成分被同时抽出，所以因码元间干扰而使传送特性劣化。因此，重要的是正确推断码元同步定时。作为该码元定时的检测方法，提出了如下的方法：与 OFCDM 同样，在使用频率不同的多个副载波来传送信息码元的以往的多载波传送中，利用保护间隔是多载波发送信号后面部分的反复信号的情况，使用反复部分的自相关来检测码元同步定时（例如，参照非专利文献 2、3）。

另外，从该观点中也能提出如下的方法：将反复信号插入到信息信号区间，利用该部分所测定的接收信号的自相关，来检测码元同步定时（例如，参照非专利文献 4）。

另外，还提出了如下的方法：在接收侧，已知的导频信号和接收信号相互相关后，检测出从所得到的相关值序列中取得最大相关值的位置，并搜索该位置前方的相关值，将位于超过某个任意阈值的最前方的相关

值的位置作为定时（例如，参照非专利文献 5）。

另外，在多载波 CDMA 方式的移动通信系统中，在移动局侧设置多个候补作为最佳基地局，通过求出各自的相关，检测出最佳小区的 FFT 定时，而且，检测出扰码。由此，提出了在接收局侧可以高速、高精度地检测出扩频码的技术（例如，参照专利文献 1）。

[专利文献 1]日本特开 2003-152681 号公报

[非专利文献 1] “Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks,” N.Yee et al., 1993 IEEE Personal and Indoor Mobile Radio Communication

[非专利文献 2] “ML estimation of time and frequency offset in OFDM system” J.-J.v.de Beek, M.Sandell, P.O.Brjesson, IEEE Trans. Signal Proc., vol. 45, no.7, pp.1800-1805, July 1997

[非专利文献 3] “マルチキャリア変調信号の最尤シンボルタイミング・周波数オフセット推定方式” 岡田、原、小牧、森永：信学技報、RCS95-118、pp45-50、January 1996

[非专利文献 4] “A fast synchronization scheme of OFDM signals for high-rate wireless LAN ” T.Onizawa et al.,IEICE Transactions on Communications, vol.E82-B, no.2,pp.455-463, February 1999

[非专利文献 5] “周波数選択性フェージング環境における OFDM 通信システムのタイミング同期方式” 平、石津、三宅：電子情報通信学会論文誌、B Vol.J84-B No.7 pp.1255-1264 2001 年 7 月

然而，在将 OFCDM 传送方式使用于移动通信环境的情况下，因多路径干扰的影响，很难检测出理想的码元同步定时。在前面所述的非专利文献 2 记载的方式中，没有假定多路径干扰的研究。另外，包含非专利文献 3 在内，在使用反复部分的自相关来检测码元同步定时的以往的方法中，存在着如下的问题：由于相关序列平稳，所以定时产生偏差，在入射了具有大功率延迟波的情况下，同步位置偏移到后方。尤其在延迟较大的大的传送路径中，由于前后码元产生干扰，所以，自相关特性劣化得很严重。

另外，在非专利文献 4 所记载的以往的技术中，提出了如下的方法：为了检测接收信号的自相关输出的最大值，降低多路径干扰的影响，将一定的定时前方的定时作为码元同步定时进行检测，但是，在该以往的方法中，根据传播路径，必须使向前方偏移的定时的值最佳化，很难机动地对应时刻变化的传播路径状况。

另外，在非专利文献 5 记载的以往的技术中，由于在获取最大相关值的位置的前方搜索相当于最大相关值的 $1/a$ 的阈值的相關值，所以在存在延迟时间长、功率大的延迟波的情况下，不能使 FFT 后的接收功率最大，从而增加了码元间干扰。而且，为了利用传送路径使最佳阈值发生大的变化，必须使阈值的值最佳化，很难机动地对应时刻变化的传播路径状况。

另一方面，特开 2003-152681 号公报记载的以往例记载了通过设置多个候补作为基地局，可以检测最佳小区的 FFT 定时的内容，但是，考虑到该以往技术根据得到用于检测包含进行 FFT 前的所有副载波成分接收信号和同步信号副本的相關的最大相关值的定时来求得 FFT 定时，由于合成的结果 FFT 后的相關值不是最大的，所以，很难根据传播路径状况高精度地检测码元同步定时。

发明内容

本发明是鉴于上述问题点而提出的，其目的是：提供一种即使在存在多路径干扰的环境中，也能根据传送路径的状况高精度地检测码元同步定时的接收装置和接收定时检测方法。

为了解决上述问题，本发明之一的特征是，在使用正交频分与码分复用（OFCDM）传送方式或者多载波传送方式的接收装置中，设有：接收信号信息计算单元，其算出表示接收信号的接收状态的接收信号信息；输出合成单元，其对上述接收信号信息进行规定区间的合成；码元定时检测单元，其根据上述合成的值，检测码元同步定时。

另外，本发明之二的特征是，在上述接受装置中，上述码元定时检测单元利用由上述输出合成单元所合成的值检测使 FFT 后的接收信号功

率对干扰信号功率为最大的码元同步定时。

另外，本发明之三的特征是，在上述接受装置中，上述码元定时检测单元利用由上述输出合成单元所合成的值检测使 FFT 后的接收功率为最大的码元同步定时。

另外，本发明之四的特征是，在上述接受装置中，上述接收信号信息计算单元算出已知的导频信号的相互相关值来作为上述接收信号信息。

另外，本发明之五的特征是，在上述接受装置中，上述接收信号信息计算单元算出接收信号的自相关值来作为上述接收信号信息。

另外，本发明之六的特征是，在上述接受装置中，上述接收信号信息计算单元算出根据发送侧所发送的已知的导频信号而推断出的传播路径变动推断值来作为上述接收信号信息。

另外，本发明之七的特征是，在上述接受装置中，具备：副本信号生成单元，其根据上述接收信号信息的计算结果，生成希望信号和干扰信号的副本信号，上述输出合成单元对上述副本信号进行规定区间合成；上述码元定时检测单元使用上述合成的副本信号来检测码元同步定时。

另外，本发明之八的特征是，在上述接受装置中，上述码元定时检测单元具备 SIR 推断单元，其使用上述合成的副本信号，推断 FFT 后的接收信号功率对干扰功率比，根据上述推定结果检测码元同步定时。

根据本发明，在 OFCDM 传送或者多载波传送中存在多路干扰的情况下，可以根据传播路径状况检测适当的码元同步定时，并可以减少伴随着定时偏差的码元间干扰。其结果，可以提高信号传送特性。

附图说明

图 1 是表示本发明的一个实施方式的作为接收装置的 OFCDM 接收装置的结构框图。

图 2 是表示码元同步定时检测部的第 1 实施方式的框图。

图 3 是表示码元同步定时检测部的第 2 实施方式的框图。

图 4 是表示 OFCDM 发送装置的第 1 实施方式的框图。

图 5 是表示第 1 码元同步定时检测用导频信号的发送方式的图。

图 6 是表示 OFCDM 发送装置的第 2 实施方式的框图。

图 7 是表示第 2 码元同步定时检测用导频信号的发送方式的图。

图 8 是表示 OFCDM 发送装置的第 3 实施方式的框图。

图 9 是表示第 3 码元同步定时检测用导频信号的发送方式的图。

图 10 是表示码元同步定时检测部的第 3 实施方式的框图。

图 11 是表示码元同步定时检测部的第 4 实施方式的框图。

图 12 是表示 OFCDM 发送装置的第 4 实施方式的框图。

图 13 是表示传送路径变动值推断用导频信号的发送方式的图。

图 14 是表示码元同步定时检测部的第 5 实施方式的框图。

图 15 是用于说明利用接收信号信息的合成值来进行码元同步定时的检测情况的码元同步定时检测部的结构图。

图 16 是用于说明相关输出的最大值与理想码元同步定时大致一致情况的图。

图 17 是用于说明相关输出的最大值很大程度地偏离理想码元同步定时情况的图。

图 18 是表示根据接收信号信息的合成值来检测码元同步定时的概念图。

图 19 是表示码元同步定时检测部的第 6 实施方式的框图。

图 20 是根据 SIR 来检测码元同步定时的概念图。

图 21 是表示码元同步定时的概念图。

图中：1 - OFCDM 接收装置；2~5 - OFCDM 发送装置；10 - 码元同步定时检测部；11 - 保护间隔除去部；12 - 时间·频率转换部 (FFT)；13 - 扩频信号生成部；14-1~14-1、15-1~15-m、16-1~16-n、55-1~55-1、56-1~56-m、57-1~57-n、75-1~75-1、76-1~76-m、77-1~77-n、；94-1~94-1、95-1~95-m、96-1~96-n、135-1~135-1、136-1~136-m、137-1~137-n - 乘法器；17-1~17-n - 码元合成器；18 - 并串联转换部；19 - 数据解调部；20 - 纠错译码部；21 - 信息码元复原部；31、41、111、121、161、171 - 相关检测部；32、42、112、122、152、162、174 - 输出合成

部；33 - 接收信号功率对干扰功率比最大值检测部；43 - 接收信号功率最大值检测部；50、71、90、130 - 信息信号生成部；51、98 - 码元同步定时检测用导频信号生成部；52、72、91、132 - 串并联转换部；53、73、92、133 - 扩频信号生成部；54-1~54-m、74-1~74-m、93-1~93-m、134-1~134-m - 码元复制部；58、79、97、138、151 - 频率·时间转换部（IFFT）；59、80、99、139 - 保护间隔插入部；78 - 各信息信道和导频信号合成部；110、170 - OFCDM 信号生成部；113、123、153、163、175 - 合成输出最大值检测部；120 - 延迟电路；131 - 传播路径变动值推断用导频信号生成部；150 - 传播路径变动值推断部；172 - 通道检测部；173 - 希望·干扰副本信号生成部。

具体实施方式

以下，根据附图对本发明的实施方式进行说明。

图 1 是表示使用作为本发明的一个实施方式的接收装置的 OFCDM 传送方式的 OFCDM 接收装置的结构框图。此处，所谓的 OFCDM 传送方式是指如下的方式：复制信息码元，并把其排列在时间方向和频率方向上，对于所复制的信息码元，在时间轴方向和频率轴方向上乘以扩频码，并利用时间不同的多个码元和频率不同的多个副载波对被扩频的各码元进行信号传送。而且，该 OFCDM 传送方式是在移动通信系统的下行信道中使用多个载波的典型复用方式的一种。

在该图中，该 OFCDM 接收装置 1 包括：码元同步定时检测部 10；保护间隔除去部 11；时间·频率转换部（FFT）12；扩频信号生成部 13；乘法器 14-1~14-1、15-1~15-m、16-1~16-n；码元合成器 17-1~17-n；并串联转换部 18；数据解调部 19；纠错译码部 20；以及信息码元复原部 21。

在本实施方式中，在接收 OFCDM 信号被输入到定时检测电路 10（以下称为码元同步定时检测部）时，在该部 10 中将检测出码元同步定时。然后，用保护间隔除去部 11 除去保护间隔，并利用时间·频率转换部（FFT）12 将接收 OFCDM 信号分离成各副载波频率的成分。并且，在

乘法器 14-1~16-n 中, 利用与各信息信道对应的扩频信号(扩频信号生成部 13 所生成的扩频码)在时间轴上和频率轴上扩频之后, 输入给码元合成部 17-1~17-n, 经过扩频周期合成码元, 由此, 复原了扩频前的信号。这样, 复原的信号利用并串联转换部 18 从并联转换为串联, 利用数据解调部 19 进行数据解调, 利用纠错译码部 20 进行纠错译码之后, 复原信息码元复原部 21 所发送的信息信号。

接着, 对图 1 所示的码元同步定时检测部进行说明。图 2 是表示码元同步定时检测部的第 1 实施方式的框图。

在图 2 中, 第 1 实施方式的码元同步定时检测部 10 包括相关检测部 31、输出合成部 32、接收信号功率对干扰功率比最大值检测部 33, 其具备利用接收信号信息使 FFT 后的接收信号功率对干扰功率比为最大的检测码元同步定时的功能。另外, 在本实施方式中, 示出了将 OFCDM 接收信号输入给保护间隔除去部 11 之前的例子。

对上述构成的码元同步定时检测部的动作进行说明。接收到 OFCDM 信号输入给相关检测部 31, 在输出合成部 32 中经过一定的区间对所得到的相关输出进行合成。然后, 在接收信号功率对干扰功率比最大值检测部 33 中, 检测出接收信号功率对干扰功率比最大的定时作为码元同步定时。

图 3 是表示图 1 所示的码元同步定时检测部的第 2 实施方式的框图。

如图 3 所示, 本实施方式中的码元同步定时检测部 10 包括相关检测部 41、输出合成部 42、接收信号功率最大值检测部 43, 其具备利用接收信号信息使 FFT 后的接收信号功率为最大的检测码元同步定时的功能。另外, 在本实施方式中, 与上述图 2 的情况相同, 示出了将 OFCDM 接收信号输入给保护间隔除去部 11 之前的例子。

对上述构成的码元同步定时检测部的动作进行说明。接收到 OFCDM 信号输入给相关检测部 41, 在输出合成部 42 中经过一定的区间对所得到的输出进行合成。然后, 在接收信号功率最大值检测部 43 中, 检测出接收信号功率最大的定时作为码元同步定时。

图 4 是表示为了使 OFCDM 接收装置的码元同步定时检测部利用接

收信号的相关值检测出码元同步定时，发送与信息信号不同的、用于检测码元同步定时的导频信号时的发送侧的装置、即 OFCDM 发送装置的结构框图。

在图 4 中，该 OFCDM 发送装置 2 包括信息信号生成部 50、码元同步定时检测用导频信号生成部 51、串并联转换部 52、扩频信号生成部 53、码元复制部 54-1~54-m、乘法器 55-1~57-n、频率·时间转换器（IFFT）58、以及保护间隔插入部 59。

在本实施方式中，将在信息信号生成部 50 中通过数据调制而生成的信息信号和在码元同步定时检测用导频信号生成部 51 中生成的导频信号按照相同的过程进行处理，即、在串并联转换部 52 中进行串并联转换；在码元复制部 54-1~54-m 中向时间轴方向和频率轴方向进行复制；在扩频信号生成部 53 和乘法器 55-1~57-n 的时间轴方向和频率轴方向上乘以扩频信号；在频率·时间转换部（IFFT）58 中进行频率·时间转换。如果在上述频率·时间转换部（IFFT）58 中进行频率·时间转换处理，则转换成 OFCDM 信号。另外，导频信号的传送方式可以是附加在信息信号上的传送方式，也可以用与信息信号不同的其他的信号方式来进行传送。

图 5 是表示图 4 所示的 OFCDM 发送装置所发送的码元同步定时检测用导频信号的发送方式的图。如该图所示，在本实施方式中，码元同步定时检测用导频信号在信息信号区间和导频信号区间时分复用。

在上述图 4 和图 5 所示的实施方式中，示出了通过将码元同步定时检测用导频信号时分复用来发送的方式，但是，并不限于该方式，例如，可以采用图 6 和图 7 所示的实施方式那样，利用不同的扩频信号对信息信号（在本例中，为信息信道#1~#n 的信号）和码元同步定时检测用导频信号进行扩频复用的码分复用型结构，也可以采用图 8 和图 9 所示的实施方式那样，将码元同步定时检测用导频信号输入给频率·时间转换部（IFFT）97，并将导频信号在某个特定的副载波频率上复用的频分复用的结构。

另外，导频信号可以采用在所有信息信道中乘以相同的扩频码的相

同导频信号的结构，也可以采用在每个信息信道中乘以不同扩频码的不同导频信号的结构。

图 10 是在从图 4、图 6、图 8 的任意一个 OFCDM 发送装置发送码元同步定时检测用导频信号的情况下，利用接收信号的相互相关值作为接收信号信息来检测码元定时的 OFCDM 接收装置的码元同步定时检测部的结构的图。

在图 10 中，该码元同步定时检测部 10 包括 OFCDM 信号生成部 110、相关检测部 111、输出合成部 112、以及合成输出最大值检测部 113。另外，在本实施方式中，示出了将 OFCDM 接收信号输入给保护间隔除去部 11 之前的例子。

在本实施方式中，首先将已知的导频信号输入给 OFCDM 信号生成部 110，生成参照 OFCDM 信号。然后，在相关检测部 111 中求出上述生成的参照 OFCDM 信号和接收 OFCDM 信号的导频信号区间之间的相互相关输出。将这样在相关检测部中得到的相互相关输出在输出合成部 112 中经过一定的区间进行合成，在合成输出最大值检测部 113 中检测出合成输出最大的码元同步定时。

在图 10 所示的实施方式中，示出了利用接收信号的相互相关值作为接收信号信息来检测码元同步定时的方式，但是，在图 11 所示的实施方式中，OFCDM 接收装置的码元同步定时检测部具备作为接收信号信息利用接收到的 OFCDM 信号的保护间隔区间来检测码元同步定时的功能。

在图 11 中，该码元同步定时检测部 10 包括延迟电路 120、相关检测部 121、输出合成部 122、以及合成输出最大值检测部 123。另外，在本实施方式中，示出了将 OFCDM 接收信号输入给保护间隔除去部 11 之前的例子。

在本实施方式中，接收 OFCDM 信号被输入到延迟电路 120 和相关检测部 121。在延迟电路 120 中，例如设定时间 T 分的延迟时间。接收 OFCDM 信号和延迟电路 120 的输出信号被输出到相关检测部 121，求出保护间隔区间和信息码元区间之间的自相关输出。这样，在输出合成部 122 中经过一定的区间对在相关检测部 121 中得到的自相关输出进行合

成，并在合成输出最大值检测部 123 中检测出合成输出为最大的码元同步定时。

图 12 是表示为了使 OFCDM 接收装置的码元同步定时检测部利用传播路径变动的推断值检测出码元同步定时，发送与信息信号不同的、传播路径变动值推断用的已知的导频信号时的 OFCDM 发送装置的结构框图。

在图 12 中，该 OFCDM 发送装置 5 包括信息信号生成部 130、传播路径变动值推断用导频信号生成部 131、串并联转换部 132、扩频信号生成部 133、码元复制部 134-1~134-m、乘法器 135-1~137-n、频率·时间转换部 (IFFT) 138、以及保护间隔插入部 139。

在本实施方式中，将在信息信号生成部 130 中通过数据调制而生成的信息信号和在传播路径变动值推断用导频信号生成部 131 中生成的导频信号按照相同的过程进行处理，即、在串并联转换部 132 中进行串并联转换；在码元复制部 134-1~134-m 中向时间轴方向和频率轴方向进行复制；在扩频信号生成部 133 和乘法器 135-1~137-n 的时间轴方向和频率轴方向上乘以扩频信号；在频率·时间转换部 (IFFT) 138 中进行频率·时间转换。如果在上述频率·时间转换部 (IFFT) 138 中进行频率·时间转换处理，则转换成 OFCDM 信号。另外，导频信号的传送方式可以是附加在信息信号上的传送方式，也可以用与信息信号不同的其他的信号方式来进行传送。

图 13 是表示图 12 所示的 OFCDM 发送装置所发送的传播路径变动值推断用导频信号的发送方式的图。如该图所示，在本实施方式中，传播路径变动值推断用导频信号采用了信息信号区间和导频信号区间时分复用的结构，但是也可以采用图 6 和图 7 所示的实施方式那样，利用不同的扩频信号对信息信号和导频信号进行扩频复用的码分复用结构，还可以采用图 8 和图 9 所示的实施方式那样，将导频信号在某个特定的副载波频率上复用的频分复用的结构。

另外，传播路径变动值推断用导频信号可以采用在所有信息信道中乘以相同的扩频码的相同导频信号的结构，也可以采用在每个信息信道

中乘以不同扩频码的不同导频信号的结构。

图 14 是表示根据从图 12 所示的 OFCDM 发送装置发送的传播路径变动值推断用导频信号来推断传播路径变动，并使用该推断的值检测码元同步定时的 OFCDM 接收装置的码元同步定时检测部的结构框图。

在图 14 中，该码元同步定时检测部 10 包括传播路径变动值推断部 150、频率·时间转换部 (IFFT) 151、输出合成部 152、以及合成输出最大值检测部 153。另外，在本实施方式中，示出了将 OFCDM 接收信号输入给保护间隔除去部 11 之前的例子。

在本实施方式中，首先，在传播路径变动值推断部 150 中，使用接收到的传播路径变动值推断用导频信号的信号区间，按照每个副载波频率来推断从 OFCDM 发送装置到达 OFCDM 接收装置期间所发送的信号受到的传播路径变动的的影响。由于传播路径变动值等推断用的导频信号的振幅、相位、模式是已知的，所以利用这一点可以根据该信号的变动量来进行推断。

如上所述，在传播变动值推断部 150 中，将所推断的每个副载波频率的传播路径变动值输入给频率·时间转换部 (IFFT) 151，并求出传播路径的激励 (impulse) 响应、即复合延迟谱 (profile)。这样，在输出合成部 152 中，经过一定的区间，对求出的延迟谱、即每个副载波频率的传播路径变动值进行合成，并在合成输出最大值检测部 153 中检测出合成输出为最大的码元同步定时。

如上所述，在本实施方式中，示例了从每个副载波的传播路径变动值得到延迟谱的方式，但是也可以使用传播变动值推断用的导频信号直接求出传播路径的延迟谱。

图 15 是用于说明利用经过一定区间对上述接收信号信息进行合成的值来进行码元同步定时的检测情况的码元同步定时检测部的结构图。如该图所示，该码元同步定时检测部 10 包括相关检测部 161、输出合成部 162、以及合成输出最大值检测部 163。

一般情况下，OFCDM 信号由于是使各副载波的信息信号重叠的信号，所以利用中央极限定理，该信号波形变成高斯噪声状的信号。因此，

在上述图 10~12 的实施方式所示的接收信号信息（作为接收信号信息，利用（1）已知的导频信号的相互相关值、（2）接收信号的自相关值、（3）信道推断值）中，在多路传播路径中的接收信号的延迟宽度小的情况下，如图 16 所示，相关输出的最大值与理想码元同步定时大致一致。因此，通过推断相关输出为最大的定时，可以检测出适当的码元同步定时。

然而，在一般情况下，在多路传播路径中，如图 17 所示，因通信线路的地理条件等原因，会发生接收信号的延迟宽度变大的情况。所以，在该情况下，存在如下问题：由于相关输出的最大值偏离理想同步定时较大的概率变大，因此，产生码元间干扰。

因此，在本发明中，如图 18 所示，在输出合成部 162 中经过某个一定区间对得到的接收信号信息进行合成，在合成输出最大值检测部 163 中检测出该合成值输出为最大的合成开始位置作为码元同步定时。由此，即使在因多路干扰的影响而使相关输出的最大值的定时偏离理想码元同步定时较大的情况下，在 FFT 窗区间，由于可以根据传播路径状况检测出尽量多地确保 OFCDM 信号 1 码元的直接波成分和延迟波成分的功率那样的码元同步定时，因此可以降低来自相邻码元的干扰。

图 19 是表示具备在接收信号功率及干扰功率比的推断的情况下，使用上述接收信号信息，生成希望信号和干扰信号的副本信号，并利用这些复制信号来检测码元定时同步功能的码元同步定时检测部的结构框图。

在本实施方式中，作为一例，对使用上述（1）的接收信号信息来进行接收信号功率及干扰功率比的推断的情况进行说明。

在图 19 中，该码元同步定时检测部 10 包括 OFCDM 信号生成部 170、相关检测部 171、通道检测部 172、希望·干扰副本信号生成部 173、输出合成部 174、以及合成输出最大值检测部 175。

参照图 19 和图 20 对上述构成的码元同步定时检测部的动作进行说明。图 20 是表示本实施方式中的码元同步定时检测的概念的图。

在本实施方式中，相关检测部 171 根据 OFCDM 信号生成部 170 所生成的参照导频信号和接收 OFCDM 信号的相互相关值，生成延迟谱。所

谓的延迟谱是指将到达接收侧（在本例中是 OFCDM 接收装置）的电波的传播延迟时间（=延迟时间）作为横轴，将接收功率作为纵轴，在延迟时间轴上将接收到的各到达波表示成短的脉冲。图 20 的（1）示出了本实施方式中的延迟谱的一例。

将上述生成的延迟谱供给通道检测部 172，并通过阈值判定，检测出信号功率大的延迟波成分（通路）。此处，假设检测出 L 个通路。

希望·干扰副本信号生成部 173 利用通道检测部 172 所检测出的 L 个各通路的功率值 S_i ($i=1, 2, \dots, L$) 和来自前面通道的相对的延迟时间 D_i ($i=1, 2, \dots, L$)，生成每个通路具有 $(D_L + N_{\text{FFT}} + N_{\text{GI}})$ 个抽样数的信号副本。

[公式 1]

$$\bar{s}_i(\tau)$$

此处， N_{FFT} 和 N_{GI} 分别表示 FFT 窗区域以及保护间隔区域的抽样数。其中，

[公式 2]

$$\bar{s}_i(\tau)$$

$$D_i \leq \tau < D_i + N_{\text{FFT}} + N_{\text{GI}}$$

[公式 3]

$$\bar{s}_i(\tau) = S_i$$

在其他的定时中为

[公式 4]

$$\bar{s}_i(\tau) = 0$$

另外，通过针对每个抽样合成 L 个信号副本

[公式 5]

$$\bar{s}_i(\tau)$$

求出希望信号副本 $S(\tau)$ 。

另外，干扰信号副本 $I(\tau)$ 求出希望信号副本 $S(\tau)$ 的 $(D_L + N_{\text{FFT}} + N_{\text{GI}})$ 个抽样中具有最大值的抽样值 $\max\{S(\tau)\}$ ，利用 $I(\tau) = \max\{S(\tau)\} - S(\tau)$ 而求出。

输出合成部 174 通过在 FFT 窗区间对上述所得的 $S(\tau)$ 和 $I(\tau)$ 进行合成, 由下面的公式推断出 FFT 后的接收信号的 SIR。

[公式 6]

$$SIR(\tau) = \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} S(\tau+n) / \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} I(\tau+n) \quad \dots(1)$$

合成输出最大值检测部 175 检测出上述所推断的 $SIR(\tau)$ 为最大的抽样定时 τ_{max} 来作为码元同步定时, 并输出给 FFT。

即, 根据本实施方式, 通过从接收 OFCDM 信号推断 SIR, 可以根据传播路径状况, 在 FFT 窗区间检测出尽量多的确保 OFCDM 信号 1 码元的直接波成分和延迟波成分的功率, 同时, 使码元间干扰的影响尽量变小的码元同步定时。因此, 即使在因多路干扰的影响而使相关输出的最大值的定时偏离理想码元同步定时较大的情况下, 也能实现高精度地码元同步。

另外, 在本实施方式中, 作为接收信号信息, 示例出了使用已知的导频信号的相互相关值的方式, 但是, 也可以使用接收信号的自相关值和由接收信号推断的信道推断值。

在上述各实施方式中, 作为最佳的一例, 示出了使用 OFCDM 传送方式的 OFCDM 接收装置的方式, 但是, 即使在使用通过频率不同的多个副载波来信号发送信息码元的多载波传送方式的接收装置中, 也可以使用本发明。

另外, 在上述实施方式中, 示出了检测 FFT 后的接收信号功率为最大的码元同步定时的方式, 但是接收信号功率可以由实测而求出, 也可以利用传播路径谱等推断出来。

另外, 作为接收信号信息, 也可以考虑使用接收品质信息 (或者通信品质信息) 例如 BER (误比特率) 等, 来检测出 FFT 后的接收品质为最大的码元同步定时的方式。

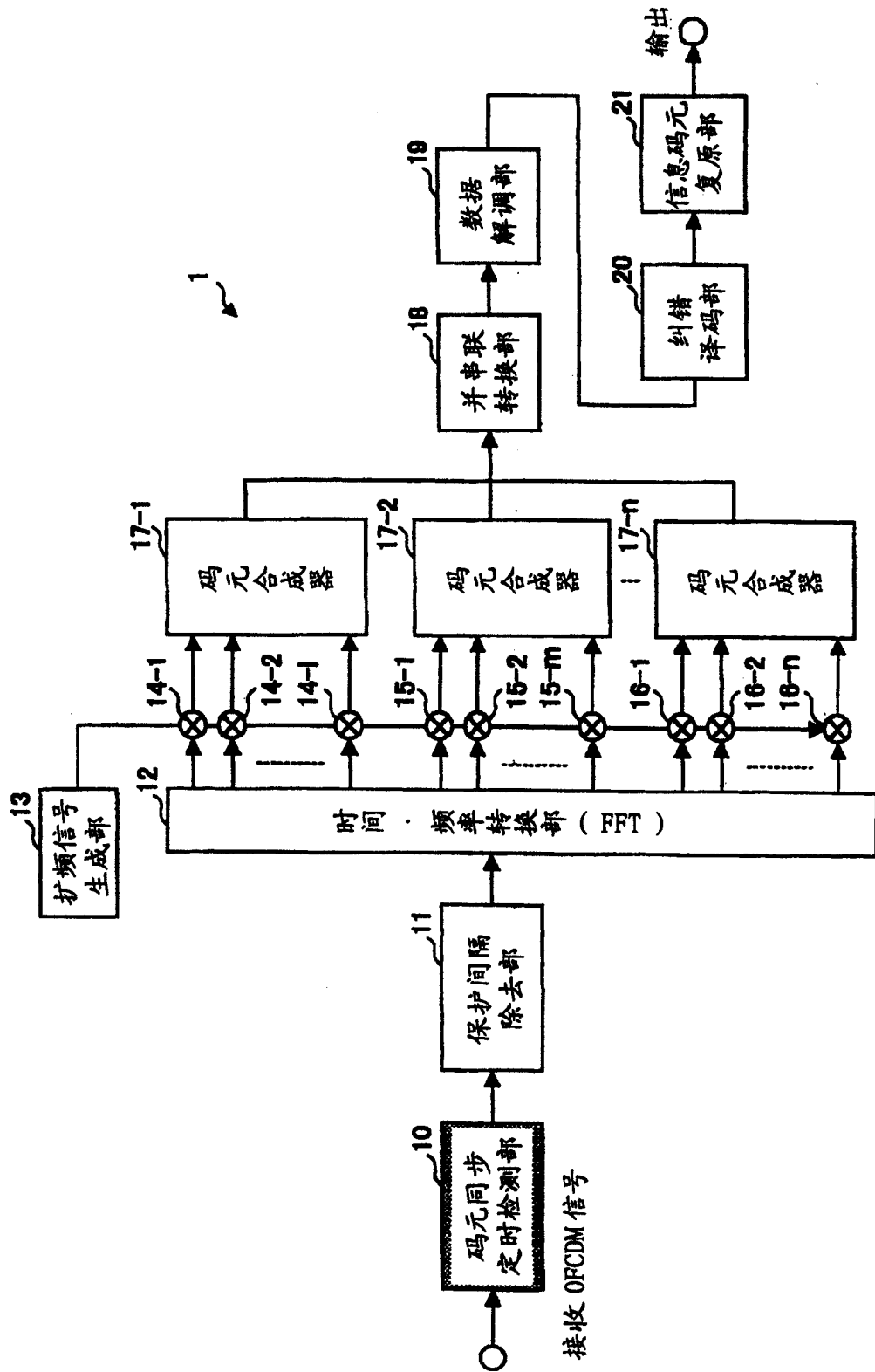


图1

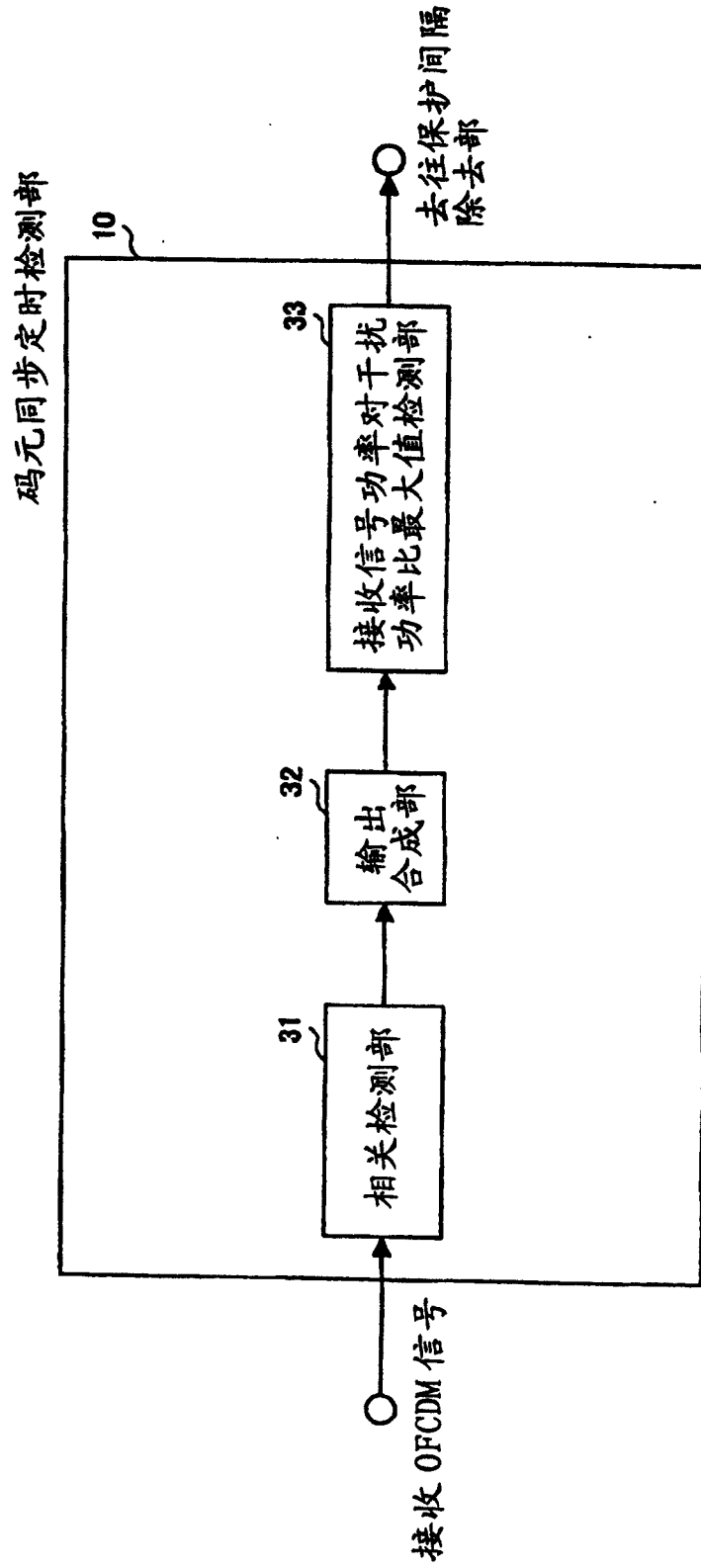


图 2

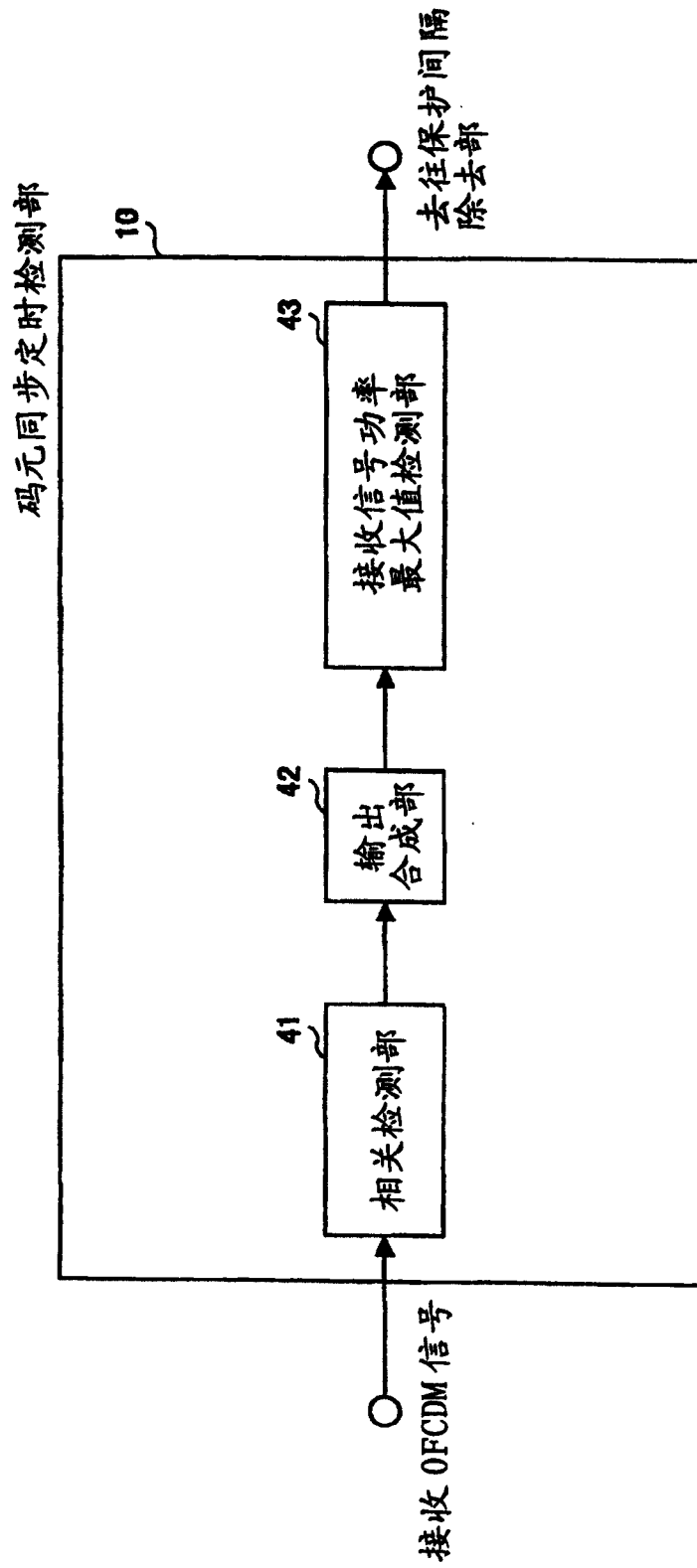


图 3

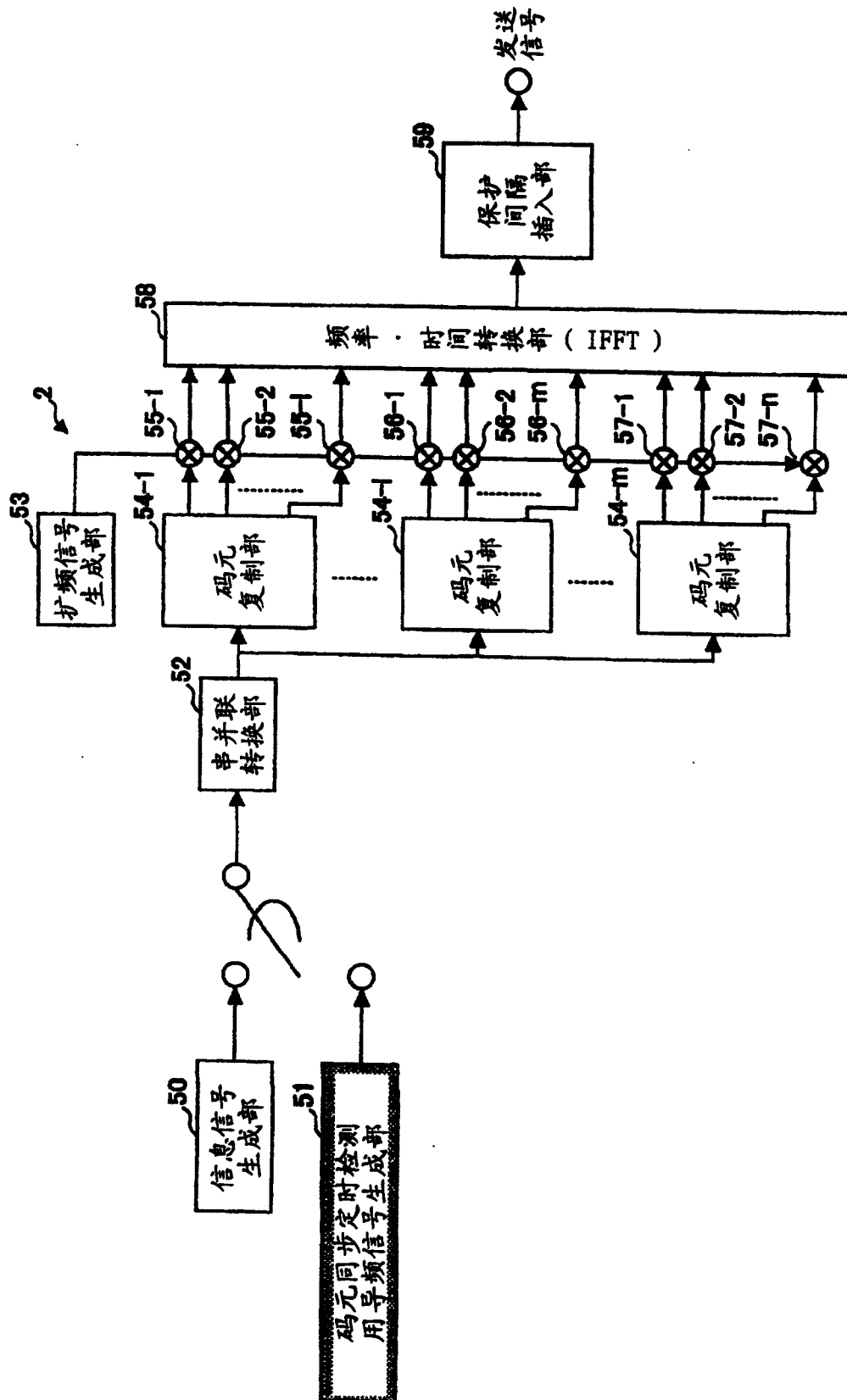


图 4

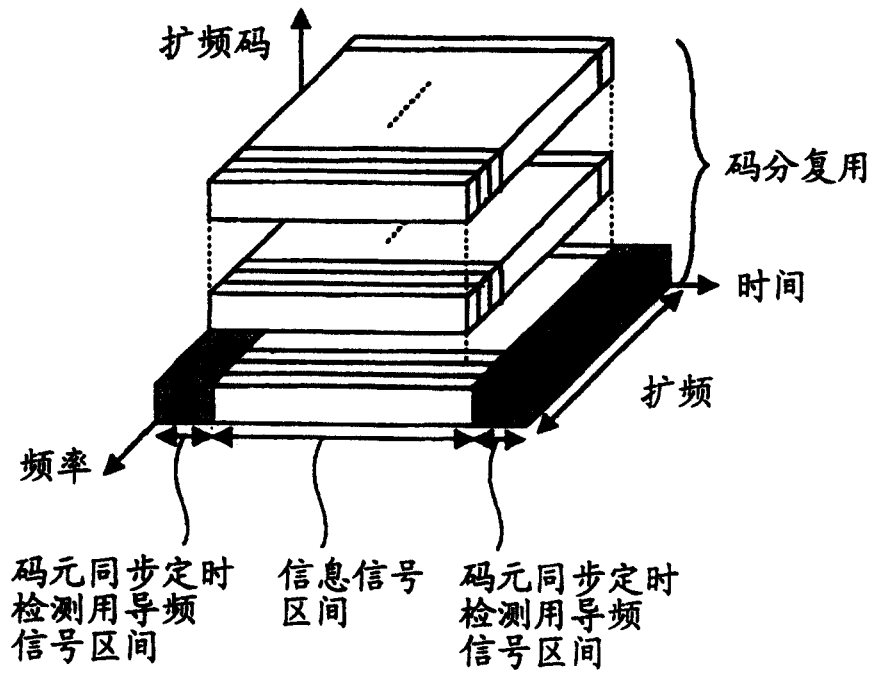


图 5

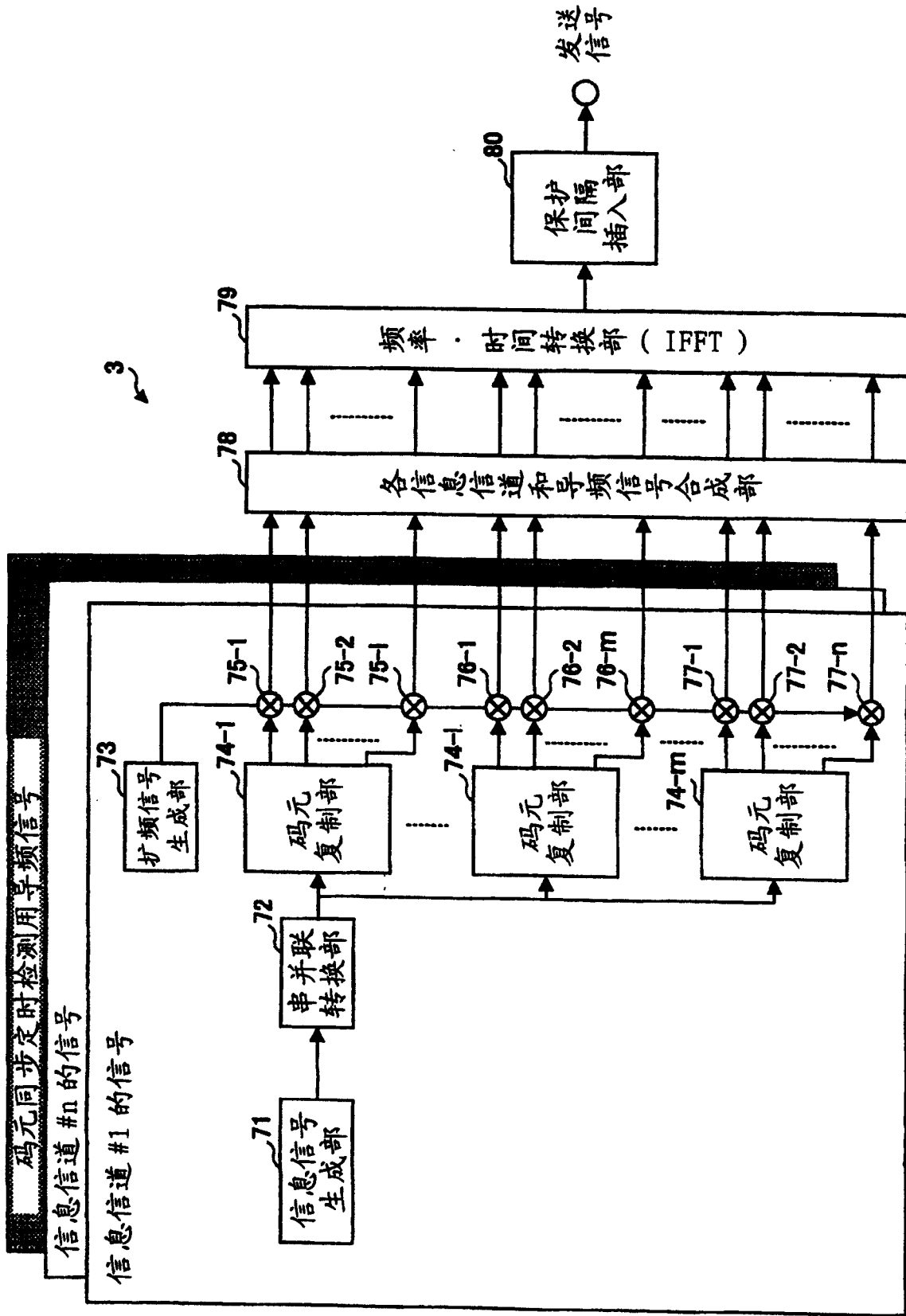


图 6

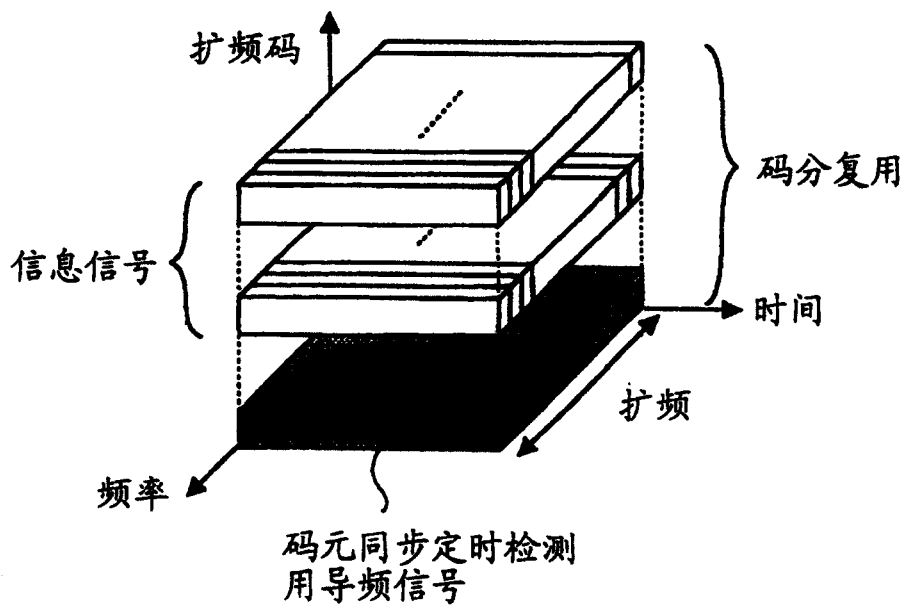


图 7

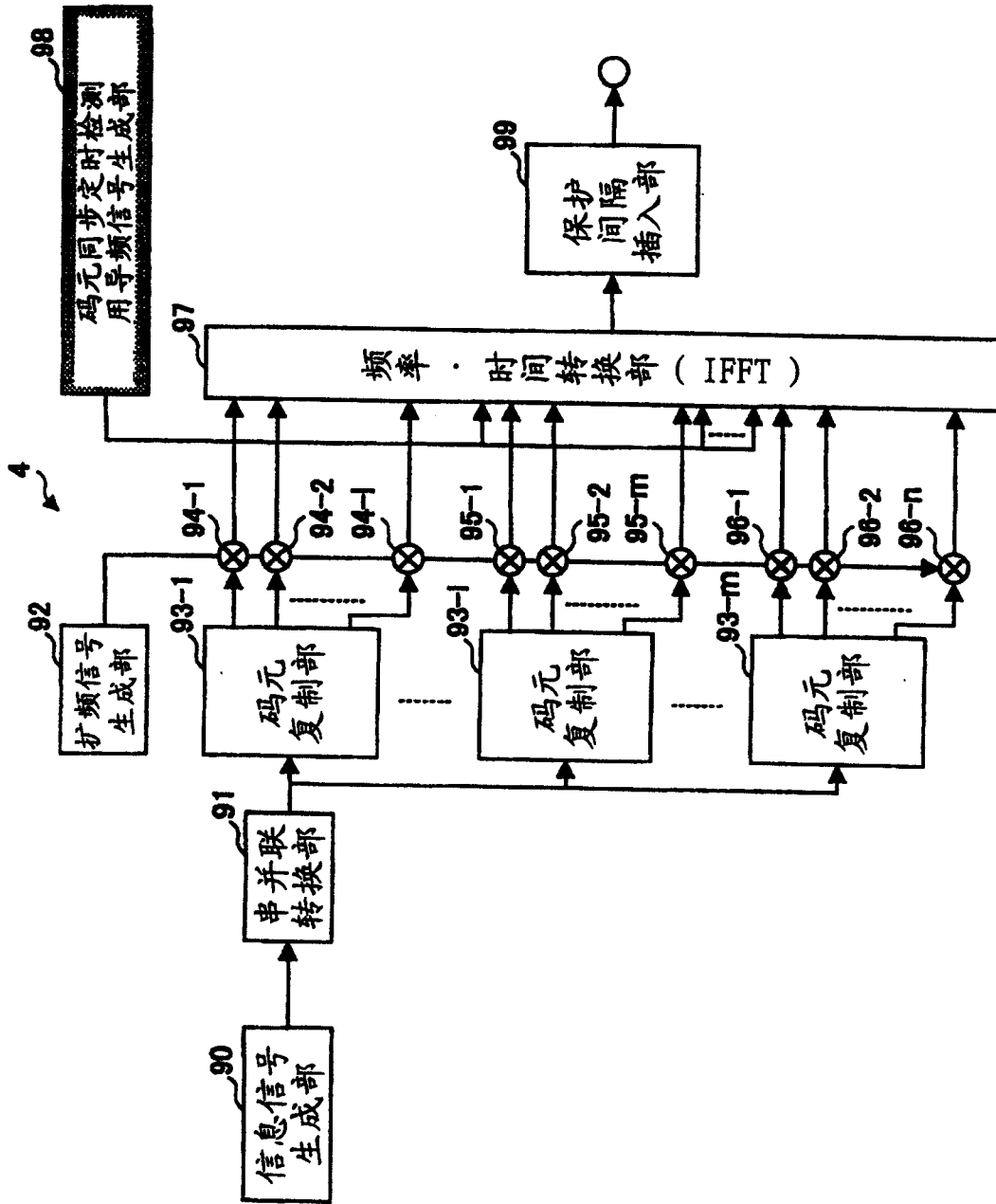


图 8

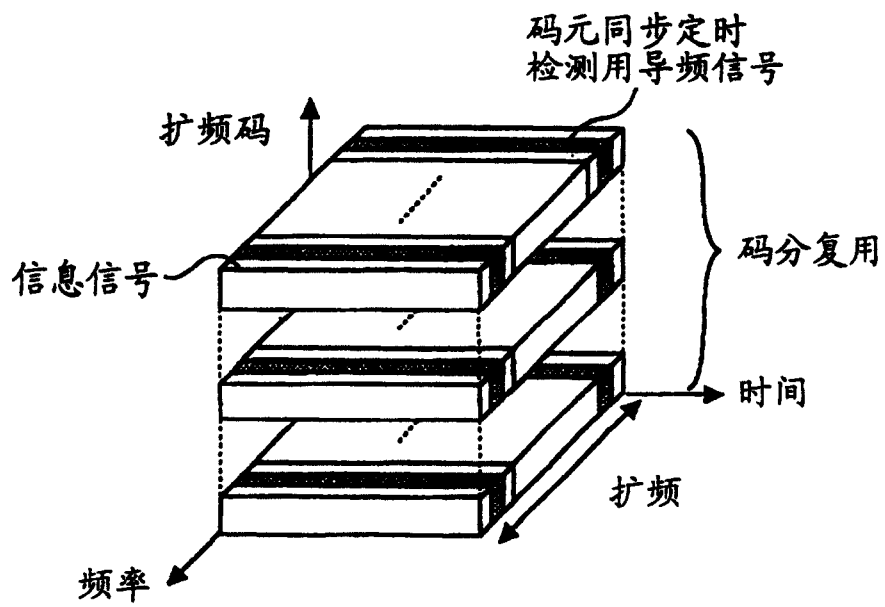


图 9

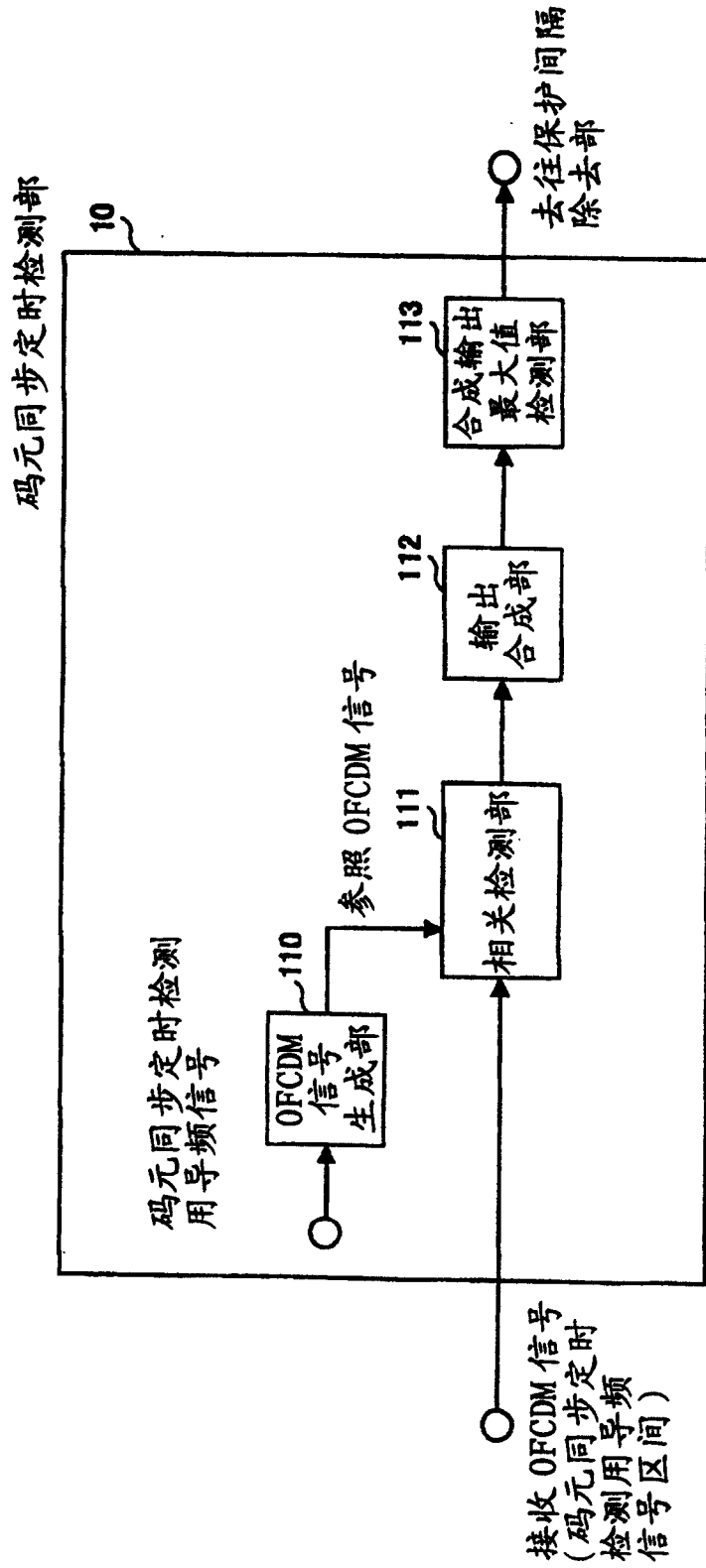


图 10

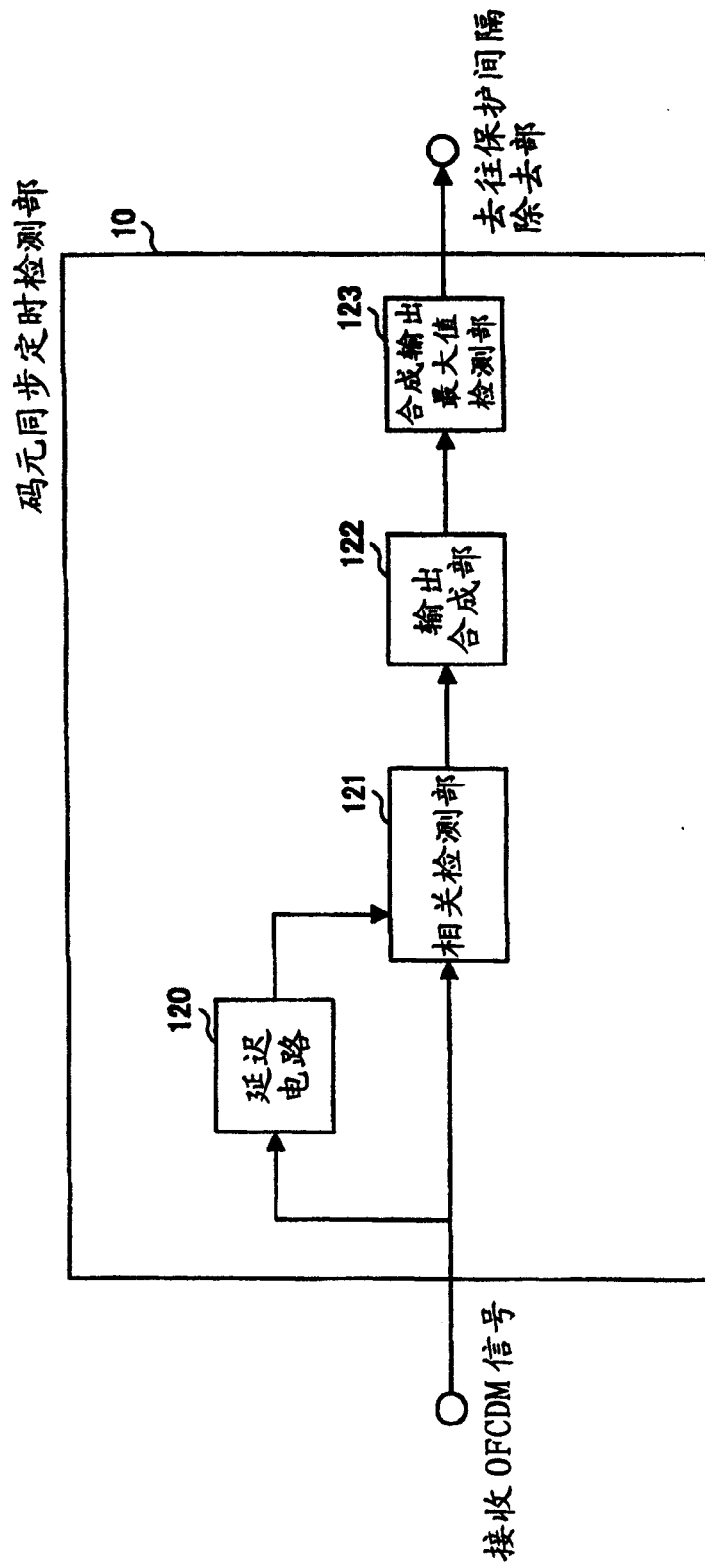


图 11

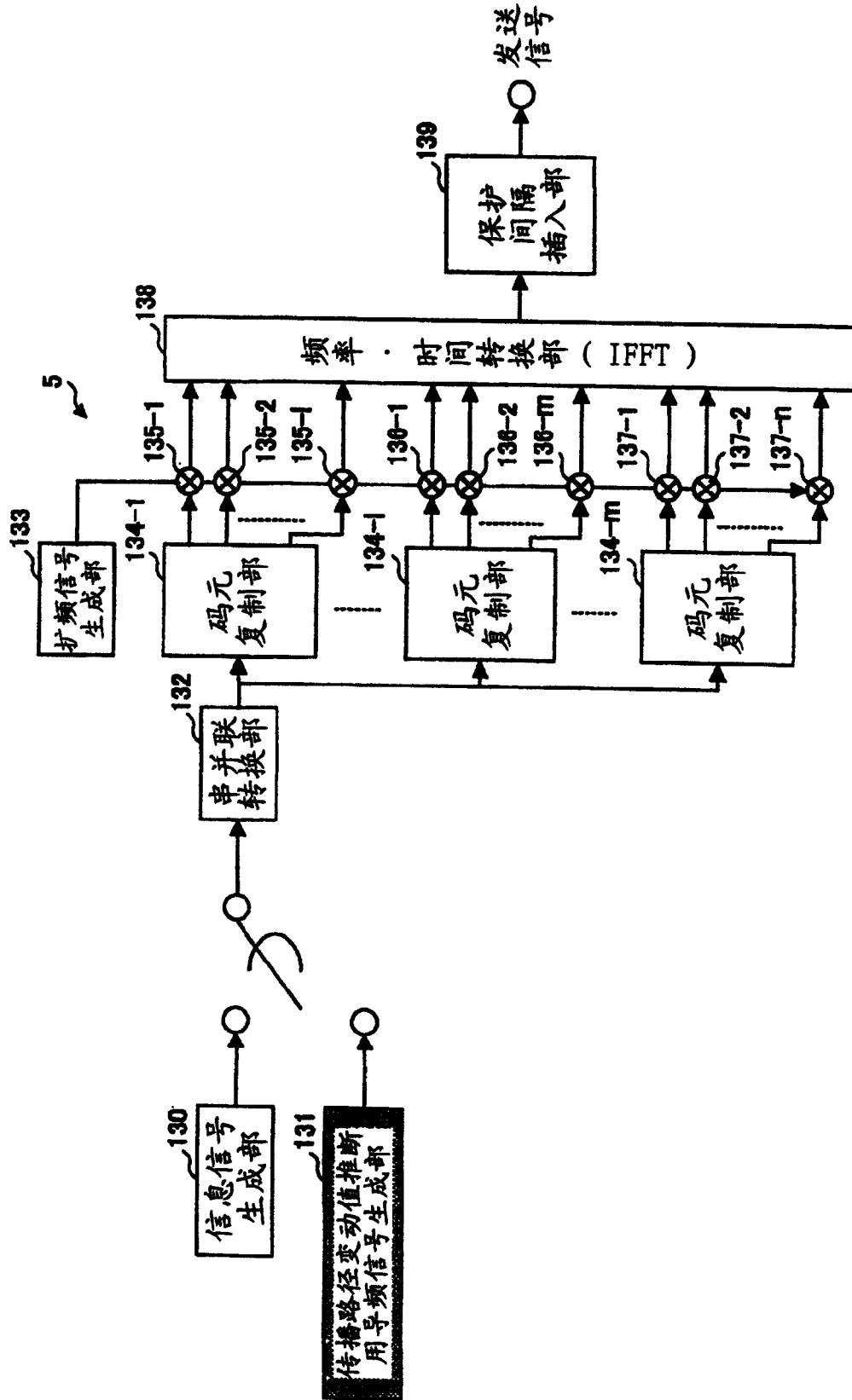


图 12

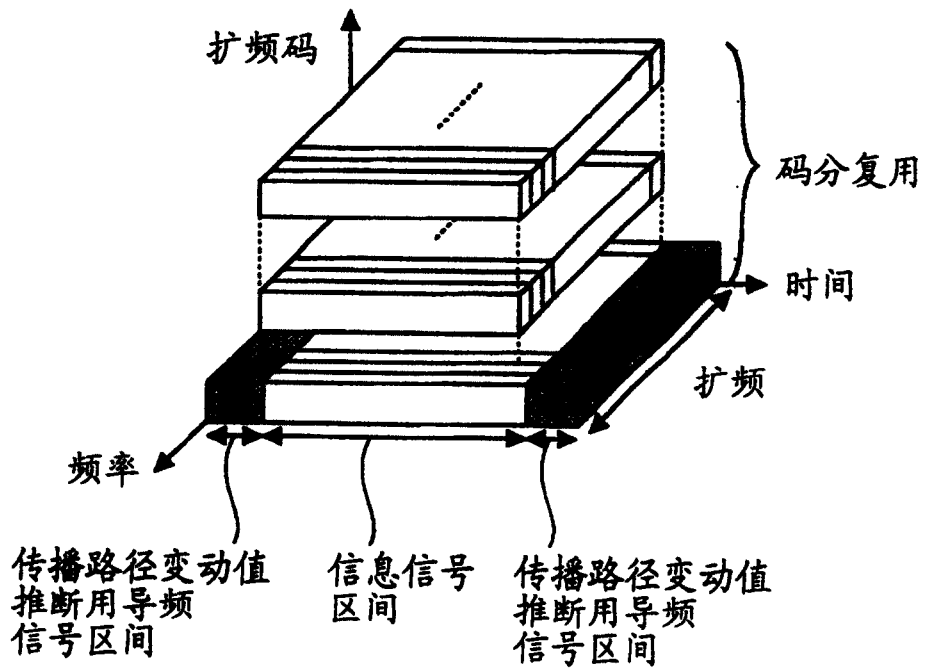


图 13

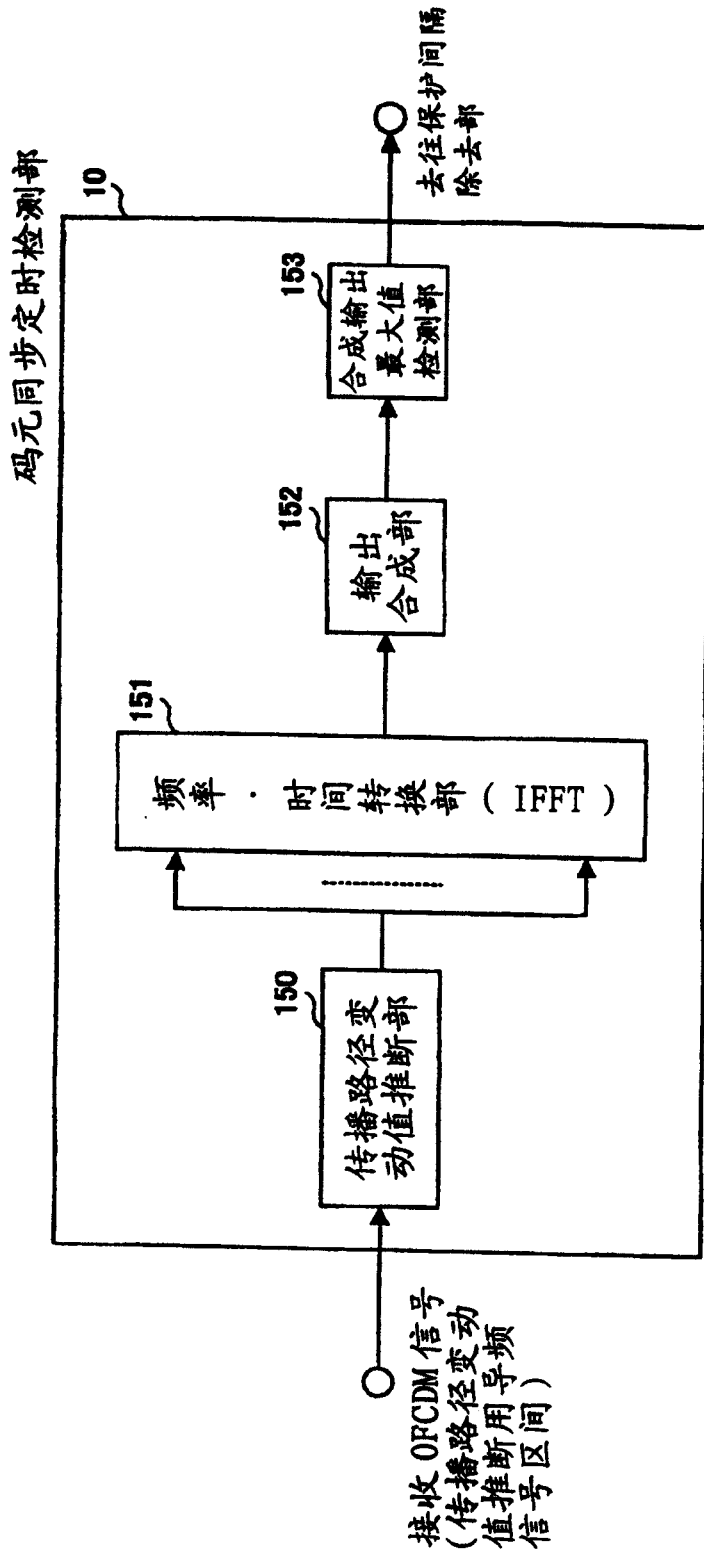


图 14

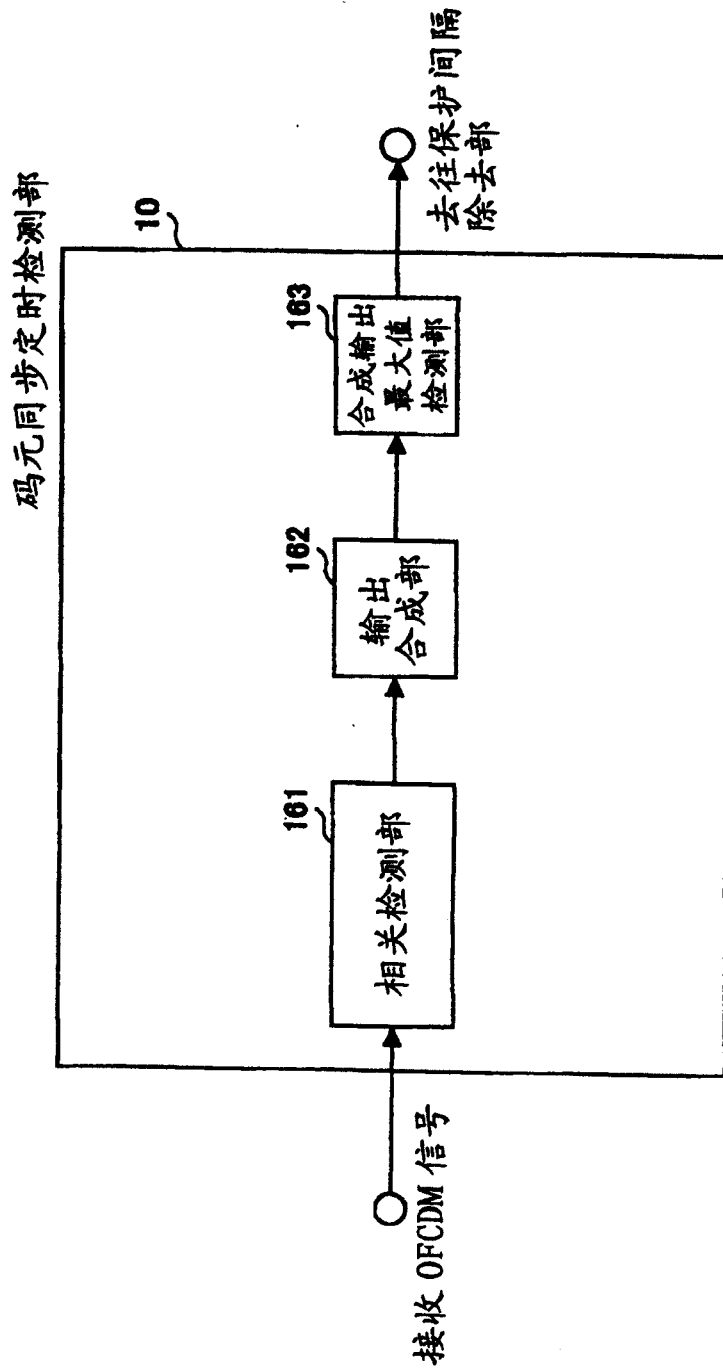


图 15

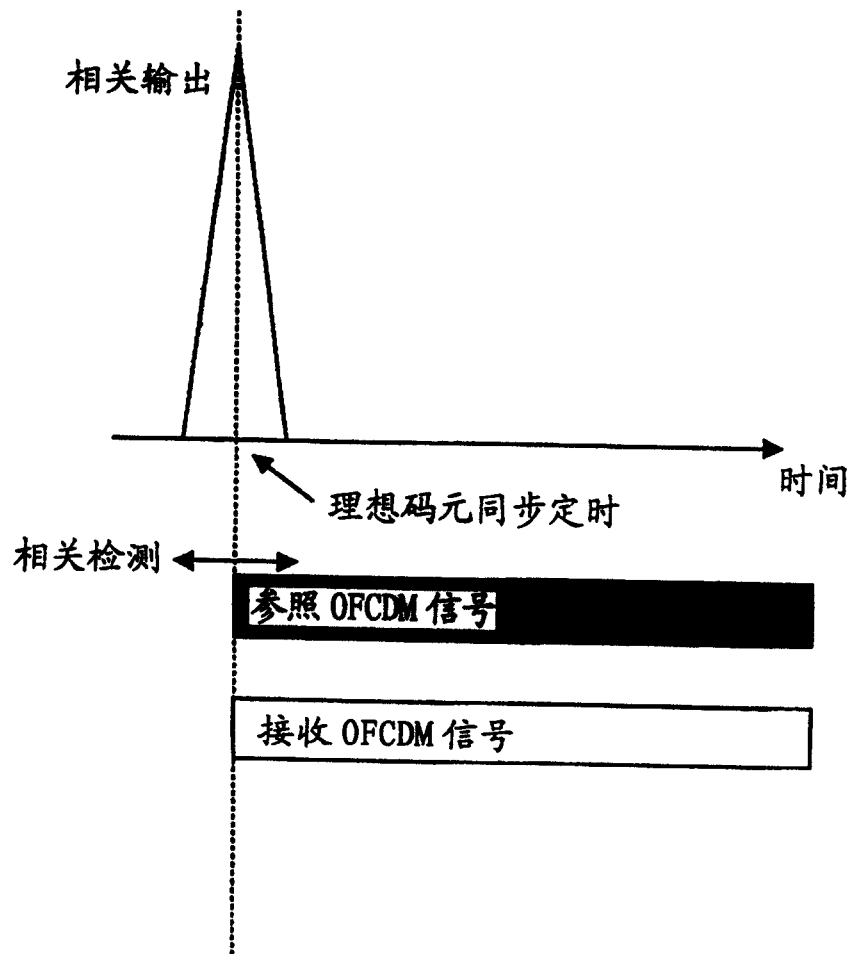


图 16

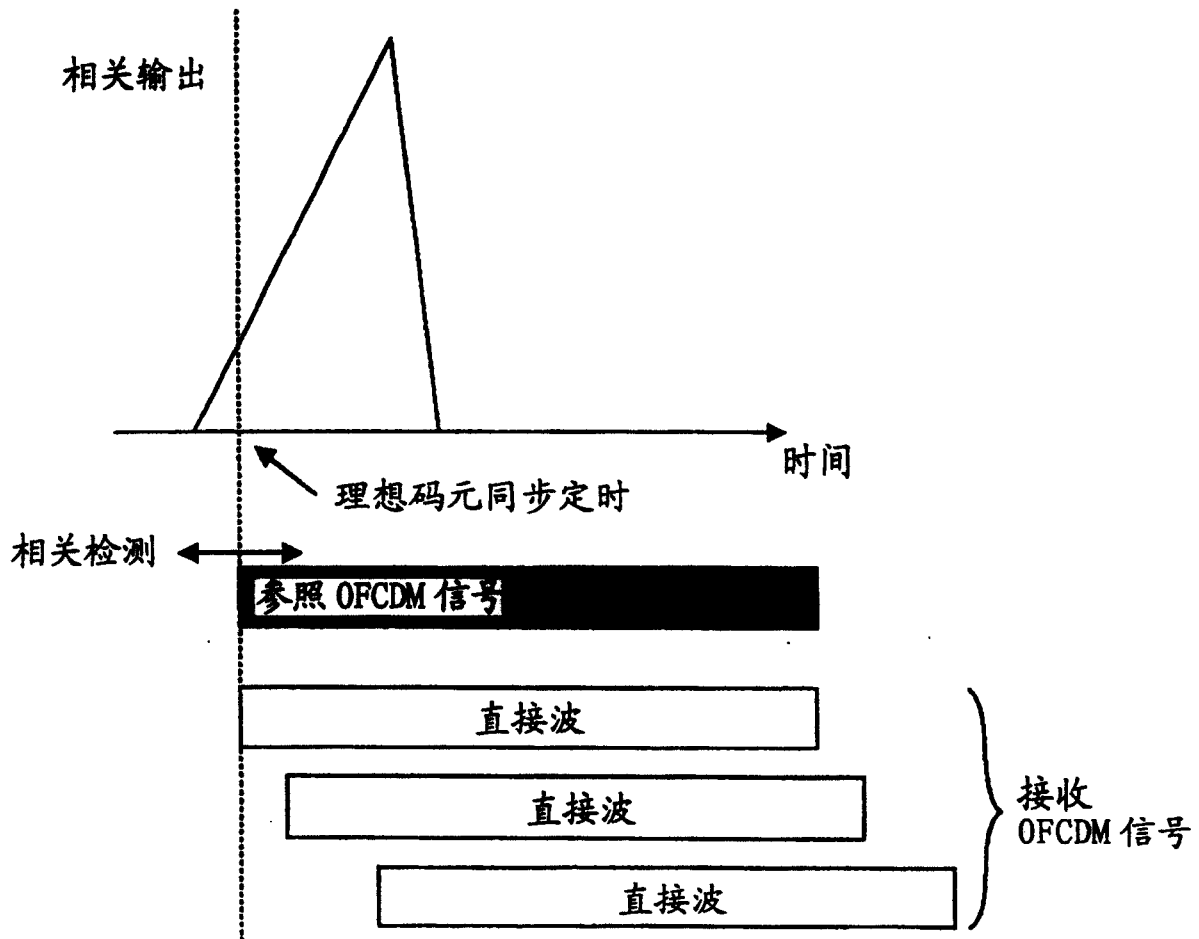


图 17

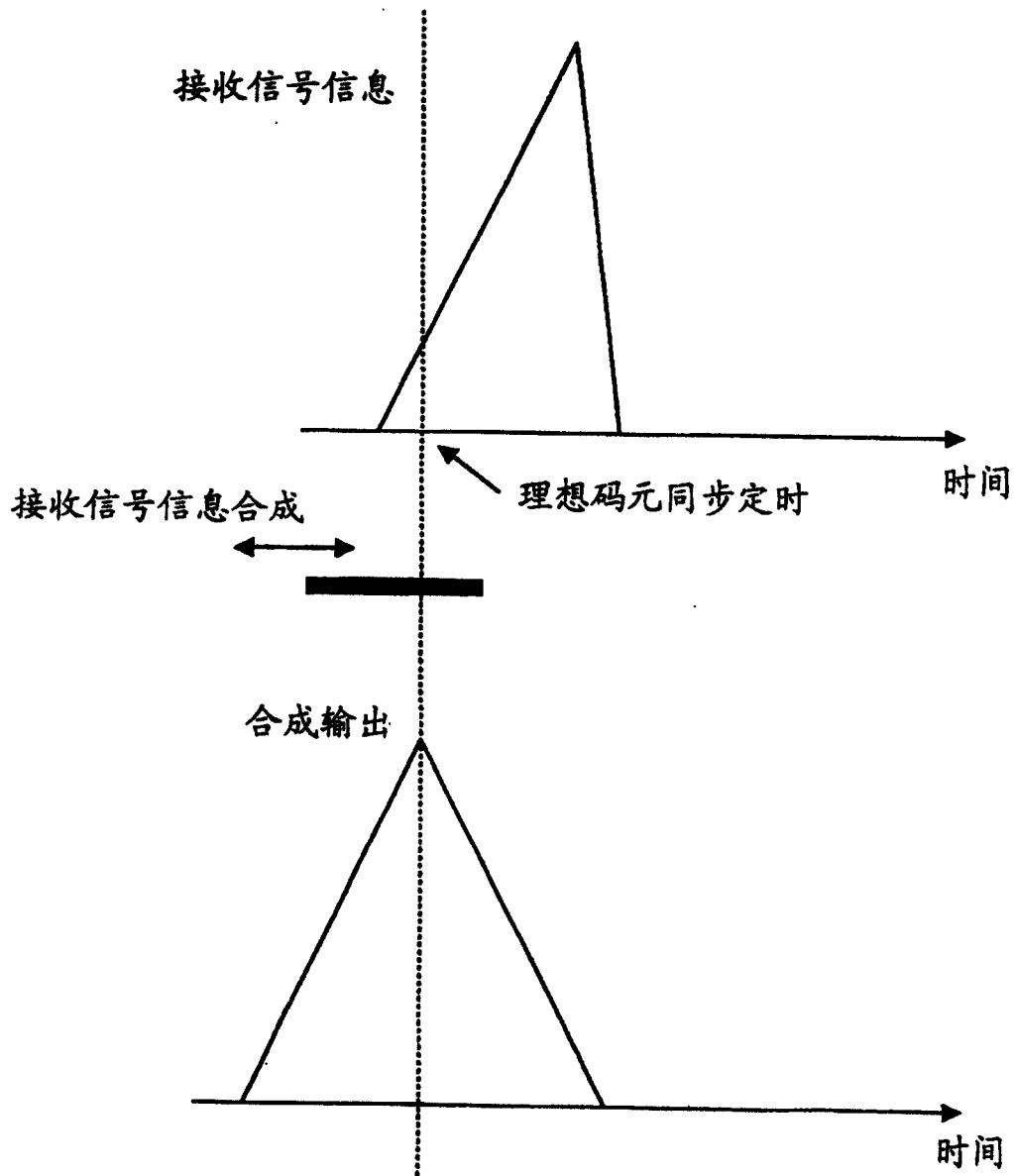


图 18

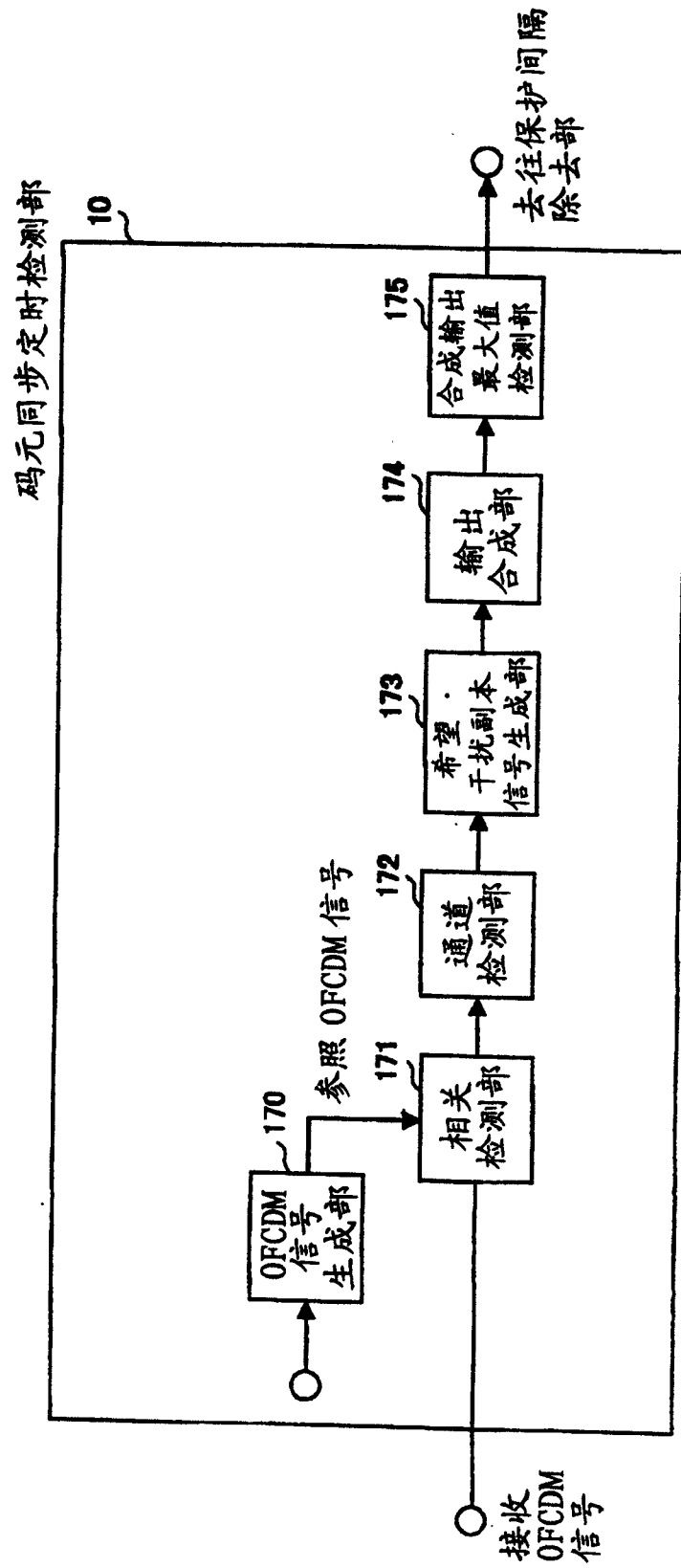
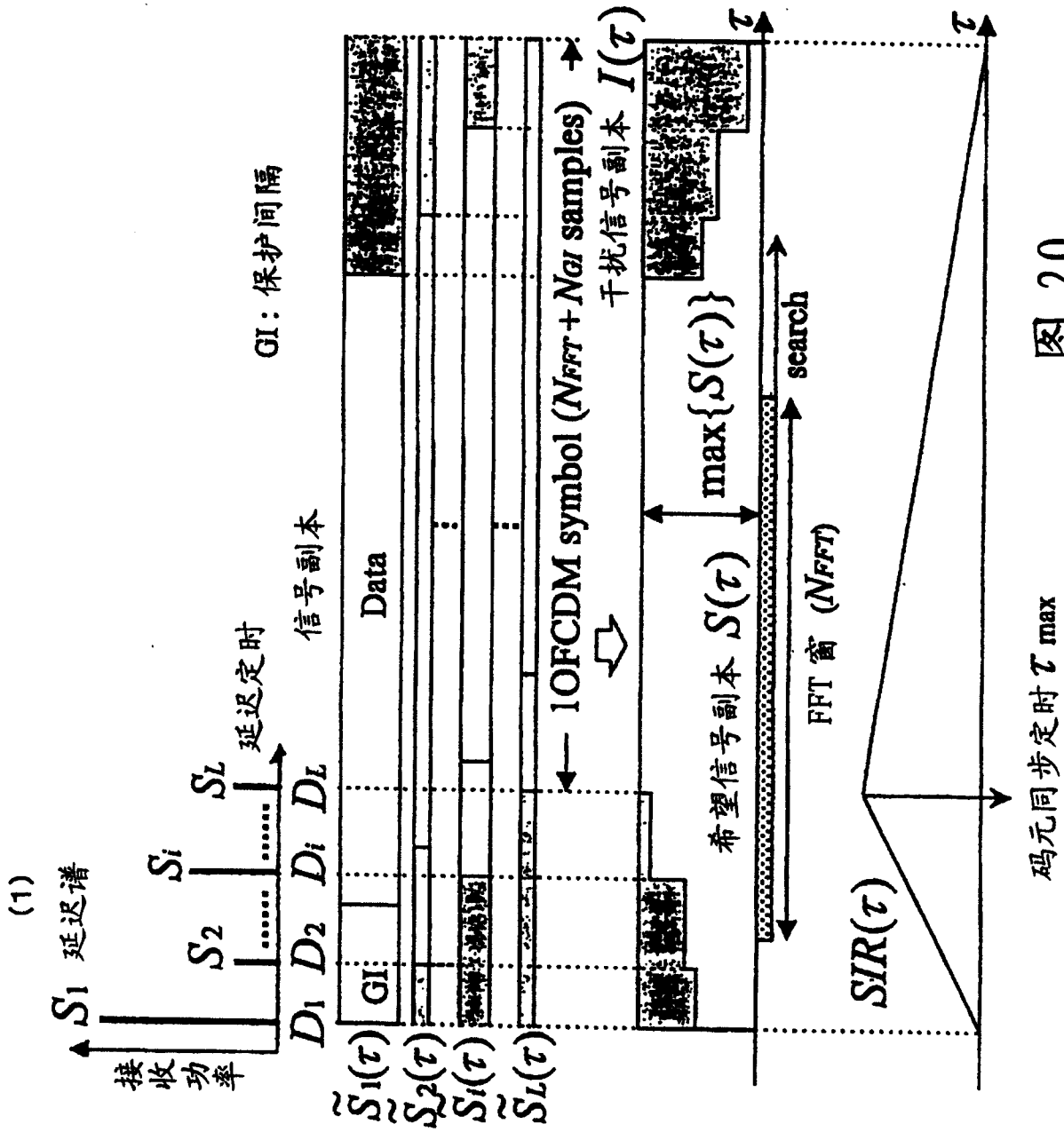


图 19



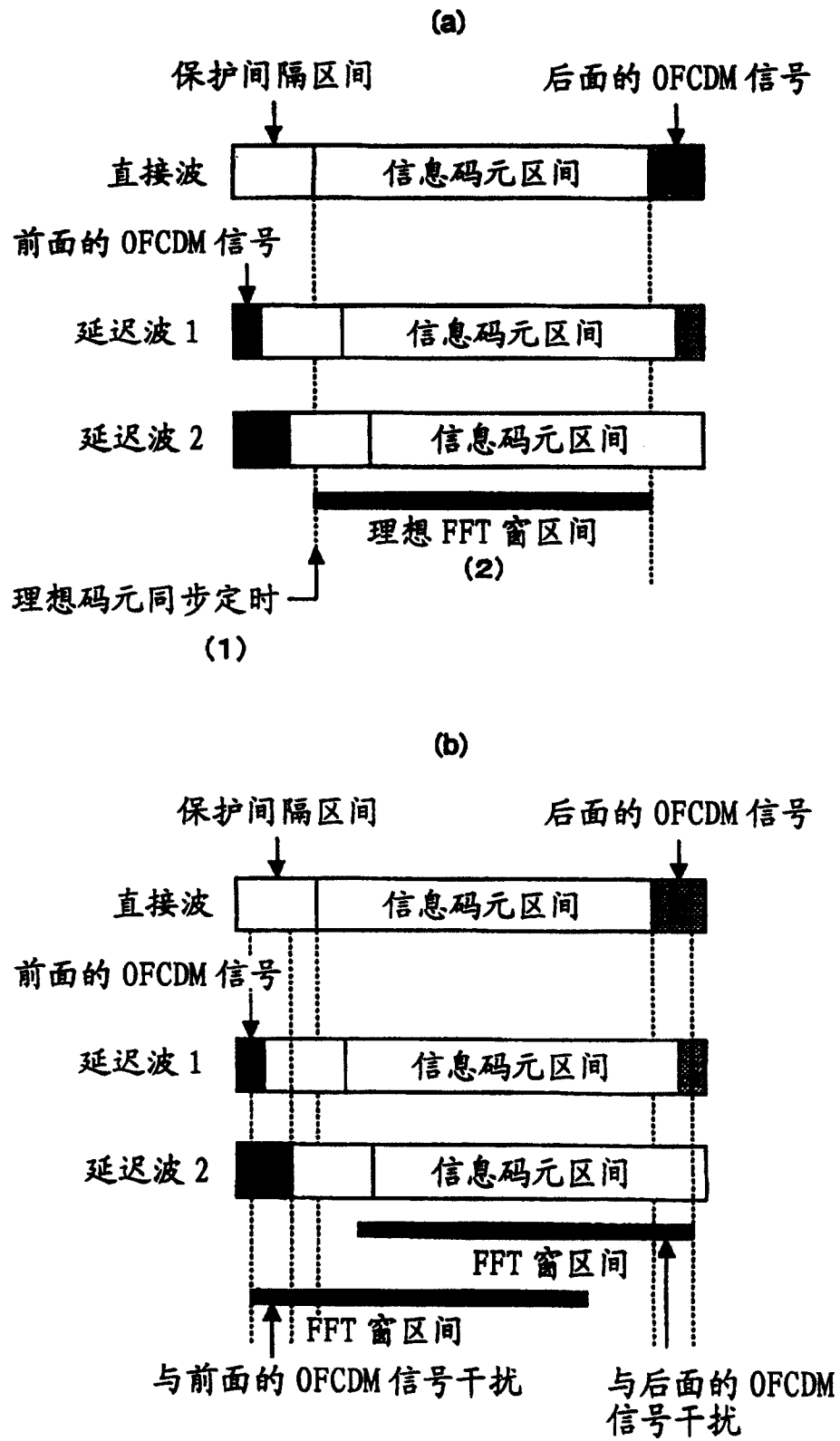


图 21

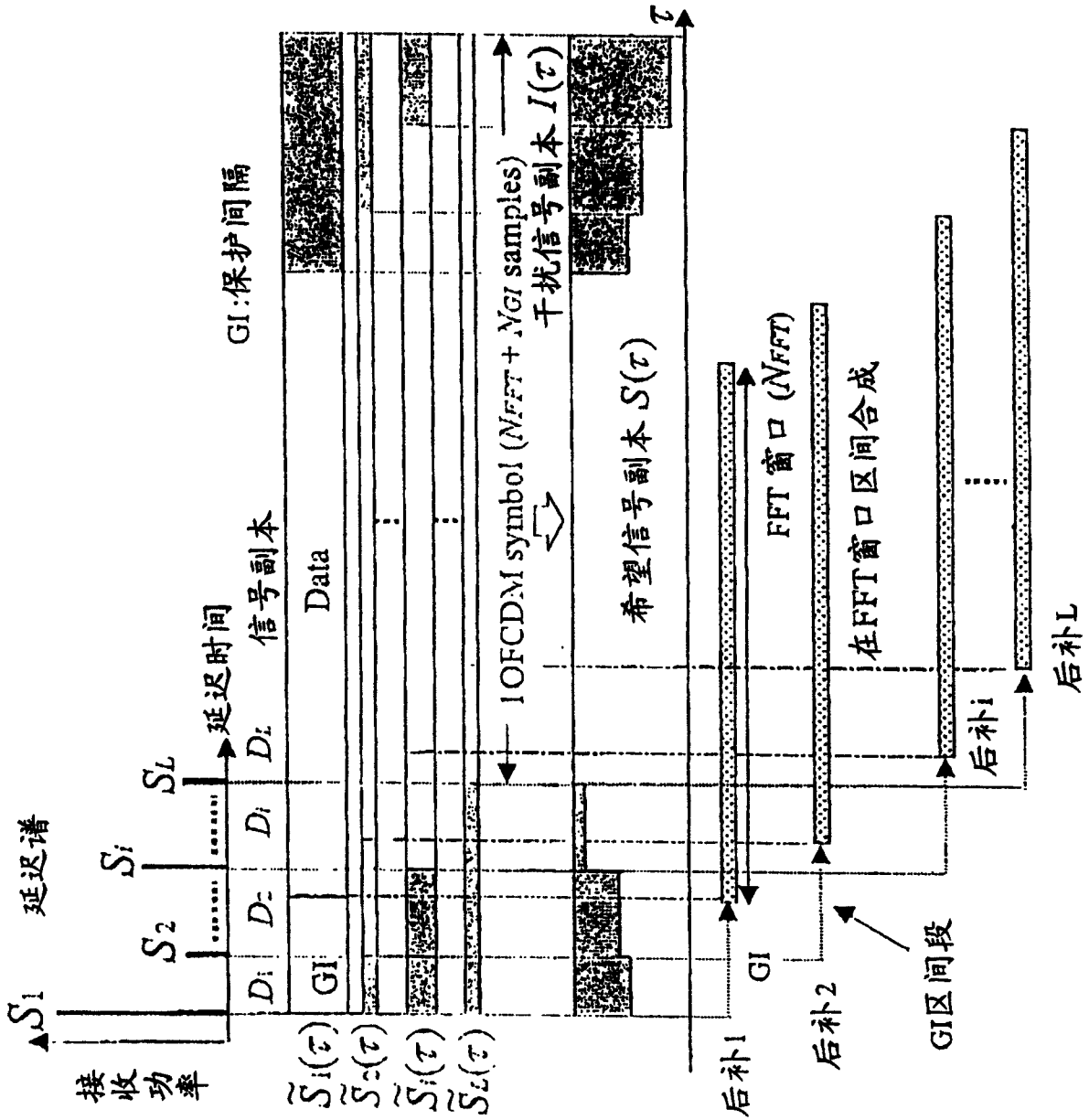


图 22

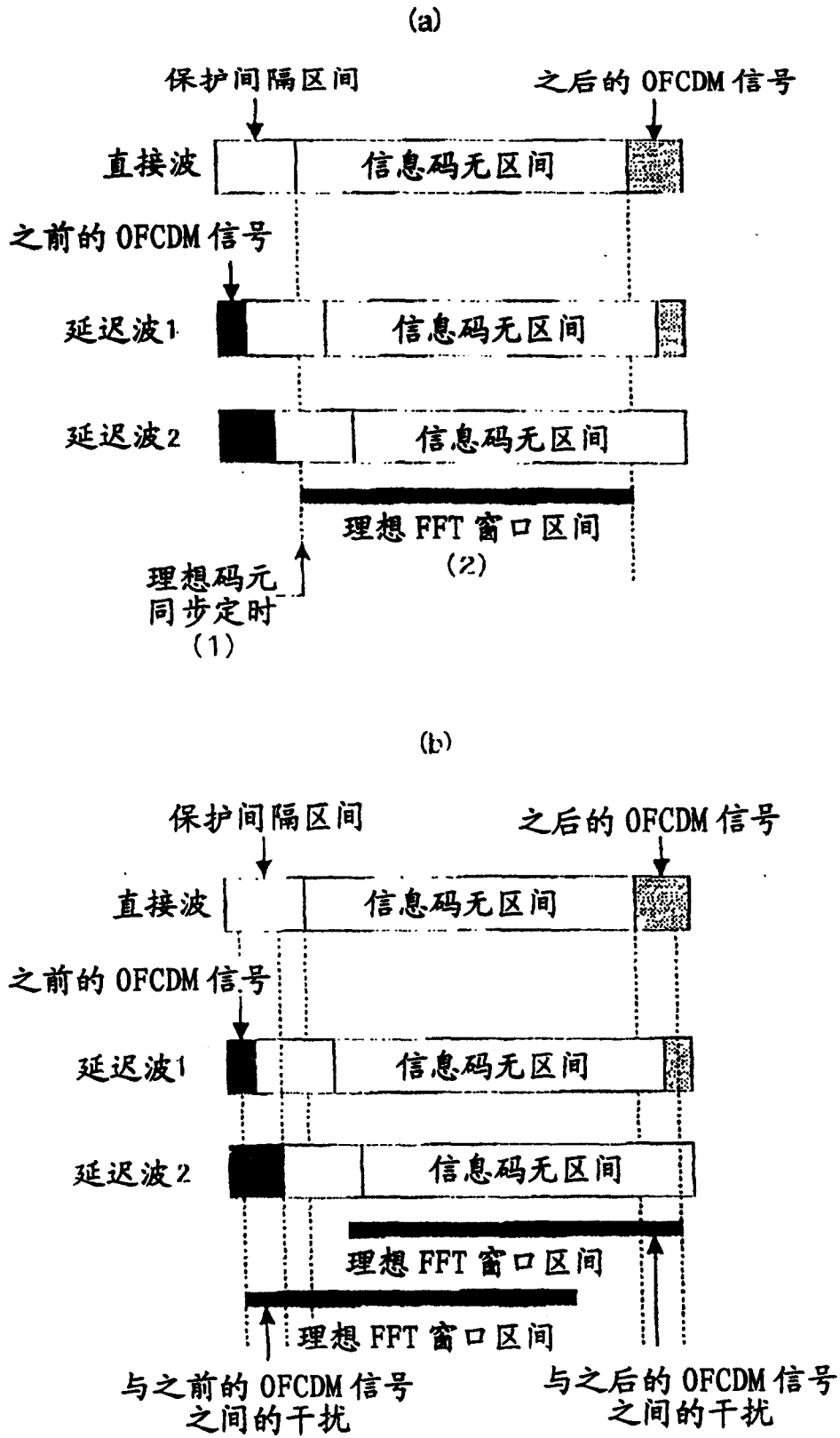


图 24