

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04J 11/00 (2006.01)

H04B 1/707 (2006.01)

H04J 1/00 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200880012090.9

[43] 公开日 2010年3月24日

[11] 公开号 CN 101682448A

[22] 申请日 2008.4.25

[21] 申请号 200880012090.9

[30] 优先权

[32] 2007.4.26 [33] JP [31] 117468/2007

[32] 2007.6.19 [33] JP [31] 161957/2007

[86] 国际申请 PCT/JP2008/001092 2008.4.25

[87] 国际公布 WO2008/136184 日 2008.11.13

[85] 进入国家阶段日期 2009.10.15

[71] 申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 小川佳彦 今村大地 岩井敬

高田智史

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 郑海涛

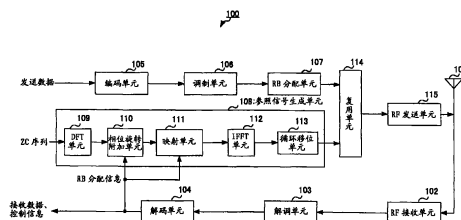
权利要求书 2 页 说明书 36 页 附图 31 页

[54] 发明名称

无线通信终端装置、无线通信基站装置和无线通信方法

[57] 摘要

公开了无线通信终端装置、无线通信基站装置和无线通信方法，其防止干扰波峰进入被分配给本小区的循环移位序列的检测窗口，从而提高基站中的信道估计精度。对确立了帧同步的所有小区和各个终端的发送带宽，设定作为基准的频率，将该频率作为基准点，参照信号生成单元(108)的相位旋转附加单元(110)在频域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转，附加给作为参照信号的 ZC 序列。复用单元(114)将附加了相位旋转的 ZC 序列与发送数据进行复用，从 RF 发送单元(115)发送复用信号。



1. 无线通信终端装置，包括：

附加单元，将相位旋转或循环移位附加给 Zadoff-Chu 序列，所述相位旋转或循环移位相当于以预先设定的频率为基准点时所述基准点与从本装置发送的参照信号的发送频带之间的频率差 δ ；以及

发送单元，将附加了相位旋转或循环移位的所述 Zadoff-Chu 序列作为参照信号进行发送。

2. 如权利要求 1 所述的无线通信终端装置，

所述附加单元在频域中将相位旋转或循环移位附加给所述 Zadoff-Chu 序列。

3. 如权利要求 1 所述的无线通信终端装置，

所述附加单元在时域中将相位旋转或循环移位附加给所述 Zadoff-Chu 序列。

4. 无线通信基站装置，包括：

除法单元，使用附加了相位旋转或循环移位的 Zadoff-Chu 序列，对接收信号所包含的参照信号进行除法运算，从而计算相关值，所述相位旋转或循环移位相当于以预先设定的频率为基准点时所述基准点与分配给无线通信终端装置的参照信号的发送频带之间的频率差 δ ；以及

提取单元，在计算出的相关值中，提取期望的序列的相关值所存在的区间的相关值。

5. 无线通信方法，包括：

附加步骤，将相位旋转或循环移位附加给 Zadoff-Chu 序列，所述相位旋转或循环移位相当于以预先设定的频率为基准点时所述基准点与从无线通信终端装置发送的参照信号的发送频带之间的频率差 δ ；

发送步骤，将附加了相位旋转或循环移位的所述 Zadoff-Chu 序列作为参照信号从无线通信终端装置进行发送；

除法步骤，使用所述 Zadoff-Chu 序列，对接收信号所包含的参照信号进行除法运算，从而计算相关值；以及

提取步骤，在计算出的相关值中，提取期望的序列的相关值所存在的区

间的相关值。

无线通信终端装置、无线通信基站装置和无线通信方法

技术领域

本发明涉及将 Zadoff-Chu 序列等 CAZAC(Constant Amplitude and Zero Auto-correlation Code: 恒幅零自相关)序列用作参照信号的无线通信终端装置、无线通信基站装置和无线通信方法。

背景技术

在 3GPP LTE(3rd Generation Partnership Project Long-term Evolution: 第三代合作伙伴计划长期演进)中, 作为上行信道估计用参照信号, 选定了 Zadoff-Chu 序列(以下称为“ZC 序列”)。该 ZC 序列是一种 CAZAC 序列, 若在时域表示, 则可以用下式(1)表示该序列。

$$f_r(k) = \begin{cases} \exp\left\{-\frac{j2\pi r}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + pk\right)\right\}, & N \text{ 为奇数时, } k = 0, 1, \dots, N-1 \\ \exp\left\{-\frac{j2\pi r}{N}\left(\frac{k^2}{2} + pk\right)\right\}, & N \text{ 为偶数时, } k = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad \dots \text{式(1)}$$

其中, N 为序列长度, r 为时域中的 ZC 序列号, N 与 r 彼此互质。另外, p 表示任意的整数(一般而言, p=0)。以下说明序列长度 N 为奇数的情况, 但在为偶数的情况下, 也能够同样地适用。

下式(2)表示, 对式(1)的 ZC 序列在时域进行循环移位而获得的循环移位 ZC 序列, 或者 ZC-ZCZ(Zadoff-Chu Zero Correlation Zone: Zadoff-Chu 序列的零相关区域)序列。

$$f_{r,m}(k) = \exp\left\{-\frac{j2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2}\right) + pk\right\}, \quad N \text{ 为奇数时, } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad \dots \text{式(2)}$$

其中, m 表示循环移位号, Δ 表示循环移位量。±符号选哪个符号都可。进而, 通过傅立叶变换将式(1)的时域 ZC 序列变换为频域而获得的序列也是 ZC 序列, 所以若在频域表示 ZC 序列, 则可以用下式(3)来表示。

$$F_u(k) = \exp\left\{-\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right)\right\}, \quad N \text{ 为奇数时, } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad \dots \text{式(3)}$$

其中, N 为序列长度, u 为频域中的 ZC 序列号, N 与 u 彼此互质。另外, q 表示任意的整数(一般而言, $q=0$)。同样地, 若在频域表示式(2)的时域中的 ZC-ZCZ 序列, 则因为循环移位与相位旋转之间存在傅立叶变换对(transform pair)的关系, 所以可以用下式(4)表示。

$$F_{u,m}(k) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\}, \quad N \text{ 为奇数时, } k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(4)

其中, N 为序列长度, u 为频域中的 ZC 序列号, N 与 u 彼此互质。另外, m 表示循环移位号, Δ 表示循环移位量, q 表示任意的整数(一般而言, $q=0$)。

以下, 使用式(4)所示的在频域表示的循环移位 ZC 序列(ZC-ZCZ 序列)进行说明。

对于该 ZC 序列, 可以将序列号(u)不同的序列和循环移位量(Δm)不同的序列的两种序列作为参照信号利用(参照图 1)。在序列号不同的这些 ZC 序列之间, 准正交(相关较低, 几乎正交)的关系成立, 在循环移位量不同的序列之间, 正交关系成立, 因此序列间的互相关特性良好。另外, 由于 CAZAC 序列的性质, 能够容易地使循环移位量不同的序列在确立了帧同步的小区之间成立正交关系。

在非专利文献 1 和非专利文献 2 中, 以增加序列的重用因子(reuse factor)为目的, 如图 2 所示, 提出了在确立了帧同步的小区之间(例如, 属于同一基站的小区), 分配同一序列号(u)的不同循环移位序列(m)的方法(方法 1)。例如, 在确立了帧间同步的小区中, 利用同一序列号 $u=3$ 的 ZC 序列, 并在小区#1 中利用循环移位号 $m=1$ 和 2, 在小区#2 中利用循环移位号 $m=3$ 和 4, 在小区#3 中利用循环移位号 $m=5$ 和 6。

在接收端, 具备与被分配的循环移位号对应的检测范围(检测窗口), 并去除检测窗口之外的信号, 由此, 如图 3 所示, 能够从接收信号中分离本小区的信号。也就是说, 在小区#1, 通过只提取循环移位号 $m=1$ 和 2 的检测窗口, 从接收信号中分离本小区的信号。另外, 在从各个终端发送的参照信号, 通过同一发送频带在同一时间被发送时, 如果各个参照信号设定有不同的循环移位号(m), 则能够分离各个信号。

关于 ZC 序列已知如下的情况, 即, 如上所述, 虽然在序列号不同的 ZC 序列之间, 准正交关系成立, 但在序列长度不同的 ZC 序列中, 存在互相关

较高的序列号的组合。例如，序列号(u)与序列长度(N)的比(u/N)较近的序列之间的互相关较高。如果在相邻小区之间利用处于这种关系的序列，则有可能在本小区的检测范围内发生较大的干扰峰，使得基站无法区别是从哪个小区内的终端发送的参照信号，信道估计结果中产生差错。因此，在非专利文献 3 和非专利文献 4 中，以减轻来自相邻小区的干扰为目的，如图 4 所示，提出了将互相关较高的序列分配给同一小区的分组方法(方法 2)。将该互相关较高的序列号作为组分配给同一小区，从而能够避免在相邻小区之间利用互相关较高的序列号。

[非专利文献 1] Motorola、R1-062610、“Uplink Reference Signal Multiplexing Structures for E-UTRA”、3GPP TSG RAN WG1Meeting #46bis、Soul, Korea, Oct.9-13、2006

[非专利文献 2] Panasonic、R1-063183、“Narrow band uplink reference signal sequences and allocation for E-UTRA”、3GPP TSG RAN WG1Meeting #47、Riga,Latcia、November.6-10、2006

[非专利文献 3] Huawei、R1-063356、“Sequence Assignment for Uplink Reference Signal”、3GPP TSG RAN WG1Meeting #47、Riga. Latvia, Nov.6-10、2006

[非专利文献 4] LGE、R1-070911、“Binding method for UL RS sequence with different lengths”、3GPP TSG RAN WG1Meeting #48、St. Louis, USA, Feb.12-16、2007

发明内容

本发明要解决的问题

然而，如果同时适用上述的方法 1 和方法 2，则在确立了同步的小区之间产生干扰。在确立了同步的小区中，利用相同序列号的不同循环移位序列，另一方面对同一小区内的 ZC 序列的各个带宽，分配互相关较高的序列号(参照图 5)。此时，在预先设定的循环移位序列的检测窗口(期望波峰的检测窗口)内发生从相邻小区到来的干扰波的相关峰(干扰波峰)的可能性较低，如果该干扰波峰进入被分配给本小区的循环移位序列的检测窗口内，则基站中的信道估计精度会极大地劣化(参照图 6)。

其理由可以举出，使用因各个小区和各个发送带宽而不同的基准点，分

配循环移位序列。也就是说，只将分配给每个小区的 RB 发送频带的带宽(RB 数)作为基准，生成循环移位序列。因此，在相邻小区的 RB 发送频带不同的情况下，在相关运算时，序列间的相对关系崩解，在期望波峰的检测窗口内发生干扰波峰。在期望波峰的检测窗口内发生干扰波峰时，无法分离期望波和干扰波的延迟分布，使得信道估计精度劣化。

这里，RB 发送频带是指在某一时间点，分配给发送站的用于发送 ZC 序列数据的频带，RB(Resource Block: 资源块)是指由一个或一个以上的副载波构成的、频域的频带分配单位。

另外，在小区之间对相同带宽的 RB 发送频带，分配不同的循环移位 ZC 序列时，在该循环移位 ZC 序列之间也发生同样的问题。也就是说，在与预先在时域设定的移位量不同位置上，发生干扰波的相关值峰，使得期望波的信道估计精度劣化。

本发明的目的是提供无线通信终端装置、无线通信基站装置和无线通信方法，能够防止干扰波峰进入被分配给本小区的循环移位序列的检测窗口，从而提高基站中的信道估计精度。

解决问题的方案

本发明的无线通信终端装置采用的结构包括：附加单元，以预先设定的频率为基准点，将相当于所述基准点与从本装置发送的参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转或循环移位，附加给 Zadoff-Chu 序列；以及发送单元，将附加了相位旋转或循环移位的所述 Zadoff-Chu 序列作为参照信号进行发送。

本发明的无线通信基站装置采用的结构包括：除法单元，使用附加了相位旋转或循环移位的 Zadoff-Chu 序列，对接收信号所包含的参照信号进行除法运算，从而计算相关值，所述相位旋转或循环移位相当于，以预先设定的频率为基准点，所述基准点与分配给无线通信终端装置的参照信号的发送频带之间的频率差 δ ；以及提取单元，在计算出的相关值中，提取期望的序列的相关值所存在的区间的相关值。

本发明的无线通信方法包括：附加步骤，以预先设定的频率为基准点，将相当于所述基准点与从无线通信终端装置发送的参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转或循环移位，附加给 Zadoff-Chu 序列；发送步骤，将附加了相位旋转或循环移位的所述 Zadoff-Chu 序列作为参照信号从无线通信

终端装置进行发送；除法步骤，使用所述 Zadoff-Chu 序列，对接收信号所包含的参照信号进行除法运算，从而计算相关值；以及提取步骤，在计算出的相关值中，提取期望的序列的相关值所存在的区间的相关值。

本发明的有益效果

根据本发明，能够防止干扰波峰进入被分配给本小区的循环移位序列的检测窗口，从而提高基站中的信道估计精度。

附图说明

图 1 是表示可以用作参照信号的 ZC 序列的图。

图 2 是表示将同一序列号的不同循环移位序列进行分配的情况的图。

图 3 是表示与循环移位号对应的检测范围以及从接收信号中分离本小区的信号的情况的图。

图 4 是表示非专利文献 3 和非专利文献 4 中所记载的序列的分组方法的图。

图 5 是用于说明在确立了同步的小区中，分配互相关较高的序列号的方法的图。

图 6 是表示在分配给本小区的循环移位序列的检测窗口内，发生干扰波峰的情况的图。

图 7 是表示本发明实施方式 1 和 6 的终端的结构方框图。

图 8 是表示距基准点 δ 副载波的、ZC 序列的发送频带的图。

图 9 是表示本发明实施方式 1 和 6 的基站的结构方框图。

图 10 是表示从小区#1 发送期望波、从小区#2 发送干扰波的情况的图。

图 11 是表示使干扰波峰发生在期望波的检测窗口之外的情况的图。

图 12 是表示期望波和干扰波的分配位置的图。

图 13 是表示图 7 所示的参照信号生成单元的另外的内部结构的方框图。

图 14 是表示本发明实施方式 2 和 7 的终端的结构方框图。

图 15 是表示图 14 所示的参照信号生成单元的另外的内部结构的方框图。

图 16 是表示本发明实施方式 3 和 8 的终端的结构方框图。

图 17 是表示本发明实施方式 4 和 9 的终端的结构方框图。

图 18 是循环扩展的说明图。

图 19 是实施方式 1 的包括循环扩展单元和截短处理单元的方框图。

图 20 是实施方式 1 的包括循环扩展单元和截短处理单元的方框图。

图 21 是截短处理的说明图。

图 22 是实施方式 2 的包括循环扩展单元和截短处理单元的方框图。

图 23 是实施方式 3 的包括循环扩展单元和截短处理单元的方框图。

图 24 是实施方式 3 的包括循环扩展单元和截短处理单元的方框图。

图 25 是实施方式 4 的包括循环扩展单元和截短处理单元的方框图。

图 26 是表示在各个小区使用不同的循环移位序列时,在相邻小区之间通过不同的发送频带发送 ZC 序列的情况的图。

图 27 是表示在确立了帧同步的所有小区及各个发送带宽中设定的同一基准点的图。

图 28A 是表示实施方式 3 中的循环扩展的图。

图 28B 是表示实施方式 3 中的循环扩展的图。

图 29A 是表示实施方式 3 中的截短处理的图。

图 29B 是表示实施方式 3 中的截短处理的图。

图 30 是表示所发送的 ZC 序列的系数与副载波之间的关系的图。

具体实施方式

以下,参照附图详细地说明本发明的实施方式。

(实施方式 1)

使用图 7 说明本发明实施方式 1 的终端 100 的结构。RF 接收单元 102 对通过天线 101 接收到的信号进行下变频、A/D 变换等接收处理,并将进行了接收处理的信号输出到解调单元 103。解调单元 103 对从 RF 接收单元 102 输出的信号进行均衡处理和解调处理,并将进行了这些处理的信号输出到解码单元 104。解码单元 104 对从解调单元 103 输出的信号进行解码处理,从而提取数据信号和控制信息。另外,提取出的控制信息中的 RB(资源块)分配信息被输出到参照信号生成单元 108 的相位旋转附加单元 110 和映射单元 111。

编码单元 105 对发送数据进行编码,将编码数据输出到调制单元 106。调制单元 106 对从编码单元 105 输出的编码数据进行调制,并将调制信号输出到 RB 分配单元 107。RB 分配单元 107 将从调制单元 106 输出的调制信号分配给 RB,并将分配给 RB 的调制信号输出到复用单元 114。

参照信号生成单元 108 具备 DFT 单元 109、相位旋转附加单元 110、映射单元 111、IFFT 单元 112 以及循环移位单元 113，基于从解码单元 104 输出的 RB 分配信息，从 ZC 序列生成参照信号，并将生成的参照信号输出到复用单元 114。以下说明参照信号生成单元 108 的内部结构。

DFT 单元 109 对从用于生成 ZC 序列的 ZC 序列生成单元(未图示)输出的 ZC 序列，进行 DFT(Discrete Fourier Transformation: 离散傅立叶变换)处理，从时域的信号变换为频域的信号，并将变换为频域的 ZC 序列输出到相位旋转附加单元 110。这里，未图示的 ZC 序列生成单元使用解码单元 104 所提取出的控制信息中的 RB 分配信息来确定发送带宽，并确定与发送带宽对应的 ZC 序列长度 N。另外，使用解码单元 104 所提取出的控制信息中的、表示被分配给所属小区的序列号的信息，确定序列号。ZC 序列生成单元利用这些序列长度和序列号来生成 ZC 序列，并将其输出到 DFT 单元 109。

另外，ZC 序列的傅立叶变换对存在被映射到 ZC 序列的关系，因此在以下的说明中，使用直接在频域生成的 ZC 序列来进行说明。也就是说，从 DFT 单元 109 输出的不包含循环移位的 ZC 序列可以用式(3)表示，若是在 DFT 单元 109 的前级存在循环移位单元 113 的结构，则从 DFT 单元 109 输出的信号为式(4)的信号。

相位旋转附加单元 110 将相位旋转附加给从 DFT 单元 109 输出的 ZC 序列，并将附加了相位旋转的 ZC 序列输出到映射单元 111，所述相位旋转相当于，以在系统频带内适宜设定的频率为基准点时、基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 。

另外，作为基准点的频率可以读成副载波，并且，作为基准点的频率，使用在多个小区之间共用的值。

映射单元 111 基于从解码单元 104 输出的 RB 分配信息，将从相位旋转附加单元 110 输出的 ZC 序列映射到对应于终端 100 的发送频带的频带，并将映射后的 ZC 序列输出到 IFFT 单元 112。IFFT 单元 112 对从映射单元 111 输出的 ZC 序列进行 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform: 快速傅立叶逆变换)处理，并将经过 IFFT 处理的 ZC 序列输出到循环移位单元 113。

循环移位单元 113 对从 IFFT 单元 112 输出的 ZC 序列，进行规定的移位量的循环移位，将循环移位后的 ZC 序列作为参照信号输出到复用单元 114。例如，使用由基站通知的控制信息来确定移位量。

复用单元 114 将从 RB 分配单元 107 输出的发送数据(调制信号)与从循环移位单元 113 输出的 ZC 序列(参照信号)进行时分复用,并将复用信号输出到 RF 发送单元 115。另外,复用单元 114 中的复用方法不限于时分复用,也可以是频分复用、码分复用或者复数空间上的 IQ 复用。

RF 发送单元 115 对从复用单元 114 输出的复用信号进行 D/A 变换、上变频、放大等发送处理,将进行了发送处理的信号从天线 101 无线发送。

这里,说明在参照信号生成单元 108 中对 ZC 序列附加相位旋转的理由。首先,如图 8 所示,将 ZC 序列的发送频带假设为距基准点 δ 副载波的位置时,在频域可以用下式(5)表示考虑到基准点的 ZC 序列。

$$F_{u,m}(k+\delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\} \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{\delta(\delta+1)}{2} + q\delta\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}\delta\right\} \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}(k\delta)\right\} \quad \dots\text{式(5)}$$

在上式(5)中, N 为序列长度(质数), k 为副载波号($k=0, 1, 2, \dots, N-1$)。另外,在上式(5)中,右边第一项表示未考虑发送频带的 ZC 序列(用式(4)表示的 $F_{u,m}(k)$),与初始设定的循环移位量对应地决定峰位置。另外,第二项为不取决于副载波 k 的常数项,不是使峰位置移动的因素。进而,第三项为取决于发送频带的相位旋转的项,由于该第三项,即使在利用于相关运算的本小区的 ZC 序列的元素和相邻小区的 ZC 序列的元素被分配到不同频带的情况下,也能够将这些 ZC 序列保持为相同的关系。另外,第三项的相位旋转项取决于本终端的发送频带、序列号、序列长度,不取决于其他终端的发送频带等。也就是说,终端只要发送上式(5)中的右边的第一项和第三项即可。例如,如下式(6),对第一项附加第三项的相位旋转来进行发送。

$$F_{u,m}(k) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}(k\delta)\right\} \quad \dots\text{式(6)}$$

另外,也可以附加上式(5)的右边的常数项(第二项)来进行发送。另外,要附加的常数项无需限定为上述的常数项。另外,也可以利用相当于基准点与从终端 100 发送的参照信号的发送频带之间的频率差的 δ ,将 $k+\delta$ 代入式(4)的左边的 k 来进行发送。

另外,上式(5)中的第三项的相位旋转项取决于本终端的发送频带、序列号、序列长度,不取决于其他终端的发送频带等。

接着,使用图 9 说明本发明实施方式 1 的基站 150 的结构。编码单元 151

对发送数据和控制信号进行编码，将编码数据输出到调制单元 152。调制单元 152 对编码数据进行调制，将调制信号输出到 RF 发送单元 153。RF 发送单元 153 对调制信号进行 D/A 变换、上变频、放大等发送处理，将进行了发送处理的信号从天线 154 无线发送。

RF 接收单元 155 对通过天线 154 接收到的信号进行下变频、A/D 变换等接收处理，并将进行了接收处理的信号输出到分离单元 156。

分离单元 156 将从 RF 接收单元 155 输出的信号分离为参照信号、以及数据信号和控制信号，将分离出的参照信号输出到 DFT 单元 157，将数据信号和控制信号输出到 DFT 单元 164。

DFT 单元 157 对从分离单元 156 输出的参照信号进行 DFT 处理，将其从时域的信号变换为频域的信号，并将变换为频域的参照信号输出到传播路径估计单元 158 的解映射单元 159。

传播路径估计单元 158 具备：解映射单元 159、除法单元 160、IFFT 单元 161、屏蔽处理单元 162 以及 DFT 单元 163，基于从 DFT 单元 157 输出的参照信号，估计传播路径。以下，具体地说明传播路径估计单元 158 的内部结构。

解映射单元 159 从 DFT 单元 157 所输出的信号中，提取与各个终端的发送频带对应的部分，将提取出的各个信号输出到除法单元 160。

除法单元 160 使用附加了相当于基准点与发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转的 ZC 序列，对从解映射单元 159 输出的信号进行除法运算，并将除法结果(相关值)输出到 IFFT 单元 161。也就是说，在终端 100 中发送了式(5)所示的 ZC 序列时，作为在除法单元 160 中使用的 ZC 序列，使用式(5)的 ZC 序列，在终端 100 中发送了式(6)所示的 ZC 序列时，使用式(6)的 ZC 序列。另外，因为使用与发送时相同的 ZC 序列来进行除法运算，所以无论在使用附加了常数项的式(5)的 ZC 序列时，还是使用未附加常数项的式(6)的 ZC 序列时，都能够正确地进行期望波的复数分布的检测(信道估计)。

IFFT 单元 161 对从除法单元 160 输出的信号进行 IFFT 处理，并将进行了 IFFT 处理的信号输出到屏蔽处理单元 162。

屏蔽处理单元 162 作为提取手段，对从 IFFT 单元 161 输出的信号进行屏蔽处理，从而提取期望的序列的相关值所存在的区间(检测窗口)的相关值，将提取出的相关值输出到 DFT 单元 163。

DFT 单元 163 对从屏蔽处理单元 162 输出的相关值进行 DFT 处理, 并将进行了 DFT 处理的相关值输出到频域均衡单元 166。另外, 从 DFT 单元 163 输出的信号表示传播路径的频率响应。

DFT 单元 164 对从分离单元 156 输出的数据信号和控制信号进行 DFT 处理, 将其从时域的信号变换为频域的信号, 并将变换为频域的数据信号和控制信号输出到解映射单元 165。

解映射单元 165 从 DFT 单元 164 所输出的信号中, 提取与各个终端的发送频带对应的部分的数据信号和控制信号, 并将提取出的各个信号输出到频域均衡单元 166。

频域均衡单元 166 使用从传播路径估计单元 158 内的 DFT 单元 163 输出的信号(传播路径的频率响应), 对从解映射单元 165 输出的数据信号和控制信号进行均衡处理, 并将进行了均衡处理的信号输出到 IFFT 单元 167。

IFFT 单元 167 对从频域均衡单元 166 输出的数据信号和控制信号进行 IFFT 处理, 并将进行了 IFFT 处理的信号输出到解调单元 168。解调单元 168 对经过了 IFFT 处理的信号进行解调处理, 并将进行了解调处理的信号输出到解码单元 169。解码单元 169 对经过了解调处理的信号进行解码处理, 从而提取接收数据。

这里, 使用算式说明传播路径估计单元 158 中的除法单元 160。例如, 如图 10 所示, 假设从小区#1 发送期望波(式(6)中利用了 u_1 、 N_1 的 ZC 序列), 从小区#2 发送干扰波(式(6)中利用了 u_2 、 N_2 的 ZC 序列), 这些波被合成而由基站接收的情况。此时, 在除法单元 160 中, 用期望波的 ZC 序列(u_1 , N_1)对干扰波的 ZC 序列(u_2 , N_2)进行除法处理时, 在为互相关较高的组合的情况下, 也就是说, 在满足 $u_1/N_1 \approx u_2/N_2 \approx u/N$ 的关系的情况下, 可以用下式(7)表示除法单元 160 中的干扰波的频率响应。

$$\frac{F_{u_2, m_2, N_2}(k - (\delta_2 - \delta_1)) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u_2}{N_2}((k - (\delta_2 - \delta_1))\delta_2)\right\}}{F_{u_1, m_1, N_1}(k) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u_1}{N_1}(k\delta_1)\right\}} = \exp\left\{\pm j \frac{2\pi \Delta(m_2 - m_1)}{N} k\right\} \times Const$$

$$k = J, J+1, \dots, N-1, J = \delta_2 - \delta_1 \quad \dots \text{式(7)}$$

在上式(7)中, 右边第二项的 Const 不是取决于副载波 k 的项, 因此与干扰波峰的位置没有关系, 但根据右边第一项, 能够使干扰波峰发生在时域中距离期望波峰 $(m_2 - m_1)\Delta$ 样本的位置上。由此, 如图 11 所示, 能够使干扰波

峰发生在期望波的检测窗口之外，并分离本小区的信号，从而能够提高信道估计精度。

以下，详细地说明根据本实施方式的 ZC 序列生成方法，能够将期望波和干扰波的相关峰的位置维持为具有规定的循环移位量的关系而与发送频带无关。

在以往的方式中，例如，假设通过图 12 所示的 RB 发送频带，从小区#1 发送期望波(系列号 u_1 、序列长度 N_1 、循环移位号 m_1)，从小区#2 发送干扰波(序列号 u_2 、序列长度 N_2 、循环移位号 m_2)，并在小区#1 接收小区#2 的 ZC 序列的情况。这里，与发送频带无关地，在各个小区中生成式(4)所示的 ZC 序列。

此时，用小区#1 的 ZC 序列的第 13 频谱值，除小区#2 的 ZC 序列的开头的频谱值。另外，这些序号为互相关较高的组合的情况下，也就是说，在满足 $u_1/N_1 \approx u_2/N_2 \approx u/N$ 的关系的情况下，小区#2 的 ZC 序列的相关值峰发生在与预先在时域设定的循环移位量不同的位置上。用算式表示上述情况，则为下式(8)。其中，Const 表示常数项。

$$\frac{F_{u_2, m_2, N_2}(k - (\delta_2 - \delta_1))}{F_{u_1, m_1, N_1}(k)} = \exp\left\{\pm j \frac{2\pi\Delta(m_2 - m_1)}{N} k\right\} \times \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N} (\delta_2 - \delta_1) k\right\} \times Const$$

$$k = J, J+1, \dots, N-1, J = \delta_2 - \delta_1 \quad \dots \text{式(8)}$$

其中，第一项和第二项是取决于副载波 k 的项，在频域对每个副载波附加成比例的相位旋转。频域中的相位旋转相当于时域中的循环移位，这些项是对相关值的峰位置造成影响的项。另一方面，第三项是不取决于副载波 k 的项，是不对相关值的峰位置造成影响的项。

另外，第一项是取决于循环移位号 m_2 和 m_1 的项，根据在各个小区被提供的循环移位号，能够决定相关值的峰位置。然而，第二项是取决于 RB 发送频带的项，在小区之间 RB 发送频带相同时，因为 $\delta_2 - \delta_1 = 0$ ，不对相关值的峰位置造成影响，但在 RB 发送频带不同时，则 $\delta_2 - \delta_1 \neq 0$ 。此时，第二项成为 $1+j0$ 以外的值的情况下，期望波与干扰波的峰位置的关系变乱，干扰波有可能发生在期望波的检测窗口内。在期望波峰的检测窗口内发生干扰波峰时，无法分离期望波和干扰波的延迟分布，使得信道估计精度劣化。

这样，在以往的方式中，仅基于发送带宽(RB 数)生成并发送 ZC 序列和循环移位序列。因此，利用于相关运算的本小区的 ZC 序列的元素和相邻小

区的 ZC 序列的元素被分配到不同频带时,不能保持这些 ZC 序列的相对的关系。

在使用上式(5)所示的循环移位 ZC 序列生成方法时,与以往的方式的说明一样,例如假设通过图 12 所示的 RB 发送频带,从小区#1 发送期望波(序列号 u_1 、序列长度 N_1 、循环移位号 m_1),从小区#2 发送干扰波(序列号 u_2 、序列长度 N_2 、循环移位号 m_2),并在小区#1 接收小区#2 的 ZC 序列的情况。用算式表示上述情况,则为下式(9)。其中,Const 表示常数项。

$$\frac{F_{u_2, m_2, N_2}(k + \delta_2 - (\delta_2 - \delta_1))}{F_{u_1, m_1, N_1}(k + \delta_1)} = \exp \left\{ \pm j \frac{2\pi\Delta(m_2 - m_1)}{N} k \right\} \times Const$$

$$k = J, J+1, \dots, N-1, J = \delta_2 - \delta_1 \quad \dots \text{式(9)}$$

其中,第一项是取决于副载波 k 的项,是频域中每个副载波的相位旋转的项。频域中的相位旋转相当于时域中的循环移位,该项是对相关值的峰位置造成影响的项。另外,第一项是取决于循环移位号 m_2 和 m_1 的项,是取决于在各个小区被提供的循环移位号的项。另一方面,第二项是不取决于副载波 k 的项,是不对相关值的峰位置造成影响的项。

在使用上式(5)所示的循环移位 ZC 序列生成方法时,根据式(9),不产生以往方式中的式(8)的第二项,也就是取决于 RB 发送频带 δ_1 和 δ_2 的项,因此能够使干扰波峰和期望波峰的位置的关系仅取决于循环移位号 m_1 和 m_2 。因此能够使干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口的外侧,能够分离期望波和干扰波的延迟分布,从而能够改善信道估计精度。另外,在使用式(6)所示的循环移位 ZC 序列生成方法时,则变成式(7)。

这样,除了基于发送带宽(RB 数)以外,还基于发送频带即频率(副载波)位置,生成并发送 ZC 序列和循环移位 ZC 序列。因此,即使在利用于相关运算的本小区的 ZC 序列的元素和相邻小区的 ZC 序列的元素被分配到不同频带时,也能够保持这些 ZC 序列的相对的关系。

这样,根据实施方式 1,通过设定作为基准的频率并以该频率为基准点,在频域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列,从而能够在接收端,使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外,并分离本小区的信号,因此能够提高信道估计精度。换言之,各个终端根据发送频带和发送带宽,使用 ZC 序列生成并发送参照信号,基站使用从各个终端发送的、与发送频带和发送带宽对应的 ZC 序列

来进行除法处理，从而能够使来自相邻小区的干扰波峰与期望波峰分别出现在不同的检测窗口内。

另外，本实施方式中，说明了终端 100 中的参照信号生成单元 108 的结构是如图 7 所示的结构，但也可以是如图 13A 和图 13B 所示的结构。图 13A 所示的相位旋转单元将与初始设定的循环移位序列对应的相位旋转量分配给各个副载波。也就是说，在时域不进行用于生成被分配的循环移位序列的循环移位，而在频域进行与循环移位量对应的相位旋转量的相位旋转。另外，也可以不采用分别设置相位旋转附加单元和相位旋转单元而分别进行相位旋转的结构。例如，也可以采用如下的结构：在一个相位旋转单元中，将对应于循环移位量的相位旋转量和相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转量进行合并，并在频域进行相位旋转。另外，也可以使相位旋转附加单元和相位旋转单元的顺序颠倒。另外，如图 13B 所示，也可以采用在变换为频域之前，以规定的循环移位量对 ZC 序列进行循环移位的结构。通过这些结构也能够使干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外。

另外，说明了上述基站和终端采用在时域生成 ZC 序列的结构的情况，但并不限于此，可以在频域生成 ZC 序列。也就是说，可以采用如下的结构：ZC 序列生成单元生成频域中的 ZC 序列，并对生成的频域中的 ZC 序列，相位旋转单元进行相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转。另外，不限于这些结构。

进而，本发明不限于上述的基站的结构，只要是能够适用本发明的结构即可。例如，在除法单元 160 中，可以使用附加相位旋转之前的 ZC 序列(式(3))来进行除法运算处理，而不使用附加了相当于基准点与发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转的 ZC 序列(式(5)或式(6))。此时，存在期望序列的相关值的区间(检测窗口的范围)，除了因循环移位量 $m\Delta$ 而不同之外，还因对应于发送频带的相位旋转量而不同，因此通过采用在屏蔽处理单元 162 中考虑与循环移位量 $m\Delta$ 和发送频带对应的相位旋转量，提取期望序列的相关值所存在的区间(检测窗口)的相关值的结构，能够进行与上述基站的结构等效的处理。

(实施方式 2)

在实施方式 1 中，说明了对确立了帧同步的所有的小区 and 各个终端的发送带宽，设定基准点，并在频域，将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列的情况，但本发明实施方式 2 中，

说明在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列的情况。另外，本发明实施方式 2 的基站的结构与实施方式 1 的图 9 所示的结构相同，因此省略其详细说明。

使用图 14 说明本发明实施方式 2 的终端 200 的结构。图 14 与图 7 的区别在于，删除了相位旋转附加单元 110，而追加了循环移位附加单元 201。

循环移位附加单元 201 将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列，并将附加了循环移位的 ZC 序列输出到 DFT 单元 109。以下，用算式说明循环移位附加单元 201 的处理。

首先，一般而言，可以用下式(10)表示时域中的循环移位 ZC 序列、即 ZC-ZCZ 序列。

$$f_{r,m}(k,0) = \exp\left\{\frac{-2\pi r}{N} \left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(10)

式(10)中，N 表示序列长度，r 表示时域的 ZC 序列号，N 与 r 彼此互质。另外，m 表示循环移位号， Δ 表示循环移位量。

这里，上述的 $f(k, X)$ 的 X 表示，作为基准点的频率(副载波)与 ZC 序列的发送频带的频率差、即 δ 副载波，但式(10)中以发送频带为基准点，因此将频率差表示为 $\delta=0$ 。

如果将式(6)变换为时域，则可以用下式(11)表示。其中，Const 表示常数项。

$$f_{r,m}(k,\delta) = \exp\left\{\frac{-2\pi r}{N} \left(\frac{(k \pm m\Delta - u\delta)(k \pm m\Delta - u\delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times Const$$

N 为奇数时, $k = 0, 1, \dots, N-1$
...式(11)

另外，根据式(12)的傅立叶变换对的关系可以导出，“在频域，附加相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转”等同于“在时域，将相当于频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列”。

$$\begin{aligned} X(n)\exp(-j2\pi n\Delta/N) &= \text{DFT}\{x(k-\Delta)\}, & \text{DFT}[\cdot]: & \text{离散傅立叶变换} \\ x(k-\Delta) &= \text{IDFT}\{X(n)\exp(-j2\pi n\Delta/N)\} & \text{IDFT}[\cdot]: & \text{离散傅立叶逆变换} \end{aligned}$$

...式(12)

式(11)相当于，在时域中将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给式(10)的 ZC 序列而得到的序列。因此，循环移位

附加单元 201 在时域中将循环移位($-u\delta$)附加给式(10)的 ZC 序列。

这样, 根据实施方式 2, 通过在时域中将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列, 从而能够在接收端, 使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外, 并分离本小区的信号, 因此能够提高信道估计精度。

另外, 本实施方式中, 说明了终端 200 中的参照信号生成单元 108 的结构是如图 14 所示的结构, 但也可以是如图 15A~图 15C 所示的结构。图 15A 的结构是, 将循环移位附加单元和循环移位单元配置在 DFT 单元的前级, 并在循环移位附加单元中, 在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列的结构。另外, 也可以不采用分别设置循环移位附加单元和循环移位单元而分别进行循环移位的结构。例如, 也可以采用如下的结构: 在一个循环移位单元中, 将对应于循环移位量的循环移位量和相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位量进行合并, 并在时域进行循环移位。

另外, 还可以采用: 如图 15B 所示, 将循环移位单元和循环移位附加单元配置在 IFFT 单元的后级的结构; 以及, 如图 15C 所示, 将循环移位单元配置在 DFT 单元的前级, 并将循环移位附加单元配置在 IFFT 单元的后级的结构。另外, 还可以采用: 将循环移位附加单元配置在 DFT 单元的前级, 并将循环移位单元配置在 IFFT 单元的后级的结构。另外, 将循环移位附加单元配置在 IFFT 单元的后级时, 将相当于频率差 δ 的循环移位量变更为对应于过采样的循环移位量而在时域附加给输入信号。另外, 在上述结构中, 可以使循环移位附加单元和循环移位单元的顺序颠倒。通过这些结构也能够使干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外。

(实施方式 3)

本发明实施方式 3 中, 说明在频域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列的情况。另外, 本发明实施方式 3 的基站的结构与实施方式 1 的图 9 所示的结构相同, 因此省略其详细说明。

使用图 16 说明本发明实施方式 3 的终端 300 的结构。图 16 与图 7 的区别在于, 将相位旋转附加单元 110 变更为循环移位附加单元 301。

循环移位附加单元 301 将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频

率差 δ 的循环移位附加给从 DFT 单元 109 输出的 ZC 序列，并将附加了循环移位的 ZC 序列输出到映射单元 111。

这里，对上式(4)进行变换，则导出下式(13)。

$$F_{u,m}(k+\delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{(k+\delta)(k+\delta+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\} \times Const \quad \dots式(13)$$

上式(13)相当于，在频域将相当于频率差 δ 的循环移位量附加给上式(4)所示的 ZC 序列而得到的序列。也就是说，发送将相当于频率差 δ 的循环移位量附加给上式(4)而得到的序列即可。另外，循环移位附加单元 301 在频域中将循环移位(δ)附加给 ZC 序列。

另外，由式(5)和式(13)明确可知，“在频域附加相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转”等同于“在频域附加相当于频率差 δ 的循环移位”。也就是说，在式(13)中，以循环移位的形式表示式(5)的相位旋转项，由此可知这是等价变换。另外，进行了循环移位以在将期望波和干扰波通过不同的 RB 发送频带发送时，在频域它们的 ZC 序列的 k 索引相对应。例如，在期望波为从 k=7 开始的 ZC 序列时，也使干扰波为从 k=7 开始的 ZC 序列。

如图 10 所示，假设从小区#1 发送期望波(式(8)中利用了序列号 u1、序列长度 N1、循环移位号 m1 的 ZC 序列)，从小区#2 发送干扰波(式(8)中利用了序列号 u2、序列长度 N2、循环移位号 m2 的 ZC 序列)，这些波被合成而由基站接收的情况。此时，在除法单元 160 中，用期望波的 ZC 序列(u1,N1,m1)对干扰波的 ZC 序列(u2, N2,m2)进行除法处理时，在为互相关较高的组合的情况下，也就是说，在满足 $u1/N1 \approx u2/N2 \approx u/N$ 的关系的情况下，可以用下式(14)表示除法单元 160 中的干扰波的频率响应。

$$\frac{F_{u2,m2,N2}(k+\delta2-(\delta2-\delta1))}{F_{u1,m1,N1}(k+\delta1)} = \exp\left\{\pm j \frac{2\pi\Delta(m2-m1)}{N}k\right\} \times Const \quad k = J, J+1, \dots, N-1, J = \delta2-\delta1 \quad \dots式(14)$$

其中， $F(k+\delta1)$ 和 $F(k+\delta2)$ 是，对 $F(k)$ 附加 $\delta1$ 、 $\delta2$ 的循环移位而得到的。另外， $(\delta2-\delta1)$ 表示 RB 发送频带的差。在上式(14)中，右边第二项不是取决于副载波 k 的项，所以不对干扰波峰的位置造成影响。所以，干扰波峰的位置只取决于右边第一项，因此能够使干扰波峰发生在时域中距离期望波峰

$(m_2-m_1)\Delta$ 样本的位置上。

因此，如图 11 所示，能够使干扰波峰发生在期望波的检测窗口之外，并分离本小区的信号，从而能够提高信道估计精度。

这样，根据实施方式 3，通过在频域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列，能够在接收端，使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外，并分离本小区的信号，因此能够提高信道估计精度。

另外，图 16 所示的参照信号生成单元 108 也可以采用将图 13 所示的相位旋转附加单元变更为循环移位附加单元的结构。循环移位附加单元中的动作与上述相同。

(实施方式 4)

本发明实施方式 4 中，说明在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列的情况。另外，本发明实施方式 4 的基站的结构与实施方式 2 的图 9 所示的结构相同，因此省略其详细说明。

使用图 17 说明本发明实施方式 4 的终端 400 的结构。图 17 与图 14 的区别在于，将循环移位附加单元 201 变更为相位旋转附加单元 401。

相位旋转附加单元 401 将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列，并将附加了相位旋转的 ZC 序列输出到 DFT 单元 109。

这里，对实施方式 3 中提出的式(13)进行变换，则导出下式(15)。

$$f_{r,m}(k, \delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N} \left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N} (-ku\delta)\right\} \times Const$$

式(15)

上式(15)表示，在时域将相当于频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列而得到的序列。因此，相位旋转附加单元 401 在时域将相当于频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列。也就是说，如以下的式(16)，对上式(5)的 ZC 序列在时域附加相位旋转，并将其发送。

$$f_{r,m}(k, 0) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N} (-ku\delta)\right\}$$

...式(16)

另外，根据式(12)的傅立叶变换对的关系可以导出，“在频域附加相当于

基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位”等同于“在时域将相当于频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列”。总之，信道估计结果与式(14)相同。

这样，根据实施方式 4，通过在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列，能够在接收端，使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外，并分离本小区的信号，因此能够提高信道估计精度。

另外，ZC 序列的傅立叶变换对的序列号 r 和 u 之间，成立 $(r \times u) \bmod N = N - 1 = -1 \pmod{N}$ ， $r, u = 1, 2, \dots, N-1$ ，因此可以将式(16)表示为下式(17)。

$$f_{r,m}(k,0) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi}{N}(k\delta)\right\} \quad \dots \text{式(17)}$$

另外，图 17 所示的参照信号生成单元 108 也可以采用将图 15 所示的循环移位附加单元变更为相位旋转附加单元的结构。相位旋转附加单元中的动作与上述相同。图 15A 的结构是，将相位旋转附加单元和循环移位单元配置在 DFT 单元的前级，并在相位旋转附加单元中，在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列的结构。

另外，还可以采用：如图 15B 所示，将循环移位单元和相位旋转附加单元配置在 IFFT 单元的后级的结构；以及，如图 15C 所示，将循环移位单元配置在 DFT 单元的前级，并将相位旋转附加单元配置在 IFFT 单元的后级的结构。另外，还可以采用：将相位旋转附加单元配置在 DFT 单元的前级，并将循环移位单元配置在 IFFT 单元的后级的结构。另外，将相位旋转附加单元配置在 IFFT 单元的后级时，将相当于频率差 δ 的相位旋转变更为对应于过采样的相位旋转量而在时域附加给输入信号。另外，在上述结构中，可以使相位旋转附加单元和循环移位单元的顺序颠倒。

(实施方式 5)

在本发明的实施方式 5 中，说明如下的情况：在实施方式 1 中，作为参照信号，利用对 CAZAC 序列进行循环扩展(Cyclic extension)而得到的序列，或者对 CAZAC 序列进行截短(Truncation)处理而得到的序列。以下，使用一种 CAZAC 序列即 ZC 序列进行说明。但是，实施方式 5 的终端和基站的结构，除了参照信号生成单元 108 以外与实施方式 1 的图 7 和图 9 所示的结构相同，

因此借用图 7 和图 9。

通常，为了使序列长度 N 为质数的 ZC 序列匹配于 RB 发送频带的副载波数，研究下述方法：通过对质数长度的 ZC 序列进行循环扩展，生成 RB 发送频带的副载波数的参照信号。另外研究下述方法：与此同样地，通过将质数长度的 ZC 序列截短，即进行截短处理，生成 RB 发送频带的副载波数的参照信号。以下说明通过各个方法生成的参照信号。

图 18 是表示通过 ZC 序列的频域中的循环扩展而生成的参照信号的图。通过 ZC 序列的循环扩展而生成的参照信号一般采用如下的结构：利用以不超过与 RB 发送频带对应的副载波数的最大的质数为序列长度的 ZC 序列，并重复该 ZC 序列的一部分，以使其与参照信号的发送副载波数匹配。例如，如图 18 所示，在用于发送参照信号的副载波数为 24 的情况下，适用序列长度 $N=23$ 的 ZC 序列。并且，为了使该 ZC 序列匹配于副载波数，将所选择的 ZC 序列的开头的 1 码元附加到末尾，从而生成相当于合计 24 副载波的参照信号。另外，也可以采用将末尾的 1 码元附加到开头的结构。

接着，使用图 19A 说明在使用通过循环扩展而得到的参照信号的情况下的参照信号生成单元 108。参照信号生成单元 108 与实施方式 1 的参照信号生成单元 108 不同的方面在于，追加了循环扩展单元。

循环扩展单元配置在相位旋转附加单元的后级，输入相位旋转附加单元中生成的信号，对该输入信号进行上述的循环扩展处理。例如，RB 发送频带为 24 副载波时，在相位旋转附加单元中，对序列长度 $N=23$ 的 ZC 序列进行式(4)的相位旋转后，将其输出到循环扩展单元。这里， k 为 0、1、...、22 ($=$ 序列长度-1)。在循环扩展单元中，如上所述，对来自相位旋转附加单元的输入信号进行循环扩展处理，将相当于 24 副载波的码元输出到相位旋转单元。

另外，在相位旋转附加单元附加的相位旋转以序列长度为一周，因此，通过对从相位旋转附加单元输出的 ZC 序列进行循环扩展，能够对每个副载波附加连续的相位旋转。例如，假设 RB 发送频带为 24 副载波时，对 ZC 序列的第一样本附加 $2\pi/23(=2\pi k/N)$ 的相位旋转。此时，对第 24 样本，附加 $2\pi*24/23$ ，即 $2\pi/23$ 的相位旋转。也就是等效于使第一样本进行循环扩展。

另外，如图 19B 所示，也可以采用将循环扩展单元配置在 DFT 单元的后级的结构。这是因为，进行循环扩展后在相位旋转附加单元附加相位旋转，也成为与图 19A 相同的 ZC 序列。此时，在循环扩展单元中，对从 DFT 单元

输入的序列进行循环扩展，在相位旋转附加单元中，对从循环扩展单元输入的序列进行式(8)的相位旋转。另外，在相位旋转附加单元中，也包括循环扩展单元中循环扩展所获得的样本进行相位旋转。例如，RB 发送频带为 24 副载波时，与 24 副载波匹配地对序列长度 $N=23$ 的 ZC 序列进行循环扩展，并对该扩展后的信号进行式(8)的相位旋转。这里， k 为 $0、1、\dots、23$ ($=RB$ 发送频带中的副载波数-1)。

另外，如图 20 所示，用于生成 ZC-ZCZ 序列的相位旋转单元可以采用在时域利用循环移位单元的结构。这里，图 20A 和图 20B 是将循环移位单元配置在 IFFT 单元的后级的结构，图 20C 和图 20D 是将循环移位单元配置在 DFT 单元的前级的结构。另外，相位旋转附加单元和循环扩展单元中的处理与图 19 的处理相同。

图 21 是表示对 ZC 序列进行截短处理而生成的参照信号的图。通过对 ZC 序列进行截短处理而生成参照信号时，一般而言，利用以不小于 RB 发送频带中的副载波数的、最小的质数为序列长度的 ZC 序列，并与 RB 发送频带中的副载波数匹配地截断该 ZC 序列的一部分(即截短)。例如，RB 发送频带为 24 副载波时，选择序列长度 $N=29$ 的 ZC 序列。然后，与副载波数匹配地将该 ZC 序列截断 5 码元。另外，对截断的 5 码元而言，可以采用截断开头的 5 码元的结构或者截断开头和末尾的合计 5 码元的结构。

使用图 19A 说明在使用通过截短处理而生成的参照信号的情况下的、参照信号生成单元 108 的结构和动作。但是，假设将图 19A 中的循环扩展单元变更为截短处理单元来进行说明。例如，RB 发送频带为 24 副载波时，在相位旋转附加单元中，对序列长度 $N=29$ 的 ZC 序列附加式(8)的相位旋转后，将其输出到截短处理单元。这里， k 为 $0、1、\dots、28$ ($=$ 序列长度-1)。如上所述，截短单元对来自相位旋转附加单元的输入信号进行截短处理，将相当于 24 副载波的码元输出到相位旋转单元。

另外，如图 19B 所示，也可以采用将截短处理单元(这里，将循环扩展单元变更为截短处理单元)配置在 DFT 单元的后级的结构。这是因为，进行截短处理后在相位旋转附加单元附加相位旋转，也可以成为与图 19A 相同的 ZC 序列。此时，相位旋转附加单元输入经过截短处理的 ZC 序列，对该输入信号进行式(8)的相位旋转。例如，RB 发送频带为 24 副载波时，与 24 副载波匹配地对序列长度 $N=29$ 的 ZC 序列进行截短处理，并对该经过截短处理的信

号进行式(8)的相位旋转。这里， k 为 0、1、...、23 (=RB 发送频带中的副载波数-1)。

另外，如图 20 所示，用于生成 ZC-ZCZ 序列的相位旋转单元可以采用在时域利用循环移位单元的结构。这里，图 20A 和图 20B 是将循环移位单元配置在 IFFT 单元的后级的结构，图 20C 和图 20D 是将循环移位单元配置在 DFT 单元的前级的结构。另外，相位旋转附加单元以及循环扩展单元或截短处理单元中的处理与图 19 所示的结构中的处理相同。

另外，在实施方式 2~4 中也可以同样地适用循环扩展和截短处理。例如，在实施方式 2 中，作为 ZC 序列利用循环扩展或截短处理时，将循环扩展单元或截短处理单元配置在图 14 或图 15 所示的 DFT 单元的后级。在循环扩展单元或截短处理单元中，与 RB 发送频带的副载波数匹配地对从 DFT 单元输出的信号进行循环扩展或截短处理(参照图 22)。

另外，在实施方式 3 中，作为 ZC 序列利用循环扩展或截短处理时，采用将图 19 或图 20 的相位旋转附加单元变更为循环移位附加单元的结构。这里，循环扩展单元和截短处理单元中的处理与使用图 19 或图 20 说明过的处理相同。也就是说，在图 19A 中，循环扩展单元配置在循环移位附加单元的后级，对循环移位附加单元中生成的信号进行循环扩展。另外，在图 19B 中，循环移位附加单元配置在循环扩展单元的后级，对经过循环扩展的 ZC 序列进行循环移位(参照图 23、图 24)。

另外，在实施方式 4 中，作为 ZC 序列利用循环扩展或截短处理时，将循环扩展单元或截短处理单元配置在图 17 所示的 DFT 单元的后级。另外，在将图 15 所示的循环移位附加单元变更为相位旋转附加单元的结构中，也采用同样的配置。在循环扩展单元或截短处理单元中，与 RB 发送频带的副载波数匹配地对从 DFT 单元输出的信号进行循环扩展或截短处理(参照图 25)。

另外，也可以不是在频域而是在时域进行 ZC 序列的循环扩展和截短处理。此时，除了在与实施方式 1~4 相同的结构中，将循环扩展单元或截短处理单元配置在 DFT 单元 109 的前级以外，其他与实施方式 1~4 相同。

这样，根据实施方式 5，在对 ZC 序列进行循环扩展或截短处理而生成参照信号的序列的情况下，也与实施方式 1~4 同样地，能够在接收端，使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外，并分离本小区的信号，因此能够提高信道估计精度。

另外,将 ZC 序列长度假设为 $N=23$ 或 $N=29$ 进行了说明,但并不限于此。

另外,在上述各个实施方式中,在同一序列长度的 $u1/N1=u2/N2$ 时,也能够改善信道估计精度。例如,假设在确立了帧同步的多个小区中使用同一序列长度的同一序列号,而且在各个小区中使用不同的循环移位序列的情况,则基站对每个小区分别进行调度而对各个终端分配频率资源,因此,如图 26 所示,在相邻小区之间通过不同的发送频带发送 ZC 序列的可能性较大。其结果,干扰波峰发生在不同的位置,在该峰移动到期望波的检测窗口内时,信道估计精度劣化。在这种情况下,也通过使用上述各个实施方式,使干扰波峰不发生在期望波的检测窗口内,因此能够提高信道估计精度。

另外,也可将带宽限定为一种,并仅在其序列间适用本发明。通过本发明,解决一种带宽的序列间的问题而不是解决多种带宽的序列间的问题时,无需在多种带宽间设置同一基准点,而在一种带宽中设置共用的基准点即可。例如,可以将本发明仅适用于序列长度 $N=23$ 的情况,此时,仅对序列长度 $N=23$ 设置共用的基准点即可。

另外,在上述各个实施方式中,说明了在确立了帧同步的所有小区之间,设定同一基准的情况,但本发明不限于此,也可以在未确立帧同步的小区之间,设定相同的基准。另外,还可以与各个终端所支持的最小发送带宽等无关地,在确立了帧同步的所有小区及各个发送带宽,设定同一基准点。

对该基准点而言,如图 27A 所示,可以将系统发送带宽内的 DC(直流)分量副载波设定为基准点,或者如图 27B 所示,可以将系统发送带宽(例如 20MHz)的最前端的副载波设定为基准点。另外,此时,不支持系统发送带宽(20MHz)的终端也将系统发送带宽(20MHz)的最前端的副载波设定为基准点。

另外,只要在小区之间将同一频率(绝对值)或者副载波设定为基准点,就能够选定任意的频率(副载波)作为基准点。作为基准点的频率(副载波)也可以在系统频带的外侧。

另外,在上述各个实施方式中,说明了将在确立了帧同步的小区之间(例如,属于同一基站的小区)分配同一序列号(u)的不同循环移位序列(m)的方法与将互相关较高的序列分配给同一小区的分组方法结合的情况,但本发明不限于此,也能够适用于确立了帧同步的小区内使用互相关较高的序列号的情况。

另外,在上述各个实施方式中的、相当于基准点与发送频带之间的频率

差 δ 的相位旋转或者循环移位，可以设定作为 ZC 序列中的 qk 的项。具体而言，将在上述实施方式中附加的相位旋转的项作为上式(4)的 qk 的项，用下式(18)表示。

$$F_{u,m}(k) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + k\delta\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(18)

另外，可以在以适当的 qk 生成 ZC 序列后，附加实施方式 1~4 中示出的相位旋转或循环移位，也可以在生成 ZC 序列时，对 qk 附加实施方式 1~4 中示出的相位旋转或循环移位。另外，还可以用下式(19)表示 ZC 序列。

$$F_{u,m}(k) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{(k \pm m)(k \pm m + 1)}{2} + k\delta\right)\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(19)

另外，也可以在下式(20)中使用上式(11)。

$$f_{r,m}(k, \delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + (-u\delta)k\right)\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N$$

...式(20)

如上式，在上述各个实施方式中，终端在参照信号生成单元中，生成可以用 ZC 序列表示的参照信号。生成的参照信号为可以用四个变量表示的 ZC 序列，该四个变量是，根据发送带宽确定的序列长度 N 、分配给各个小区的序列号(频域中的序列号 u 或者时域中的序列号 r)、分配给各个小区的循环移位量 Δm 、以及根据发送频带确定的 δ 。这样，通过使用发送带宽(序列长度)、发送频带(与基准点的频率差)、序列号和循环移位量来生成 ZC 序列，各个终端能够将与其它终端发送的参照信号之间的相对关系保持为一定，因此能够提高基站中的信道估计精度。

另外，有时用下式(21)表示上式(3)。

$$F_{u,m}(k) = \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(21)

此时，可以用下式(22)表示上式(4)。

$$F_{u,m}(k + \delta) = \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\} \times \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{\delta(\delta+1)}{2} + q\delta\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}\delta\right\} \times \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}(k\delta)\right\}$$

...式(22)

也就是说，在实施方式 1 的情况下，对上式(21)附加相位旋转而进行发送。下式(23)表示上述情况。

$$F_{u,m}(k) \times \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}(k\delta)\right\} \quad \dots \text{式(23)}$$

另外，可以用下式(24)和下式(25)表示上式(10)和上式(11)，式(25)表示，对式(24)的 ZC 序列，在时域附加循环移位($-u\delta$)而进行发送的序列。

$$f_{r,m}(k,0) = \exp\left\{j \frac{2\pi r}{N} \left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \quad N \text{ 为奇数时, } k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(24)

$$f_{r,m}(k,\delta) = \exp\left\{j \frac{2\pi r}{N} \left(\frac{(k \pm m\Delta - u\delta)(k \pm m\Delta - u\delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times Const$$

N 为奇数时, $k = 0, 1, \dots, N-1$
...式(25)

另外，可以用下式(26)表示上式(13)，对式(21)的 ZC 序列在频域附加循环移位(δ)而进行发送。

$$F_{u,m}(k+\delta) = \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N} \left(\frac{(k+\delta)(k+\delta+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi \Delta m}{N} k\right\} \times Const \quad \dots \text{式(26)}$$

另外，可以用下式(27)表示上式(15)，如式(28)那样，对上式(24)附加相位旋转而进行发送。

$$f_{r,m}(k,\delta) = \exp\left\{\frac{j2\pi r}{N} \left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times \exp\left\{\frac{j2\pi r}{N}(-ku\delta)\right\} \times Const \quad \dots \text{式(27)}$$

$$f_{r,m}(k,0) \times \exp\left\{\frac{j2\pi r}{N}(-ku\delta)\right\} \quad \dots \text{式(28)}$$

另外，说明了用于序列生成的基准点在多个小区之间共用的情况，但也可以在需要减轻干扰的影响的小区之间，适用共用的基准点，也可以在所有的小区之间，适用共用的基准点。另外，也可以设定多个基准点。

另外，在上述各个实施方式中，以序列长度是奇数的 ZC 序列为例进行了说明，但也可以使用序列长度是偶数的 ZC 序列。另外，也能够适用于包含 ZC 序列的 GCL(Generalized Chirp Like: 广义线性调频)序列。进而，还能够同样地适用于对码序列使用循环移位序列或 ZCZ 序列的其他 CAZAC 序列或二进制序列。例如可以举出 Frank 序列、其他 CAZAC 序列(包括用计算机

生成的序列在内)、以及 M 序列和 Gold 序列等 PN 序列。

另外,在上述各个实施方式中,说明了将 CAZAC 序列和其循环移位序列用作上行线路的参照信号的情况,但并不限于此。例如,也能够同样地适用于上行线路的信道质量估计用参照信号、随机接入用前置码序列、下行线路的同步信道用参照信号等,使用循环移位而且通过在小区之间不同的发送频带进行发送的情况。

进而,也可以同样地适用于将 CAZAC 序列用作码分复用(CDM)或码分多址(CDMA)的扩频码的情况,能够避免在 RB 发送频带不同的情况下进行相关运算时,相对的关系变乱,在期望波峰的检测窗口内检测出干扰波峰。

另外,实施方式 1~5 是用于维持循环移位的相对关系的方法的一个例子,只要是用于维持循环移位的相对关系的方法,并不限于这些方法。也就是说,只要使用在多个小区之间共用的基准点(频率、副载波),而能够使干扰波分量的相关结果为上式(7)的 $\exp\{-j2\pi(m_a-m_b)\Delta/N\} \times \text{Const}$ 的方法,任何方法都可。

另外,如图 28A、图 28B、图 29A 和图 29B 所示,可以解释在上述实施方式 3 中示出的式(13)中,使 ZC 序列的 k 索引系数(用 C_k 表示)与副载波一一对应。其中,图 28 表示循环扩展(RB 发送频带: 2RB)的情况,从基准点开始,依序重复 1~23 的 k 索引系数,使其与副载波一一对应。图 29 表示截短处理的情况,从基准点开始,依序重复 1~29 的 k 索引,使其与副载波一一对应。另外,图 28A 和图 29A 表示以系统发送频带的最前端的副载波为基准点的情况,而图 28B 和图 29B 表示以系统发送频带的中心的副载波为基准点的情况。

另外,图 28A 中的发送 ZC 序列的 k 索引系数与副载波的关系如图 30 所示。也就是说,假设 f_0 为基准点、 f_a 为副载波号,则该副载波 f_a 的 ZC 序列的 k 索引系数 C_a 存在 $C_a=C_a \bmod(23)$ 的关系(但是在序列长度 $N=23$ 的情况下)。另外, $C_a=C_a \bmod(X)$ 为,用 X 除 C_a 的余数。循环移位附加单元 301 中,对输入的信号进行循环移位以对应该关系。

另外,在上述各个实施方式中,举出了从移动台向基站发送数据和参照信号的例子,但也可以同样地适用于从基站向移动台进行发送的情况。

(实施方式 6)

使用图 7 说明本发明实施方式 6 的终端 100 的结构。RF 接收单元 102 对通过天线 101 接收到的信号进行下变频、A/D 变换等接收处理,并将进行

了接收处理的信号输出到解调单元 103。解调单元 103 对从 RF 接收单元 102 输出的信号进行均衡处理和解调处理，并将进行了这些处理的信号输出到解码单元 104。解码单元 104 对从解调单元 103 输出的信号进行解码处理，从而提取数据信号和控制信息。另外，提取出的控制信息中的 RB(资源块)分配信息被输出到参照信号生成单元 108 的相位旋转附加单元 110 和映射单元 111。

编码单元 105 对发送数据进行编码，将编码数据输出到调制单元 106。调制单元 106 对从编码单元 105 输出的编码数据进行调制，并将调制信号输出到 RB 分配单元 107。RB 分配单元 107 将从调制单元 106 输出的调制信号分配给 RB，并将被分配给 RB 的调制信号输出到复用单元 114。

参照信号生成单元 108 具备 DFT 单元 109、相位旋转附加单元 110、映射单元 111、IFFT 单元 112 以及循环移位单元 113，基于从解码单元 104 输出的 RB 分配信息，由 ZC 序列生成参照信号，并将生成的参照信号输出到复用单元 114。以下说明参照信号生成单元 108 的内部结构。

DFT 单元 109 对从用于生成 ZC 序列的 ZC 序列生成单元(未图示)输出的 ZC 序列，进行 DFT 处理，从时域的信号变换为频域的信号，并将变换为频域的 ZC 序列输出到相位旋转附加单元 110。这里，未图示的 ZC 序列生成单元使用解码单元 104 所提取出的控制信息中的 RB 分配信息来确定发送带宽，并确定与发送带宽对应的 ZC 序列长度 N 。另外，使用解码单元 104 所提取出的控制信息中的、表示分配给所属小区的序列号的信息来确定序列号 u 。ZC 序列生成单元利用这些序列长度 N 和序列号 u 来生成 ZC 序列，并将其输出到 DFT 单元 109。

相位旋转附加单元 110 将相位旋转附加给从 DFT 单元 109 输出的 ZC 序列，并将附加了相位旋转的 ZC 序列输出到映射单元 111，所述相位旋转相当于，以在系统频带内适宜设定的频率为基准点时的、基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 。

映射单元 111 基于从解码单元 104 输出的 RB 分配信息，将从相位旋转附加单元 110 输出的 ZC 序列映射到对应于终端 100 的发送频带的频带，并将映射后的 ZC 序列输出到 IFFT 单元 112。IFFT 单元 112 对从映射单元 111 输出的 ZC 序列进行 IFFT 处理，并将进行了 IFFT 处理的 ZC 序列输出到循环移位单元 113。

循环移位单元 113 对从 IFFT 单元 112 输出的 ZC 序列进行相当于规定的移位量的循环移位，将循环移位后的 ZC 序列作为参照信号输出到复用单元 114。例如，使用由基站通知的控制信息来确定移位量。

复用单元 114 将从 RB 分配单元 107 输出的发送数据(调制信号)与从循环移位单元 113 输出的 ZC 序列(参照信号)进行时分复用，并将复用信号输出到 RF 发送单元 115。另外，复用单元 114 中的复用方法不限于时分复用，也可以是频分复用、码分复用或者复数空间上的 IQ 复用。

RF 发送单元 115 对从复用单元 114 输出的复用信号进行 D/A 变换、上变频、放大等发送处理，将进行了发送处理的信号从天线 101 无线发送。

这里，说明在参照信号生成单元 108 中对 ZC 序列附加相位旋转的理由。首先，如图 8 所示，将 ZC 序列的发送频带假设为距基准点 δ 副载波的位置时，在频域可以用下式(29)表示考虑到基准点的 ZC 序列。

$$F_{u,m}(k+\delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\} \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{\delta(\delta+1)}{2} + q\delta\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}\delta\right\} \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}(k\delta)\right\} \quad \dots\text{式(29)}$$

在上式(29)中，N 为序列长度(质数)，k 为副载波序号(k=0、1、2、...、N-1)。另外，在上式(29)中，右边第一项表示未考虑发送频带的 ZC 序列(用式(4)表示的 $F_{u,m}(k)$)，与初始设定的循环移位量对应地决定峰位置。另外，第二项为不取决于副载波 k 的常数项，不是使峰位置移动的因素。进而，第三项为取决于发送频带的相位旋转的项，由于此第三项，即使在利用于相关运算的本小区的 ZC 序列的元素和相邻小区的 ZC 序列的元素被分配到不同频带的情况下，也能够将这些 ZC 序列保持为相同的关系。另外，第三项的相位旋转项取决于本终端的发送频带、序列号、序列长度，不取决于其他终端的发送频带等。也就是说，终端只要发送上式(29)中的右边的第一项和第三项即可。例如，如以下的式(30)，对第一项附加第三项的相位旋转来进行发送。

$$F_{u,m}(k) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}(k\delta)\right\} \quad \dots\text{式(30)}$$

另外，也可以附加上式(29)的右边的常数项(第二项)来进行发送。另外，要附加的常数项无需限定为上述。另外，也可以利用相当于基准点与从终端发送的参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的 δ ，对式(4)的左边的 k 代入 k+ δ 来进行发送。

接着，使用图 9 说明本发明实施方式 6 的基站 150 的结构。编码单元 151

对发送数据和控制信号进行编码，将编码数据输出到调制单元 152。调制单元 152 对编码数据进行调制，将调制信号输出到 RF 发送单元 153。RF 发送单元 153 对调制信号进行 D/A 变换、上变频、放大等发送处理，将进行了发送处理的信号从天线 154 无线发送。

RF 接收单元 155 对通过天线 154 接收到的信号进行下变频、A/D 变换等接收处理，并将进行了接收处理的信号输出到分离单元 156。

分离单元 156 将从 RF 接收单元 155 输出的信号分离为参照信号、以及数据信号和控制信号，将分离出的参照信号输出到 DFT 单元 157，将数据信号和控制信号输出到 DFT 单元 164。

DFT 单元 157 对从分离单元 156 输出的参照信号进行 DFT 处理，将其从时域的信号变换为频域的信号，并将变换为频域的参照信号输出到传播路径估计单元 158 的解映射单元 159。

传播路径估计单元 158 具备：解映射单元 159、除法单元 160、IFFT 单元 161、屏蔽处理单元 162 以及 DFT 单元 163，基于从 DFT 单元 157 输出的参照信号，估计传播路径。以下，具体地说明传播路径估计单元 158 的内部结构。

解映射单元 159 从 DFT 单元 157 所输出的信号中，提取与各个终端的发送频带对应的部分，将提取出的各个信号输出到除法单元 160。

除法单元 160 使用附加了相当于基准点与发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转的 ZC 序列，对从解映射单元 159 输出的信号进行除法运算，并将除法结果(相关值)输出到 IFFT 单元 161。IFFT 单元 161 对从除法单元 160 输出的信号进行 IFFT 处理，并将进行了 IFFT 处理的信号输出到屏蔽处理单元 162。

屏蔽处理单元 162 作为提取手段，对从 IFFT 单元 161 输出的信号进行屏蔽处理，从而提取期望的序列的相关值所存在的区间(检测窗口)的相关值，将提取出的相关值输出到 DFT 单元 163。

DFT 单元 163 对从屏蔽处理单元 162 输出的相关值进行 DFT 处理，并将进行了 DFT 处理的相关值输出到频域均衡单元 166。另外，从 DFT 单元 163 输出的信号表示传播路径的频率响应。

DFT 单元 164 对从分离单元 156 输出的数据信号和控制信号进行 DFT 处理，将其从时域的信号变换为频域的信号，并将变换为频域的数据信号和

控制信号输出到解映射单元 165。

解映射单元 165 从 DFT 单元 164 所输出的信号中,提取与各个终端的发送频带对应的部分的数据信号和控制信号,并将提取出的各个信号输出到频域均衡单元 166。

频域均衡单元 166 使用从传播路径估计单元 158 内的 DFT 单元 163 输出的信号(传播路径的频率响应),对从解映射单元 165 输出的数据信号和控制信号进行均衡处理,并将进行了均衡处理的信号输出到 IFFT 单元 167。

IFFT 单元 167 对从频域均衡单元 166 输出的数据信号和控制信号进行 IFFT 处理,并将进行了 IFFT 处理的信号输出到解调单元 168。解调单元 168 对经过了 IFFT 处理的信号进行解调处理,并将进行了解调处理的信号输出到解码单元 169。解码单元 169 对经过了解调处理的信号进行解码处理,从而提取接收数据。

这里,使用算式说明传播路径估计单元 158 中的除法单元 160。例如,如图 10 所示,假设从小区#1 发送期望波(式(29)中利用了 u_1 、 N_1 的 ZC 序列),从小区#2 发送干扰波(式(29)中利用了 u_2 、 N_2 的 ZC 序列),这些波被合成而由基站接收的情况。此时,在除法单元中,用期望波的 ZC 序列(u_1 , N_1)对干扰波的 ZC 序列(u_2 , N_2)进行除法处理时,在为互相关较高的组合的情况下,也就是说,在满足 $u_1/N_1 \approx u_2/N_2 \approx u/N$ 的关系的情况下,可以用下式(31)表示除法单元 160 中的干扰波的频率响应。

$$\frac{F_{u_2, M_2, N_2}(k) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u_2}{N_2}(k\delta_2)\right\}}{F_{u_1, M_1, N_1}(k + \delta_2 - \delta_1) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u_1}{N_1}(k\delta_1)\right\}} = \exp\left\{\frac{2\pi\Delta(m_2 - m_1)}{N}k\right\} \times \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{\delta_1^2 - \delta_1 - \delta_2^2 + \delta_2}{2}\right)\right\}$$

...式(31)

在上式(31)中,右边第二项不是取决于副载波的项,因此与干扰波峰的位置没有关系,但根据右边第一项,能够使干扰波峰发生在时域中距离期望波峰 $(m_2 - m_1)\Delta$ 样本的位置上。由此,如图 11 所示,能够使干扰波峰发生在期望波的检测窗口之外,并分离本小区的信号,从而能够提高信道估计精度。

这样,根据实施方式 6,通过设定作为基准的频率并以该频率为基准点,在频域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列,从而能够在接收端,使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外,并分离本小区的信号,因此能够提高信道估计精度。

换言之，各个终端根据发送频带和发送带宽，使用 ZC 序列生成并发送参照信号，基站使用从各个终端发送的、与发送频带和发送带宽对应的 ZC 序列来进行除法处理，从而能够使来自相邻小区的干扰波峰与期望波峰分别出现在不同的检测窗口内。

另外，本实施方式中，说明了终端 100 中的参照信号生成单元 108 的结构是如图 7 所示的结构，但也可以是如图 15A 和图 15B 所示的结构。图 15A 所示的相位旋转单元将与初始设定的循环移位序列对应的相位旋转量分配给各个副载波。也就是说，在时域不进行用于生成被分配的循环移位序列的循环移位，而在频域进行与循环移位量对应的相位旋转量的相位旋转。另外，也可以不采用分别设置相位旋转附加单元和相位旋转单元而分别进行相位旋转的结构。例如，也可以采用如下的结构：在一个相位旋转单元中，将对应于循环移位量的相位旋转量和相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转量进行合并，并在频域进行相位旋转。另外，也可以使相位旋转附加单元和相位旋转单元的顺序颠倒。另外，如图 15B 所示，也可以采用在变换为频域之前，以规定的循环移位量对 ZC 序列进行循环移位的结构。通过这些结构也能够使干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外。

另外，在上述的说明中，说明了在时域生成 ZC 序列的情况，但不限于此，可以在频域生成 ZC 序列。也就是说，可以采用如下的结构：ZC 序列生成单元生成频域中的 ZC 序列，并对生成的频域中的 ZC 序列，相位旋转单元进行相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转。另外，不限于这些结构。

(实施方式 7)

在实施方式 6 中，说明了对确立了帧同步的所有的小区 and 各个终端的发送带宽，设定基准点，并在频域，将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列的情况，但本发明实施方式 7 中，说明在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列的情况。另外，本发明实施方式 7 的基站的结构与实施方式 6 的图 9 所示的结构相同，因此省略其详细说明。

使用图 7 说明本发明实施方式 7 的终端 200 的结构。图 14 与图 7 的区别在于，删除了相位旋转附加单元 110，而附加了循环移位附加单元 201。

循环移位附加单元 201 将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频

率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列，并将附加了循环移位的 ZC 序列输出到 DFT 单元 109。以下，用算式说明循环移位附加单元 201 的处理。

首先，一般而言，可以用下式(32)表示时域中的 ZC 序列。

$$f_{r,m}(k,0) = \exp\left\{\frac{-2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(32)

式(32)中，N 表示序列长度，r 表示时域的 ZC 序列号，N 与 r 彼此互质。另外，m 表示循环移位号， Δ 表示循环移位量。

如果将式(32)变换为时域，则可以用下式(33)表示。其中，Const 表示常数项。

$$f_{r,m}(k,\delta) = \exp\left\{\frac{-2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta - u\delta)(k \pm m\Delta - u\delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times Const$$

N 为奇数时, $k = 0, 1, \dots, N-1$

...式(33)

式(33)相当于，在时域中将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给式(32)的 ZC 序列而得到的序列。因此，循环移位附加单元 201 在时域中将循环移位($-u\delta$)附加给式(32)的 ZC 序列。

这样，根据实施方式 7，通过在时域中将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列，从而能够在接收端，使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外，并分离本小区的信号，因此能够提高信道估计精度。

另外，本实施方式中，说明了终端 200 中的参照信号生成单元 108 的结构是如图 14 所示的结构，但也可以是如图 15A~图 15C 所示的结构。图 15A 的结构是，将循环移位附加单元和循环移位单元配置在 DFT 单元的前级，并在循环移位附加单元中，在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位，附加给 ZC 序列的结构。另外，也可以不采用分别设置循环移位附加单元和循环移位单元而分别进行循环移位的结构。例如，也可以采用如下的结构：在一个循环移位单元中，将对应于循环移位量的循环移位量和相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位量进行合并，并在时域进行循环移位。

另外，还可以采用：如图 15B 所示，将循环移位单元和循环移位附加单元配置在 IFFT 单元的后级的结构；以及，如图 15C 所示，将循环移位单元

配置在 DFT 单元的前级，并将循环移位附加单元配置在 IFFT 单元的后级的结构。另外，还可以采用：将循环移位附加单元配置在 DFT 单元的前级，并将循环移位单元配置在 IFFT 单元的后级的结构。另外，将循环移位附加单元配置在 IFFT 单元的后级时，将相当于频率差 δ 的循环移位量变更为对应于过采样的循环移位量而在时域附加给输入信号。另外，在上述结构中，可以使循环移位附加单元和循环移位单元的顺序颠倒。通过这些结构也能够使干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外。

(实施方式 8)

本发明实施方式 8 中，说明在频域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列的情况。另外，本发明实施方式 8 的基站的结构与实施方式 6 的图 9 所示的结构相同，因此省略其详细说明。

使用图 16 说明本发明实施方式 8 的终端 300 的结构。图 16 与图 7 的区别在于，将相位旋转附加单元 110 变更为循环移位附加单元 301。

循环移位附加单元 301 将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给从 DFT 单元 109 输出的 ZC 序列，并将附加了循环移位的 ZC 序列输出到映射单元 111。

这里，对上式(4)进行变换，则导出下式(34)。

$$F_{u,m}(k+\delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{(k+\delta)(k+\delta+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\} \times Const \quad \dots \text{式(34)}$$

上式(34)相当于，在频域将相当于频率差 δ 的循环移位量附加给上式(4)所示的 ZC 序列而得到的序列。也就是说，发送将相当于频率差 δ 的循环移位量附加给上式(4)而得到的序列即可。另外，循环移位附加单元 301 在频域中将循环移位(δ)附加给 ZC 序列。

这样，根据实施方式 8，通过在频域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的循环移位附加给 ZC 序列，能够在接收端，使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外，并分离本小区的信号，因此能够提高信道估计精度。

(实施方式 9)

本发明实施方式 9 中，说明在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列的情况。另外，本发明实施方

式 9 的基站的结构与实施方式 7 的图 9 所示的结构相同，因此省略其详细说明。

使用图 17 说明本发明实施方式 9 的终端 400 的结构。图 17 与图 14 的区别在于，将循环移位附加单元 201 变更为相位旋转附加单元 401。

相位旋转附加单元 401 将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列，并将附加了相位旋转的 ZC 序列输出到 DFT 单元 109。

这里，对实施方式 8 中提出的式(34)进行变换，则导出下式(35)。

$$f_{r,m}(k,\delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N}(-ku\delta)\right\} \times Const \quad \dots \text{式(35)}$$

上式(35)表示，在时域将相当于频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列而得到的序列。因此，相位旋转附加单元 401 在时域将相当于频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列。也就是说，如以下的式(36)，对上式(32)的 ZC 序列在时域附加相位旋转并将其发送。

$$f_{r,m}(k,0) \times \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N}(-ku\delta)\right\} \quad \dots \text{式(36)}$$

这样，根据实施方式 9，通过在时域将相当于基准点与参照信号的发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转附加给 ZC 序列，能够在接收端，使来自相邻小区的干扰波峰发生在期望波峰的检测窗口之外，并分离本小区的信号，因此能够提高信道估计精度。

另外，在上述各个实施方式中，在同一序列长度的 $u1/N1 = u2/N2$ 时，也能够改善信道估计精度。例如，假设在确立了帧同步的多个小区中使用同一序列长度的同一序列号，而且在各个小区中使用不同的循环移位序列的情况，则基站对每个小区分别进行调度而对各个终端分配频率资源，因此，如图 26 所示，在相邻小区之间通过不同的发送频带发送 ZC 序列的可能性较大。其结果，干扰波峰发生在不同的位置，在该峰移动到期望波峰的检测窗口内时，信道估计精度劣化。在这种情况下，也通过使用上述各个实施方式，使干扰波峰不发生在期望波峰的检测窗口内，因此能够提高信道估计精度。

另外，在上述各个实施方式中，说明了在确立了帧同步的所有小区之间，设定同一基准的情况，但本发明不限于此，也可以在未确立帧同步的小区之间，设定相同的基准。另外，还可以与各个终端所支持的最小发送带宽等无

关地，在确立了帧同步的所有小区及各个发送带宽，设定同一基准点。

对该基准点而言，如图 27A 所示，可以将系统发送带宽内的 DC(直流)分量副载波设定为基准点，或者如图 27B 所示，可以将系统发送带宽(例如 20MHz)的最前端的副载波设定为基准点。另外，此时，不支持系统发送带宽(20MHz)的终端也将系统发送带宽(20MHz)的最前端的副载波设定为基准点。

另外，在上述各个实施方式中，说明了将在确立了帧同步的小区之间(例如，属于同一基站的小区)分配同一序列号(u)的不同循环移位序列(m)的方法与将互相关较高的序列分配给同一小区的分组方法结合的情况，但本发明不限于此，也能够适用于确立了帧同步的小区内使用互相关较高的序列号的情况。

另外，在上述各个实施方式中的、相当于基准点与发送频带之间的频率差 δ 的相位旋转或者循环移位，可以设定作为 ZC 序列中的 qk 的项。具体而言，将在上述实施方式中附加的相位旋转的项作为上式(4)的 qk 的项，用下式(37)表示。

$$F_{u,m}(k) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + k\delta\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(37)

另外，可以在以适当的 qk 生成 ZC 序列后，附加实施方式 5~9 中示出的相位旋转或循环移位，也可以在生成 ZC 序列时，对 qk 附加实施方式 5~9 中示出的相位旋转或循环移位。另外，还可以用下式(38)表示 ZC 序列。

$$F_{u,m}(k) = \exp\left\{\frac{-j2\pi u}{N}\left(\frac{(k \pm m)(k \pm m + 1)}{2} + k\delta\right)\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(38)

另外，也可以在下式(39)中使用上式(35)。

$$f_{r,m}(k, \delta) = \exp\left\{\frac{-j2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + (-u\delta)k\right)\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N$$

...式(39)

如上式，在上述各个实施方式中，终端在参照信号生成单元中，生成可以用 ZC 序列表示的参照信号。生成的参照信号为可以用四个变量表示的 ZC 序列，该四个变量是，根据发送带宽确定的序列长度 N 、分配给各个小区的序列号(频域中的序列号 u 或者时域中的序列号 r)、分配给各个小区的循环移

位置量 Δm 、以及根据发送频带确定的 δ 。这样，通过使用发送带宽(序列长度)、发送频带(与基准点的频率差)、序列号和循环移位量来生成 ZC 序列，各个终端能够将与其它终端发送的参照信号之间的相对关系保持为一定，因此能够提高基站中的信道估计精度。

另外，有时用下式(40)表示上式(4)。

$$F_{u,m}(k) = \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(40)

此时，可以用下式(41)表示上式(29)。

$$F_{u,m}(k+\delta) = \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{k(k+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\} \times \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{\delta(\delta+1)}{2} + q\delta\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}\delta\right\} \times \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}(k\delta)\right\}$$

...式(41)

也就是说，在实施方式 6 的情况下，对上式(40)附加相位旋转而进行发送。

$$F_{u,m}(k) \times \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}(k\delta)\right\} \quad \dots \text{式(42)}$$

另外，可以用下式(43)和下式(44)表示上式(32)和上式(33)，对式(43)的 ZC 序列在时域附加循环移位($-u\delta$)而进行发送。

$$f_{r,m}(k,0) = \exp\left\{\frac{2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\}, N \text{ 为奇数时}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

...式(43)

$$f_{r,m}(k,\delta) = \exp\left\{\frac{2\pi r}{N}\left(\frac{(k \pm m\Delta - u\delta)(k \pm m\Delta - u\delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times Const$$

N 为奇数时, $k = 0, 1, \dots, N-1$
...式(44)

另外，可以用下式(45)表示上式(34)，对上式(40)的 ZC 序列在频域附加循环移位(δ)而进行发送。

$$F_{u,m}(k+\delta) = \exp\left\{\frac{j2\pi u}{N}\left(\frac{(k+\delta)(k+\delta+1)}{2} + qk\right) \pm \frac{j2\pi\Delta m}{N}k\right\} \times Const \quad \dots \text{式(45)}$$

另外，可以用下式(46)表示上式(35)，如式(47)那样，对上式(43)附加相位旋转而进行发送。

$$f_{r,m}(k, \delta) = \exp\left\{\frac{j2\pi r}{N} \left(\frac{(k \pm m\Delta)(k \pm m\Delta + 1)}{2} + qk\right)\right\} \times \exp\left\{\frac{j2\pi r}{N} (-ku\delta)\right\} \times Const \quad \dots \text{式(46)}$$

$$f_{r,m}(k, 0) \times \exp\left\{\frac{j2\pi r}{N} (-ku\delta)\right\} \quad \dots \text{式(47)}$$

另外，在上述各个实施方式中，说明了以硬件构成本发明的情况，但本发明也可通过软件来实现。

另外，用于上述实施方式的说明中的各功能块通常被作为集成电路的 LSI 来实现。这些功能块既可以被单独地集成为一个芯片，也可以包含一部分或全部地被集成为一个芯片。虽然此处称为 LSI，但根据集成程度，可以被称为 IC、系统 LSI、超大 LSI(Super LSI)、或特大 LSI(Ultra LSI)。

另外，实现集成电路化的方法不仅限于 LSI，也可使用专用电路或通用处理器来实现。也可以使用可在 LSI 制造后编程的 FPGA(Field Programmable Gate Array: 现场可编程门阵列)，或者可重构 LSI 内部的电路单元的连接和设定的可重构处理器。

再者，随着半导体的技术进步或随之派生的其它技术的出现，如果出现能够替代 LSI 的集成电路化的新技术，当然可利用该新技术进行功能块的集成化。还存在着适用生物技术等的可能性。

2007 年 4 月 26 日提交的日本专利申请第 2007-117468 号以及 2007 年 6 月 19 日提交的日本专利申请第 2007-161957 号所包含的说明书、说明书附图以及说明书摘要的公开内容全部被引用在本申请。

工业实用性

本发明的无线通信终端装置、无线通信基站装置和无线通信方法，防止干扰波峰进入被分配给本小区的循环移位序列的检测窗口，能够提高基站中的信道估计精度，例如可以适用于移动通信系统等。

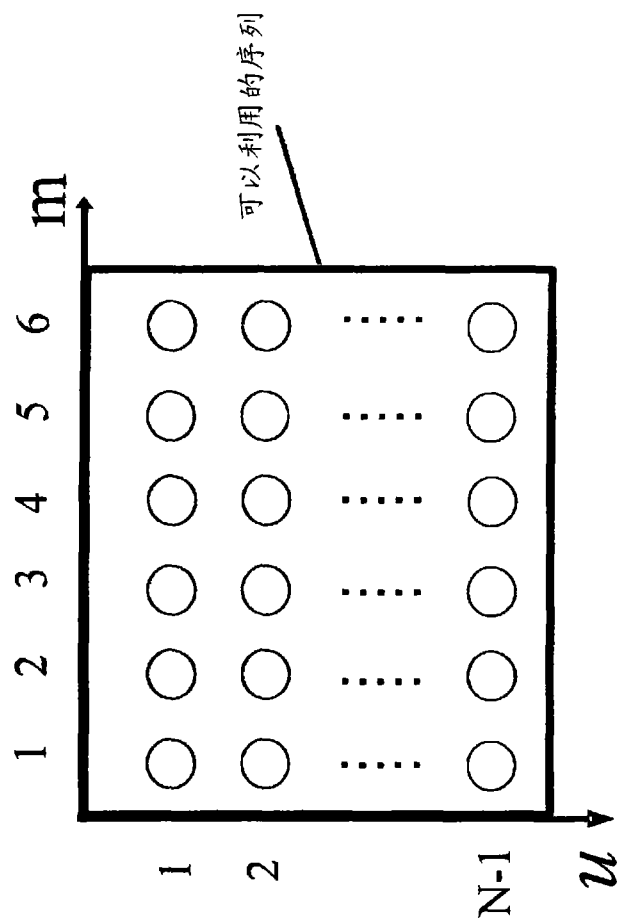


图 1

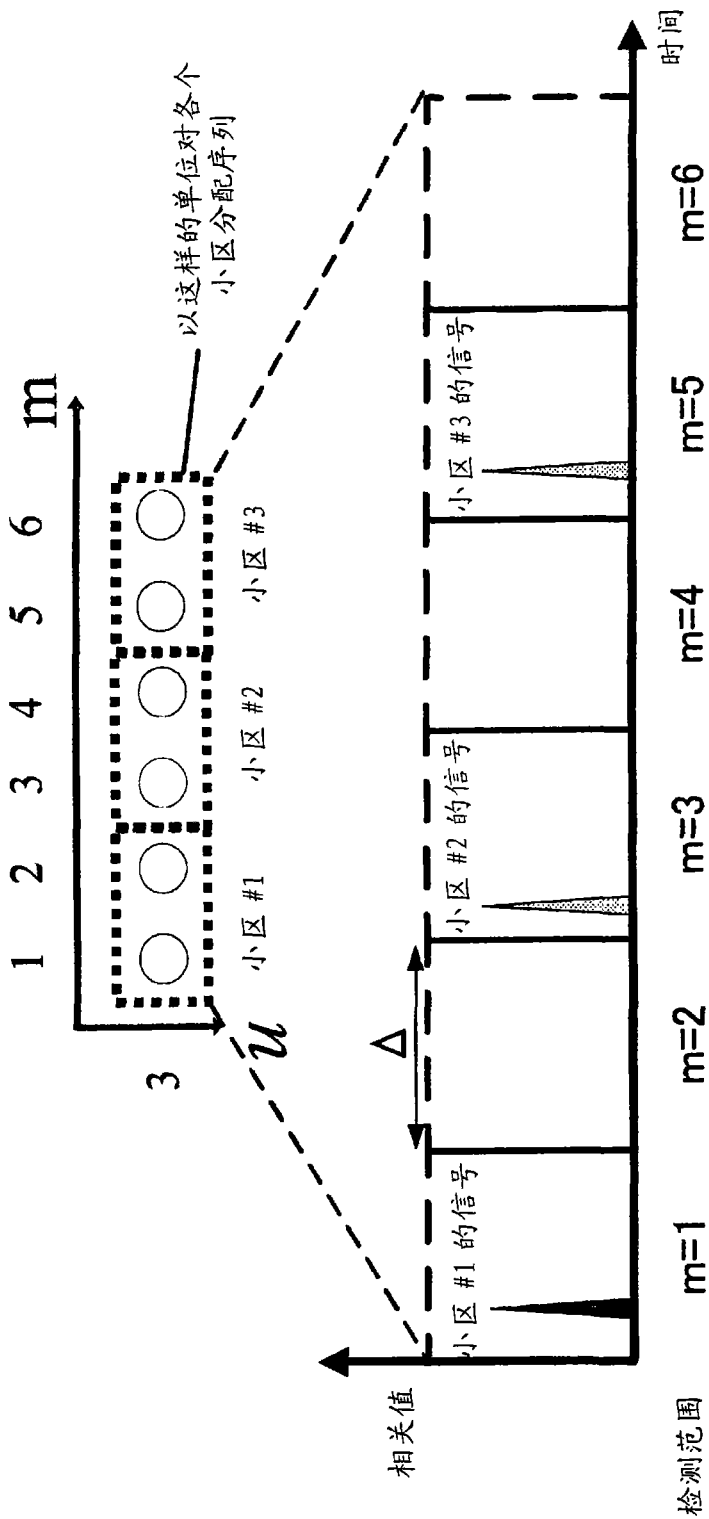


图 2

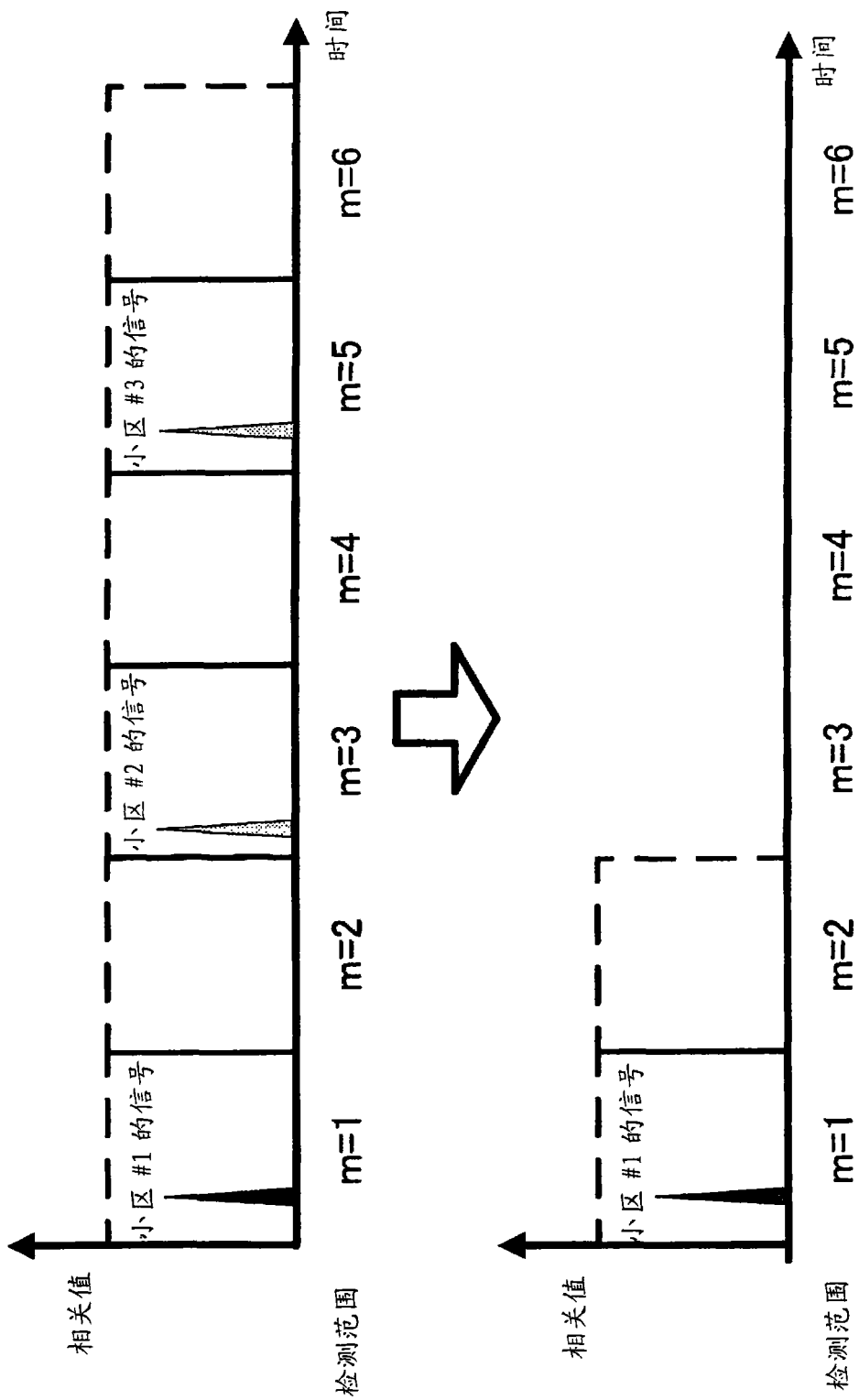


图 3

RB 数 (带宽)	小区 #1
1 (N=11)	$u=3$
2 (N=23)	$u=6$
.	.
.	.
.	.
10 (N=113)	$u=31$

互相关较高的序列
= u/N 较近

图 4

RB 数 (带宽)	小区 #1	小区 #2	小区 #3
1	$u=3, m=1,2$	$u=3, m=3,4$	$u=3, m=5,6$
2	$u=6, m=1,2$	$u=6, m=3,4$	$u=6, m=5,6$
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
10	$u=31, m=1,2$	$u=31, m=3,4$	$u=31, m=5,6$

图 5

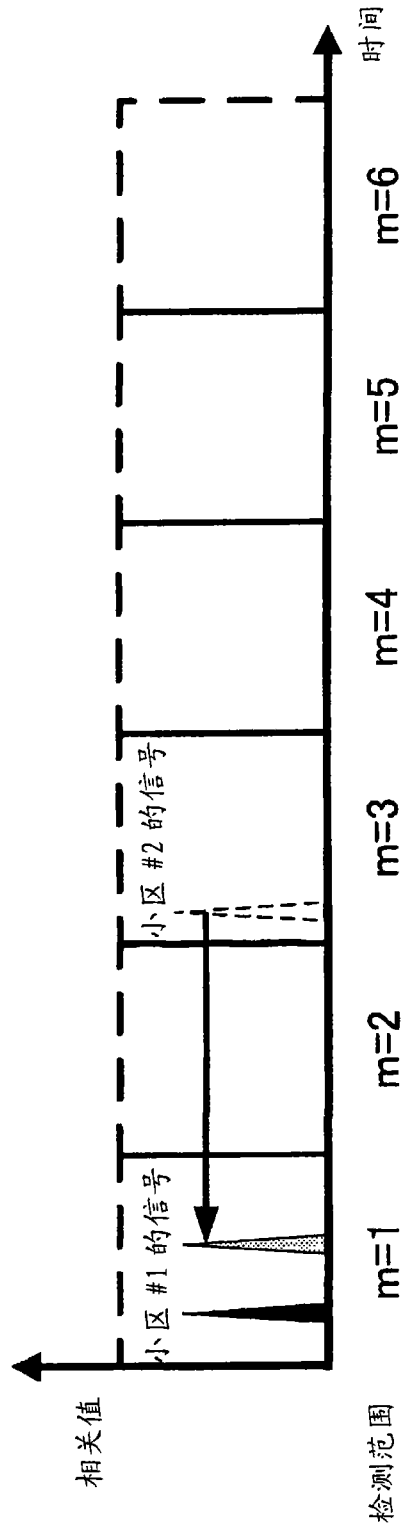


图 6

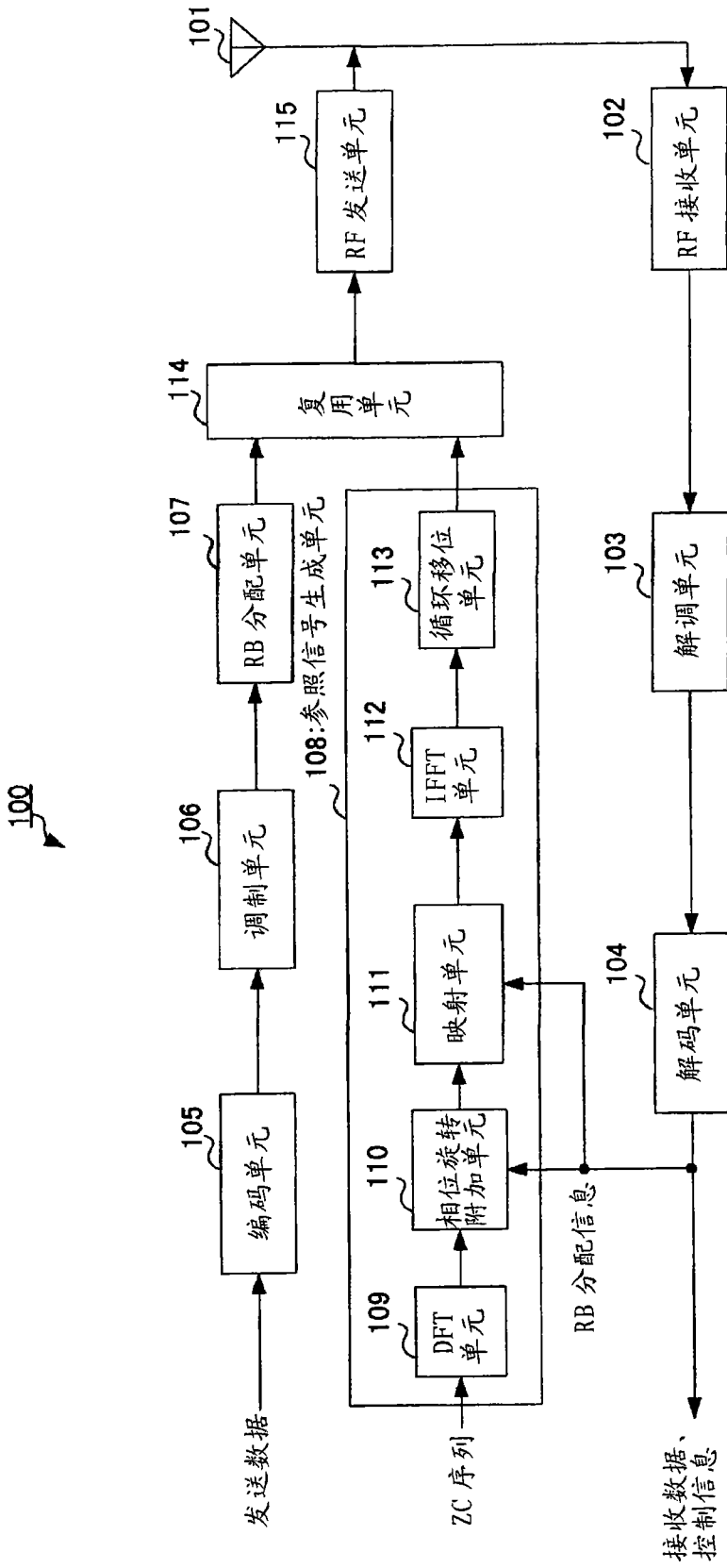


图 7

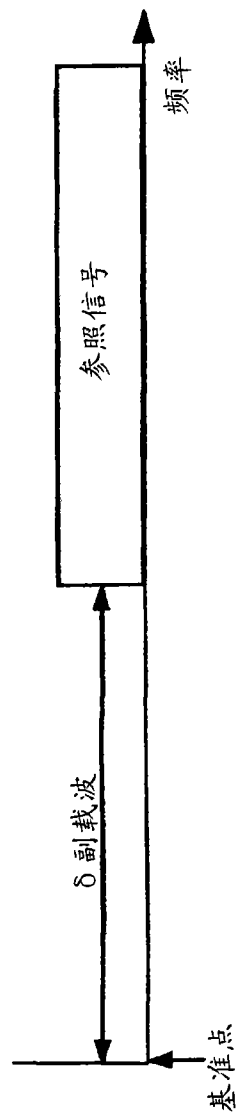


图 8

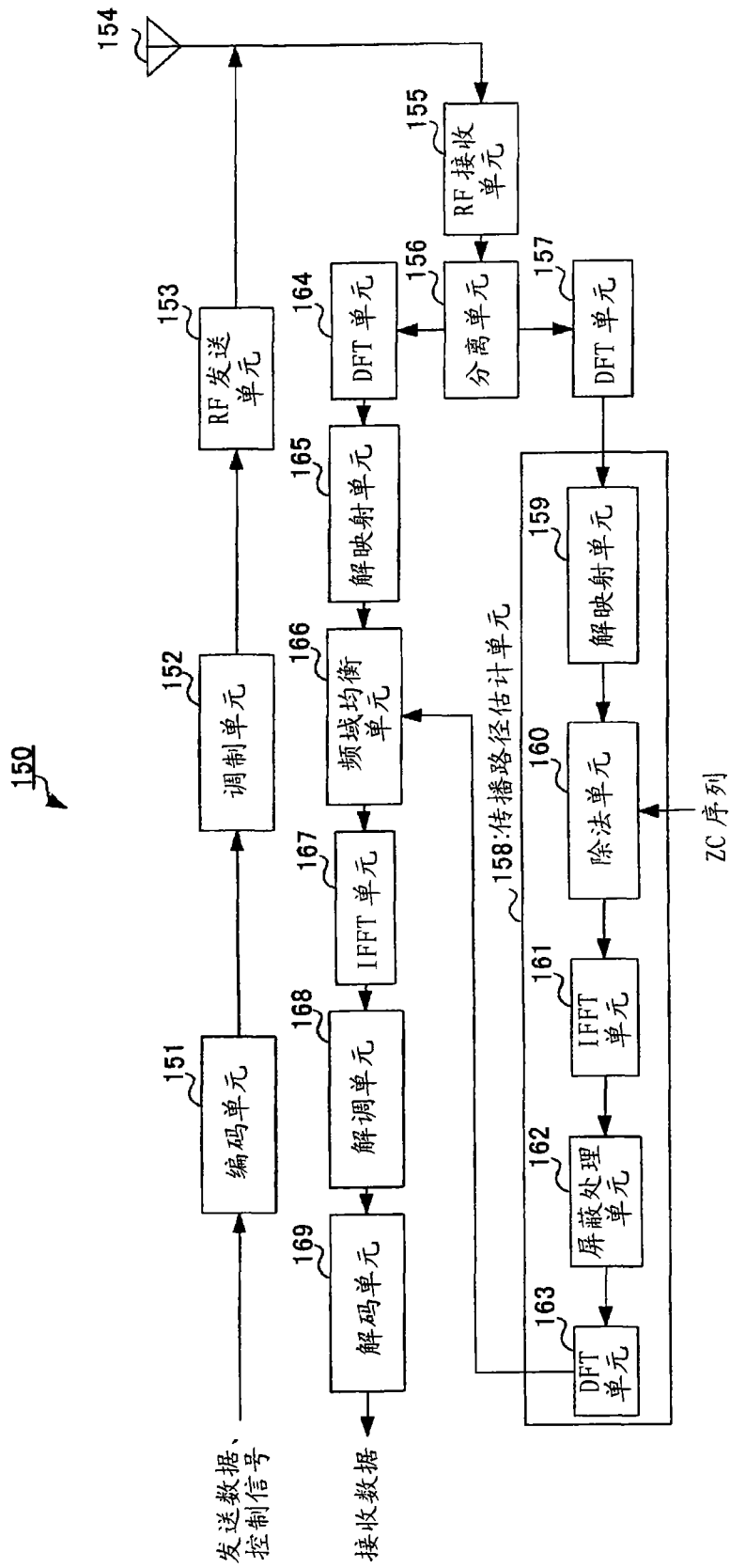


图 9

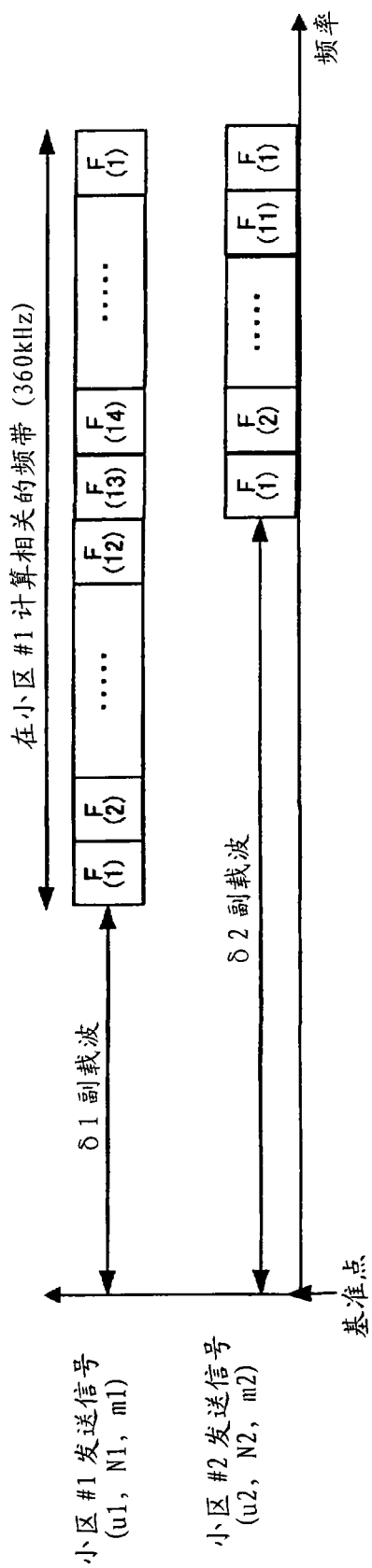


图 10

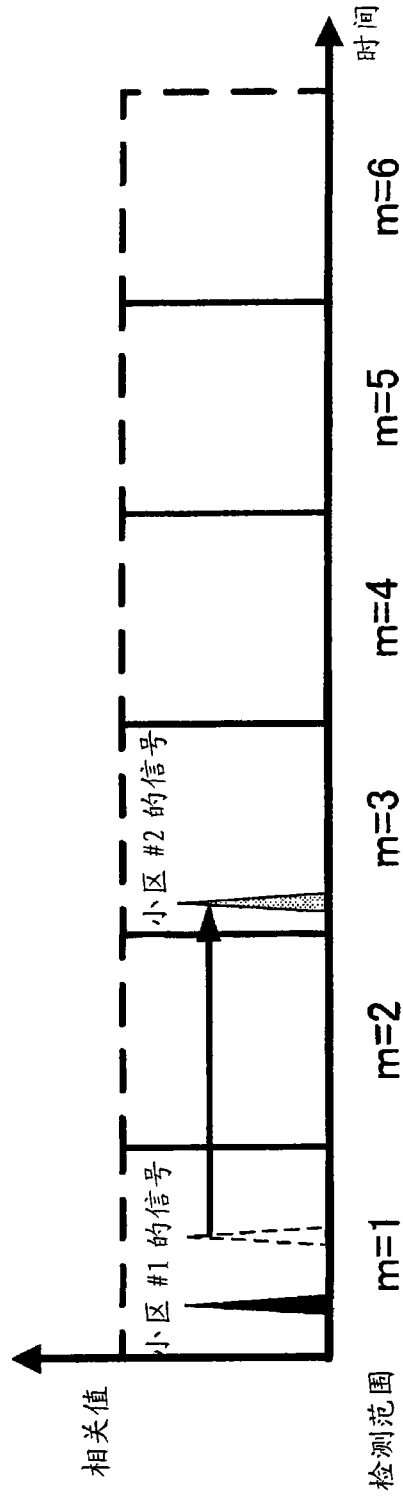


图 11

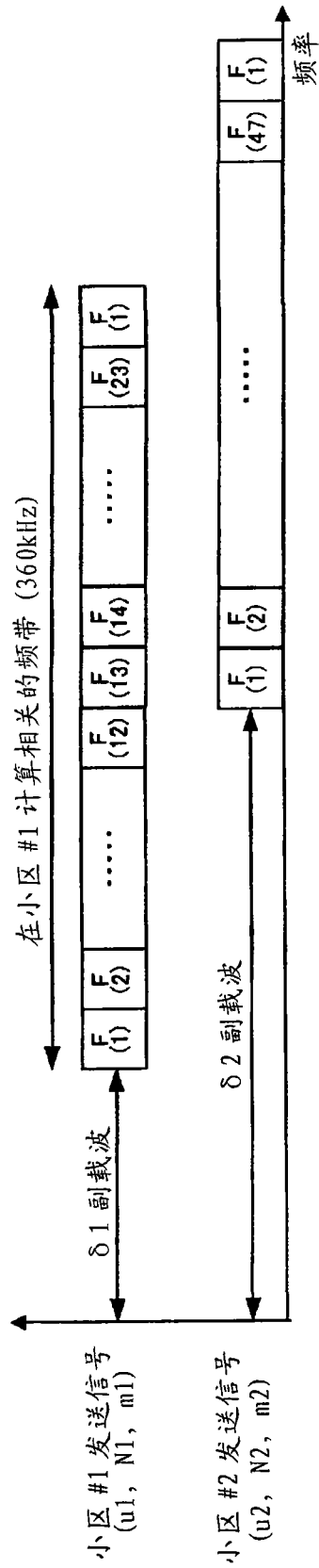


图 12

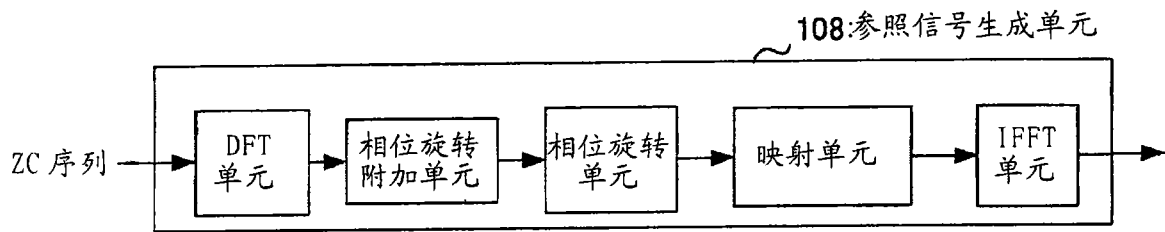


图 13A

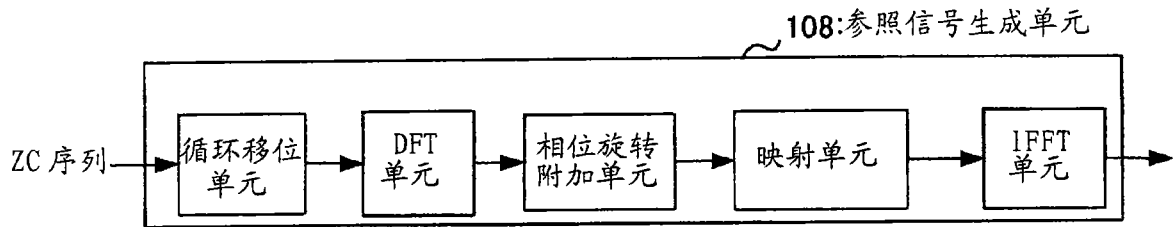


图 13B

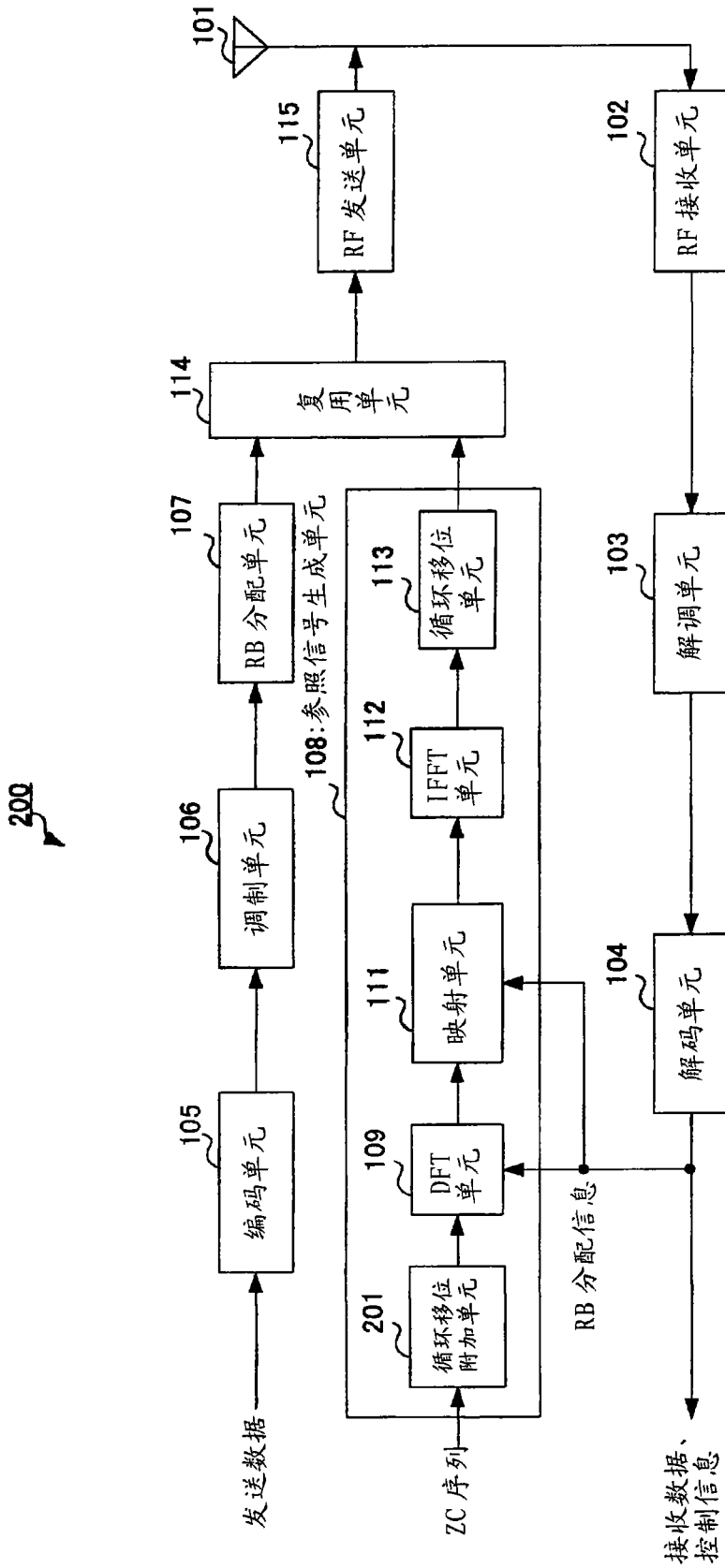


图 14

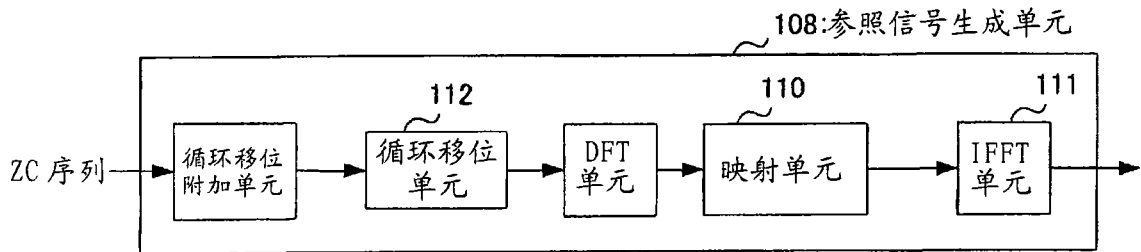


图 15A

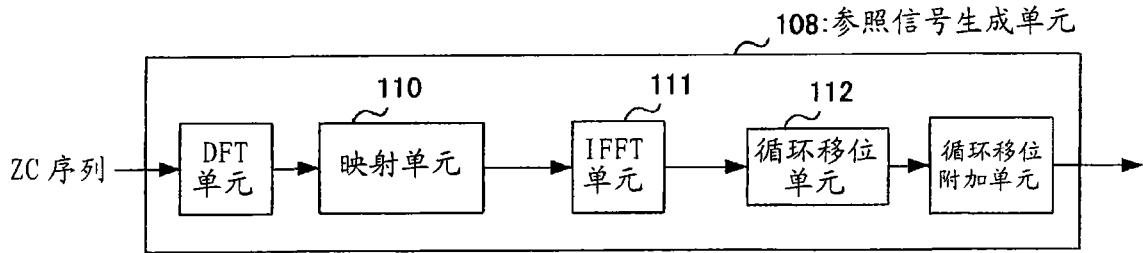


图 15B

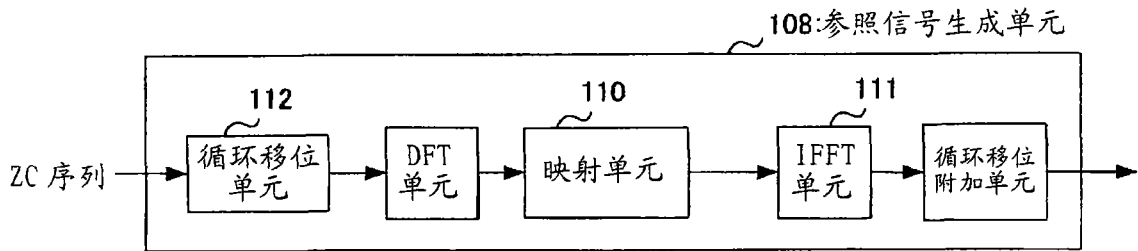


图 15C

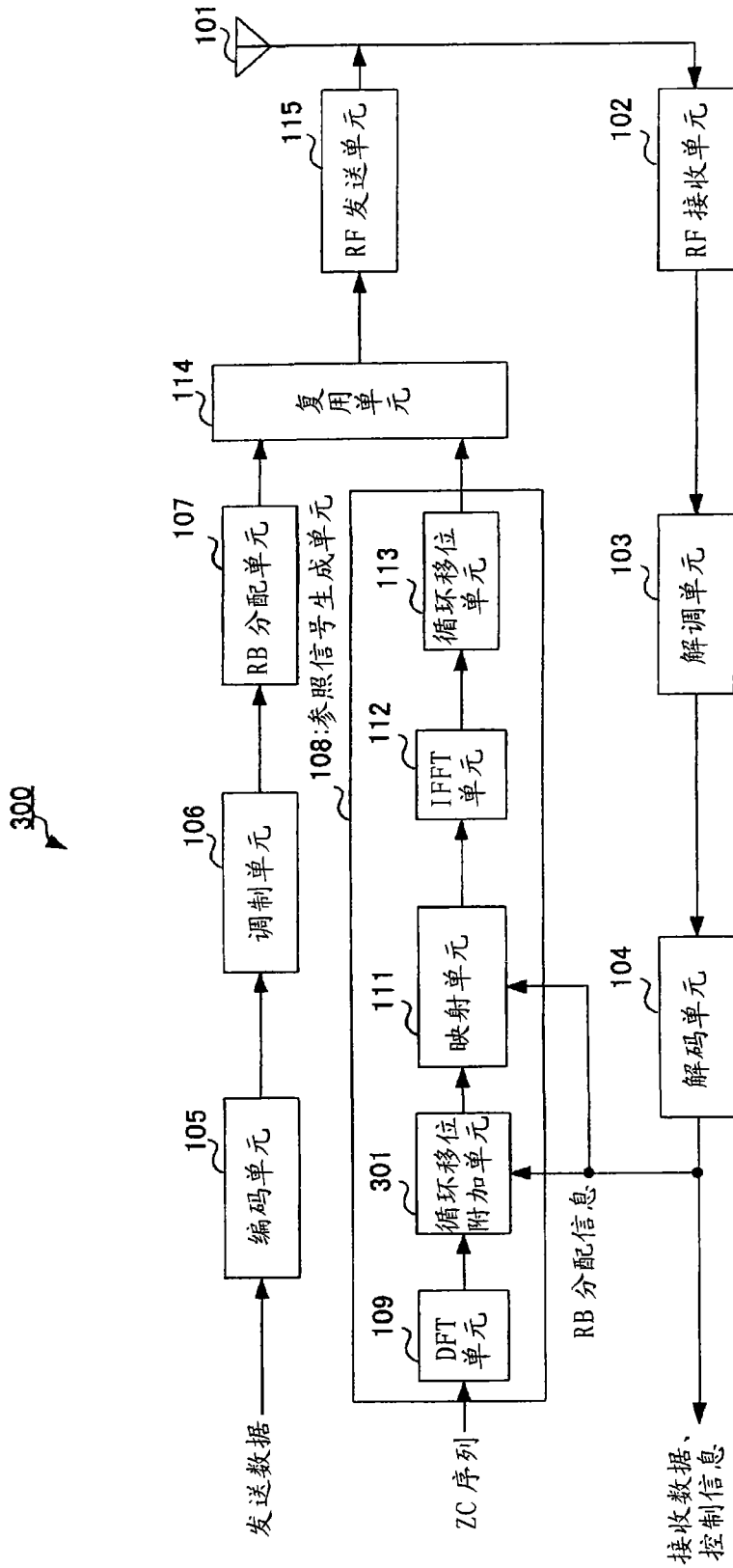


图 16

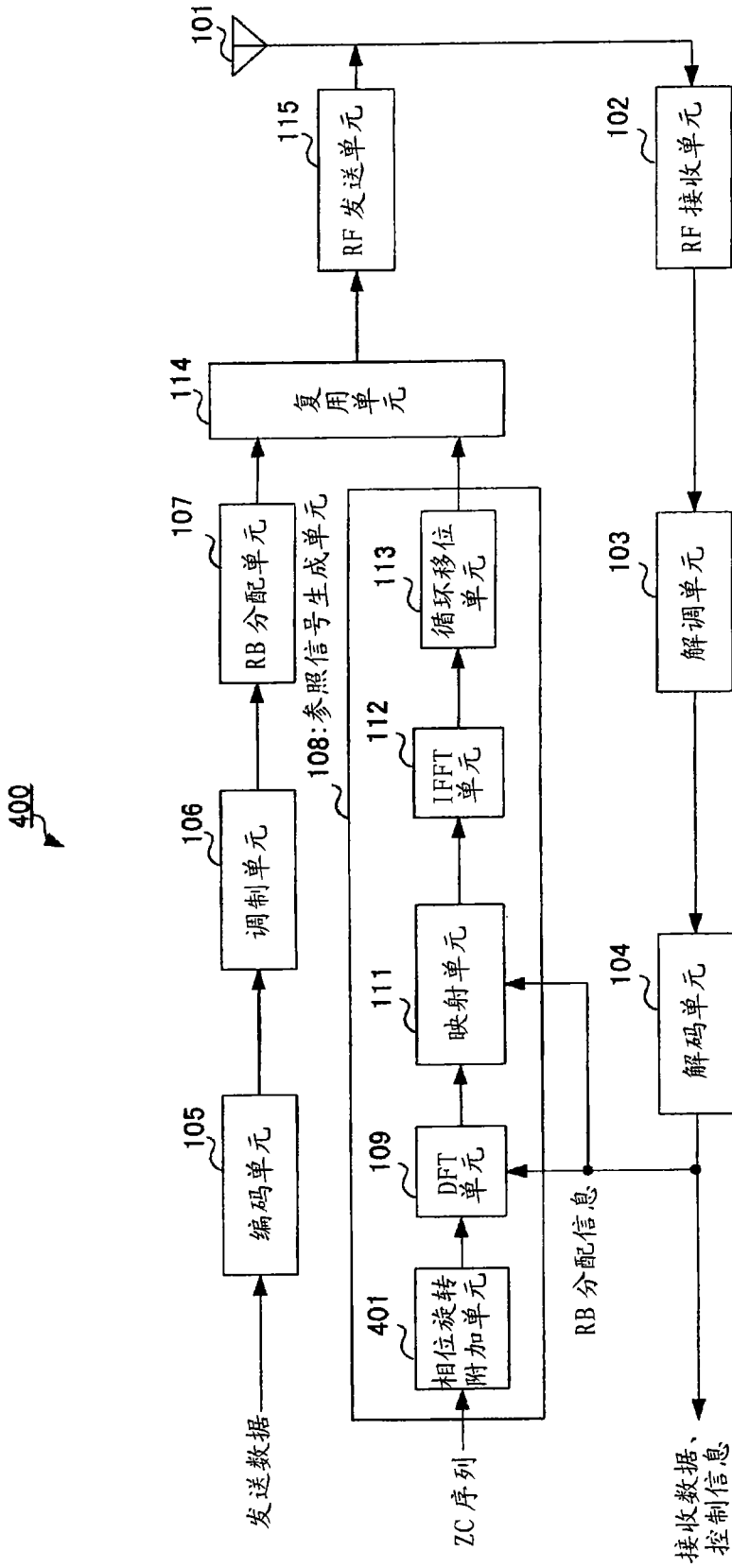


图 17

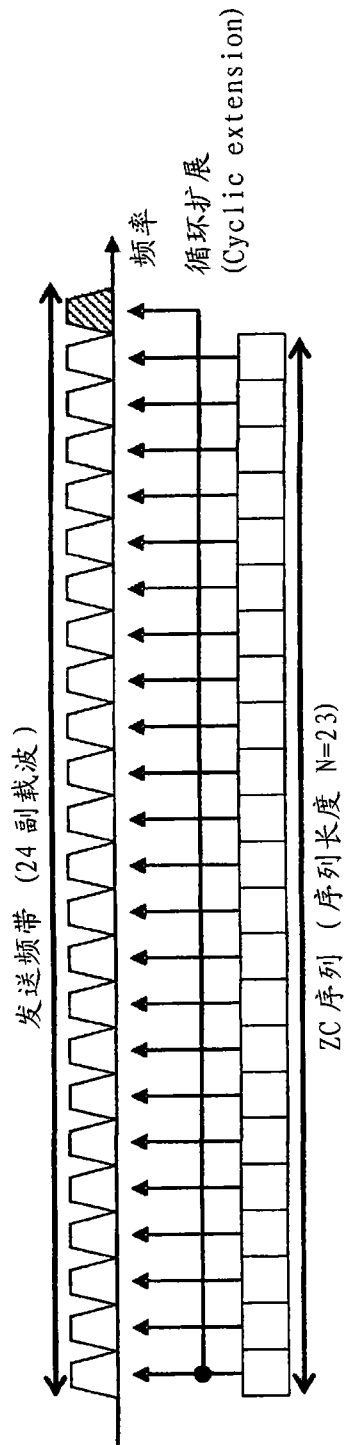


图 18

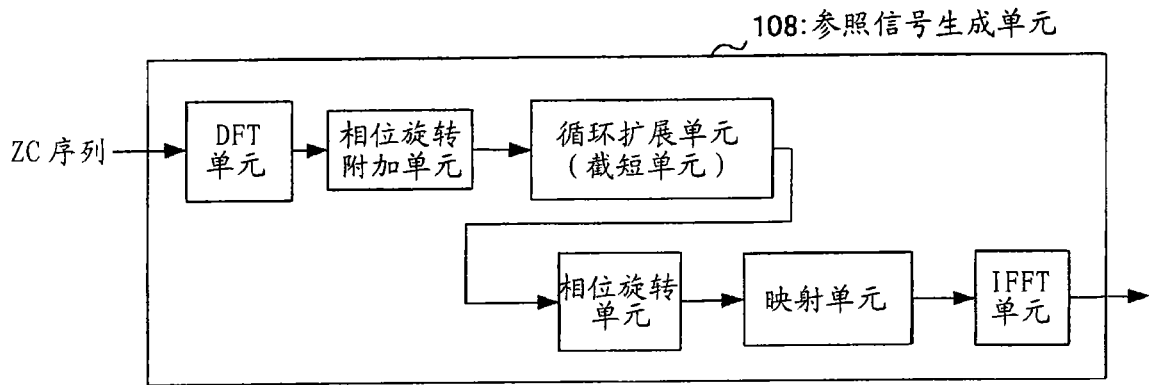


图 19A

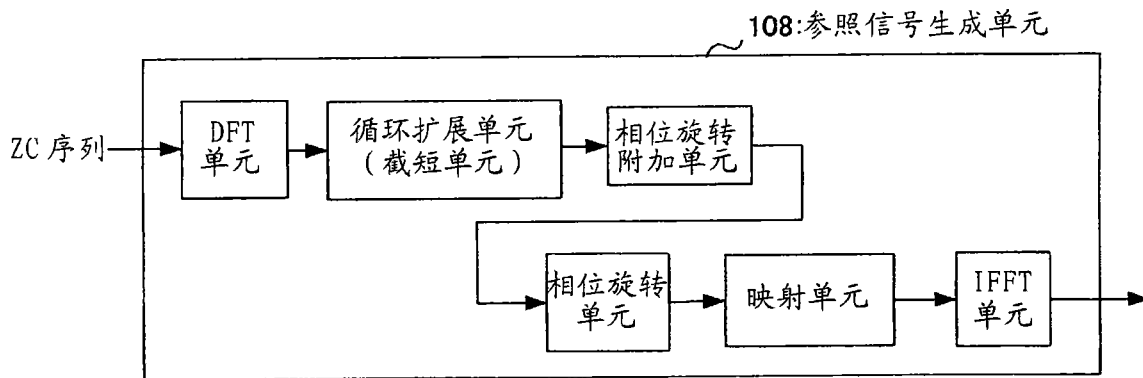


图 19B

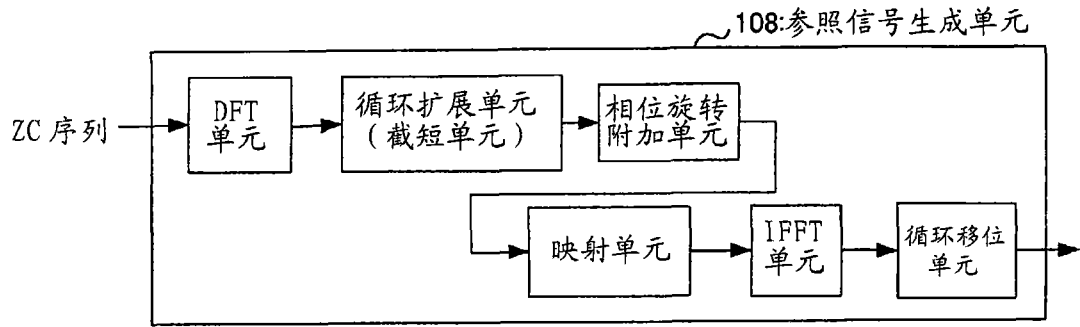


图 20A

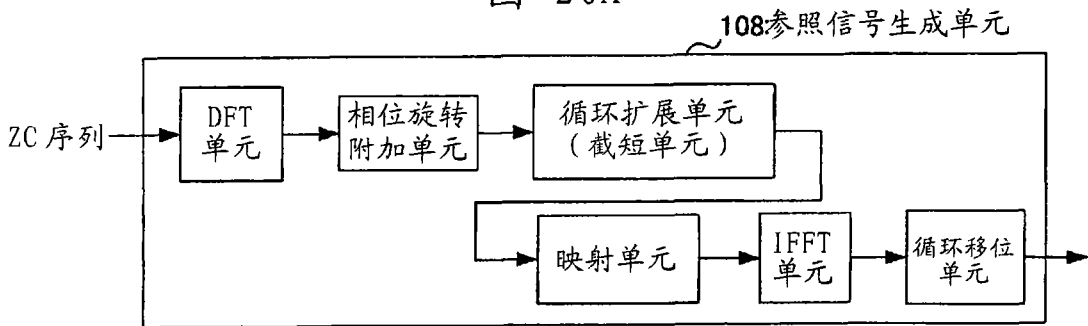


图 20B

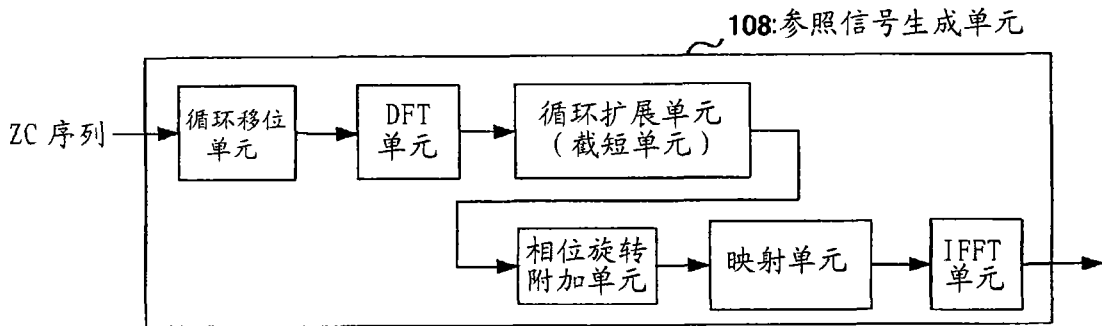


图 20C

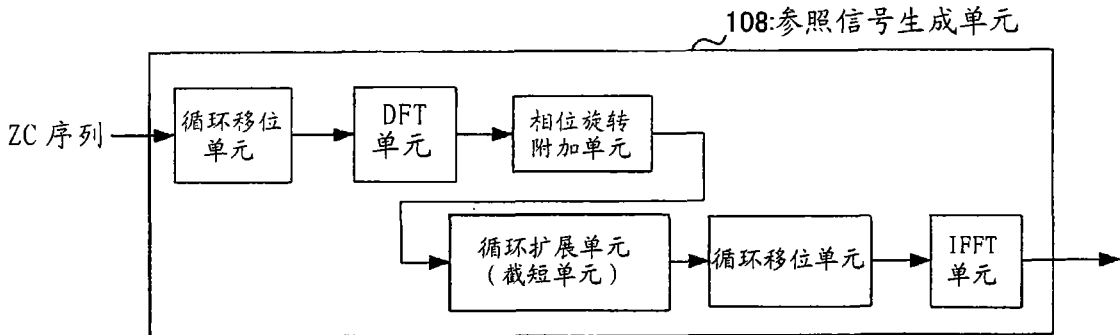


图 20D

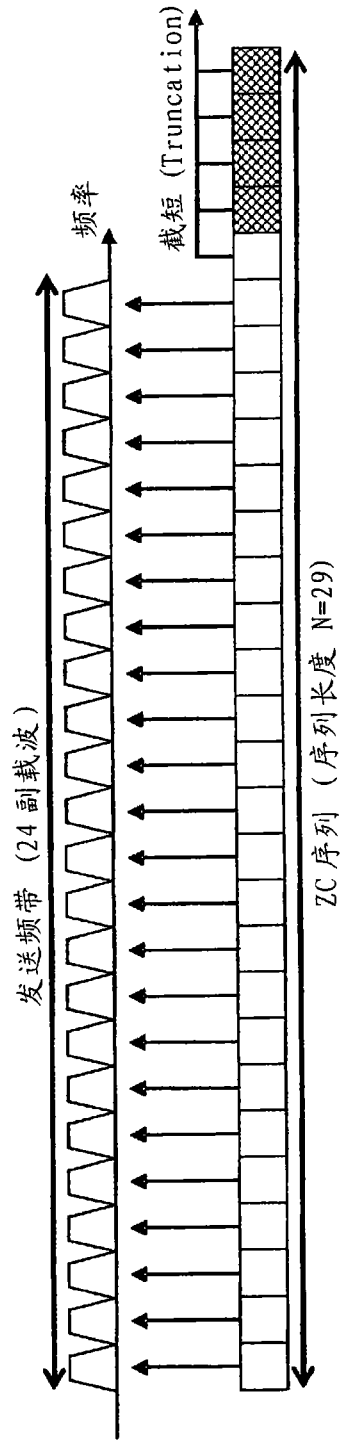


图 21

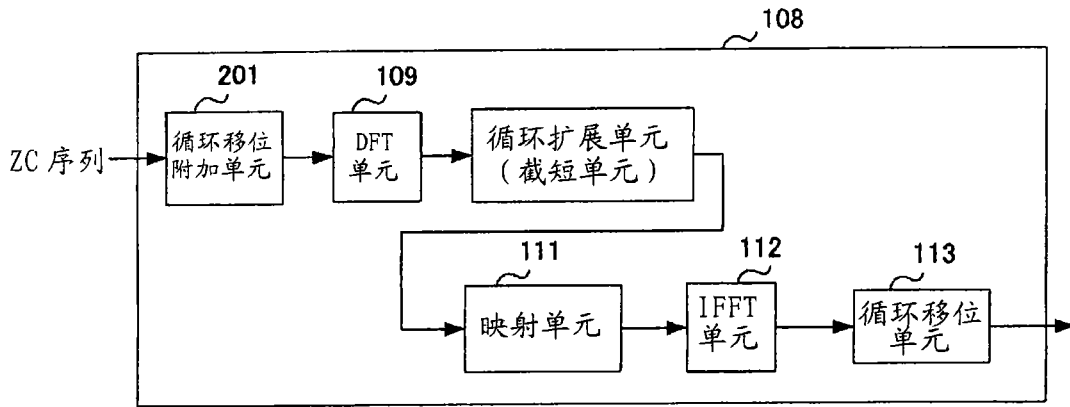


图 22A

108:参照信号生成单元

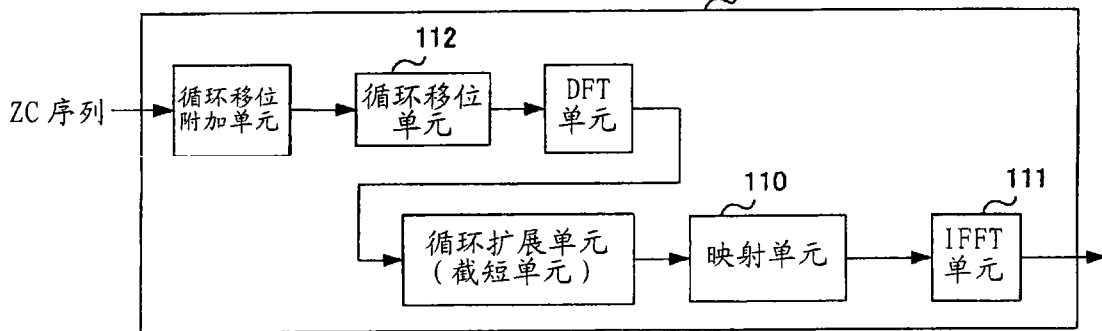


图 22B

108:参照信号生成单元

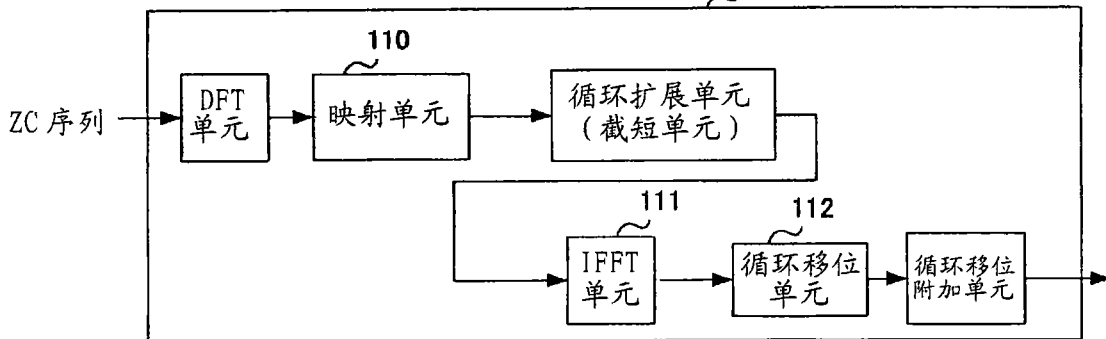


图 22C

108:参照信号生成单元

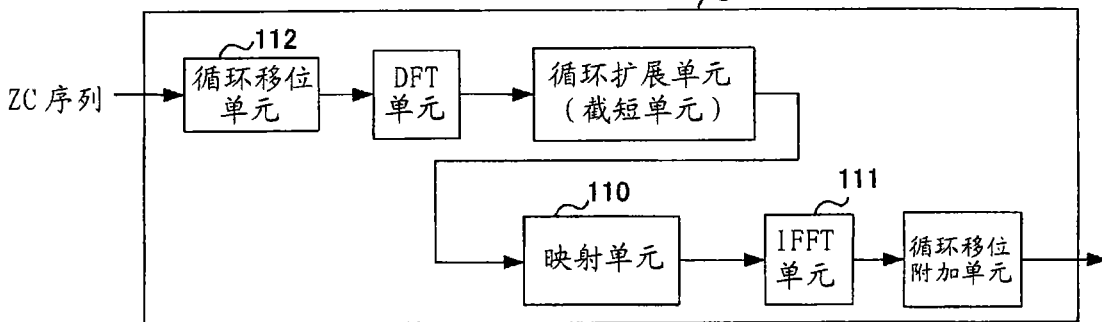


图 22D

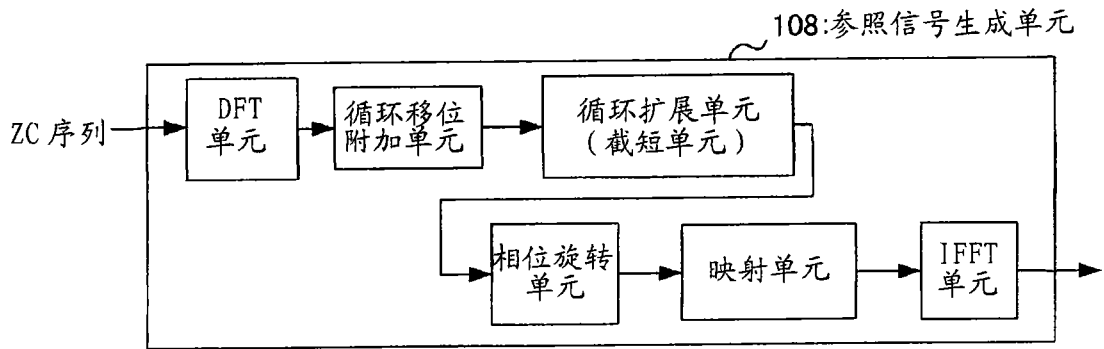


图 23A

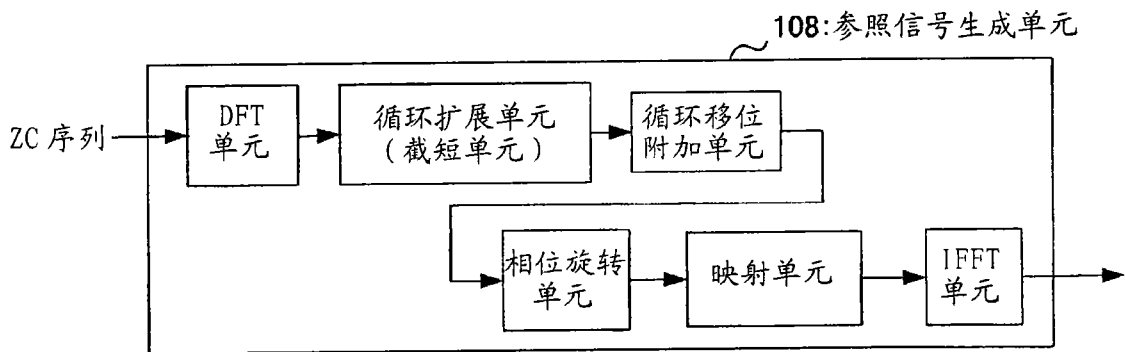


图 23B

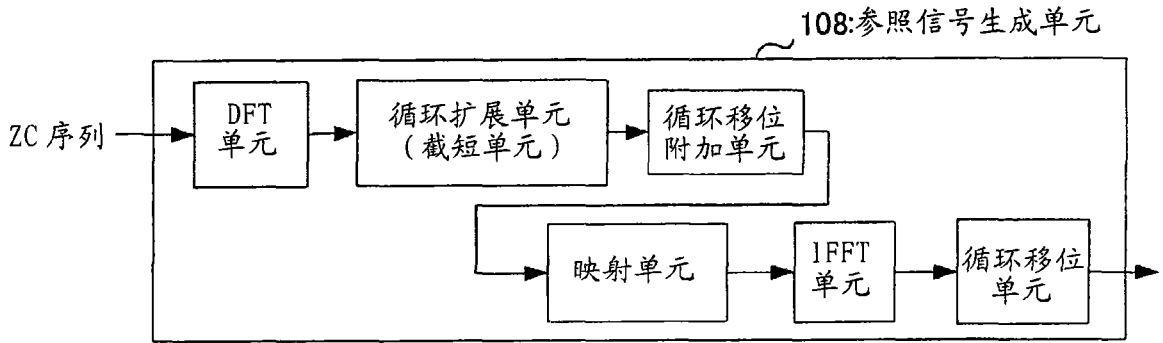


图 24A

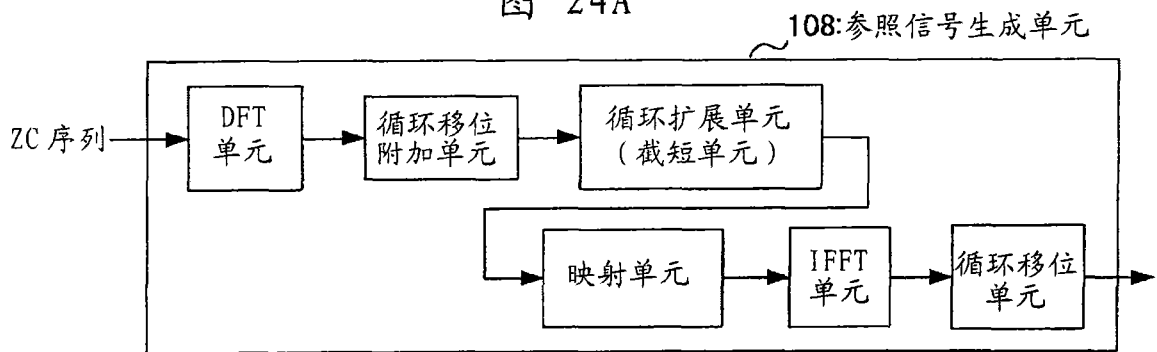


图 24B

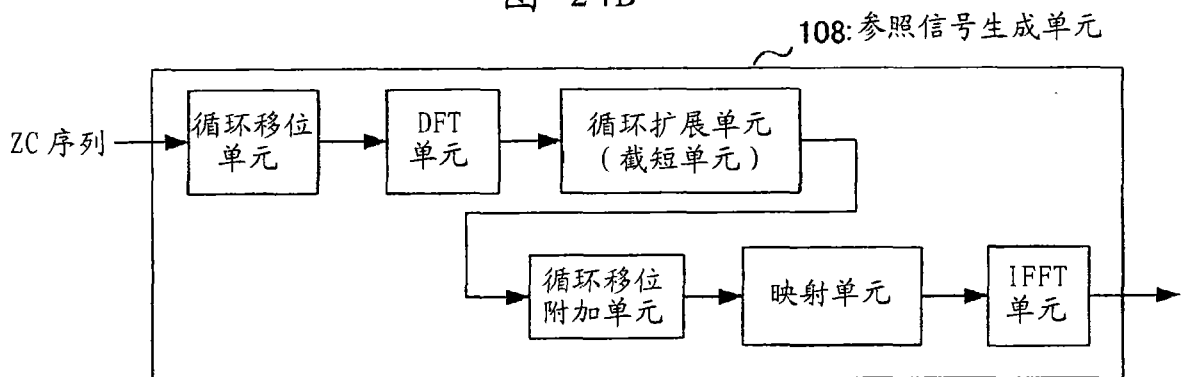


图 24C

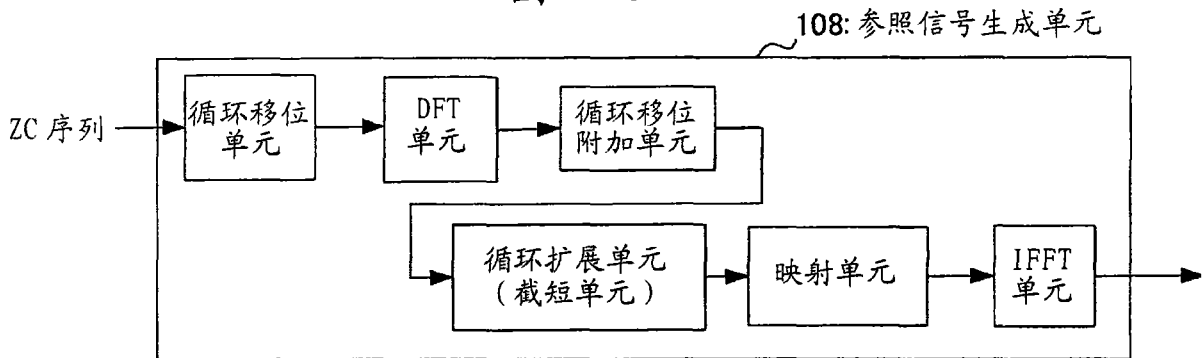


图 24D

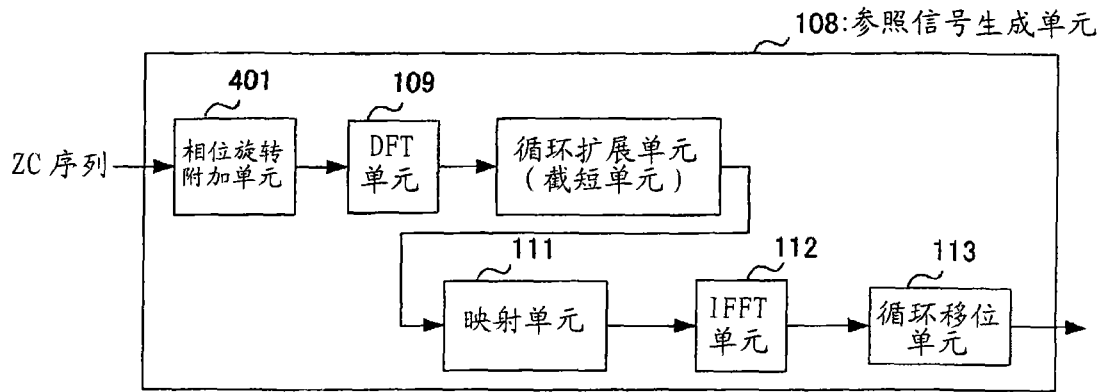


图 25A

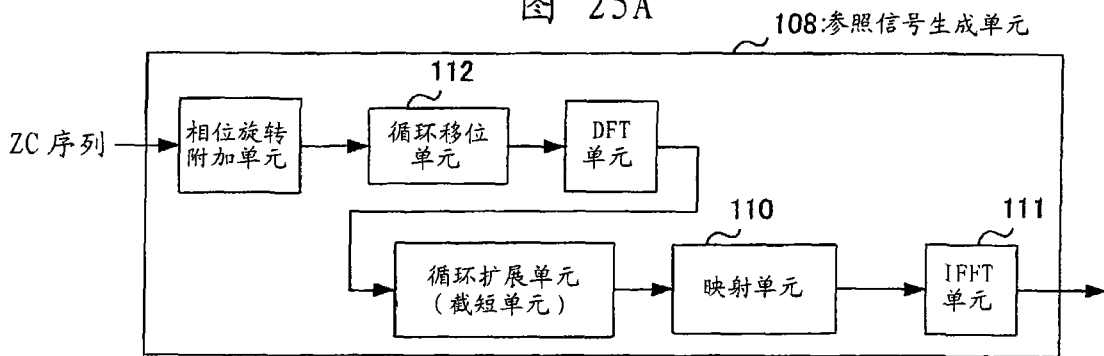


图 25B

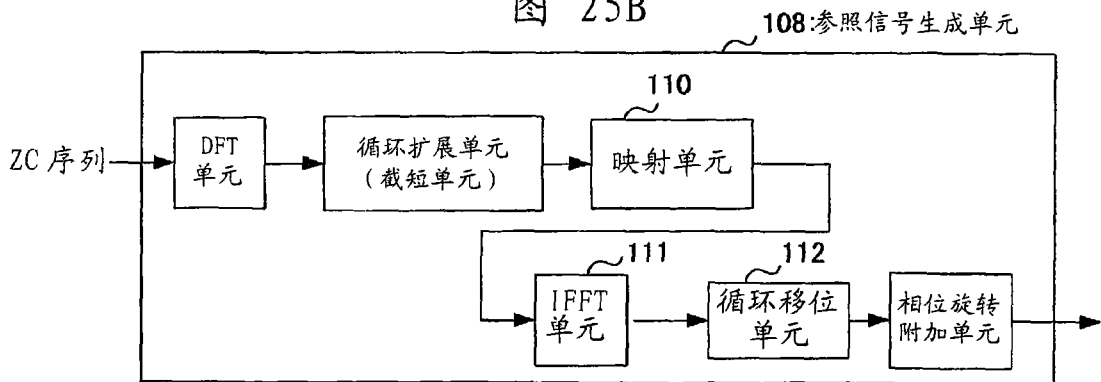


图 25C

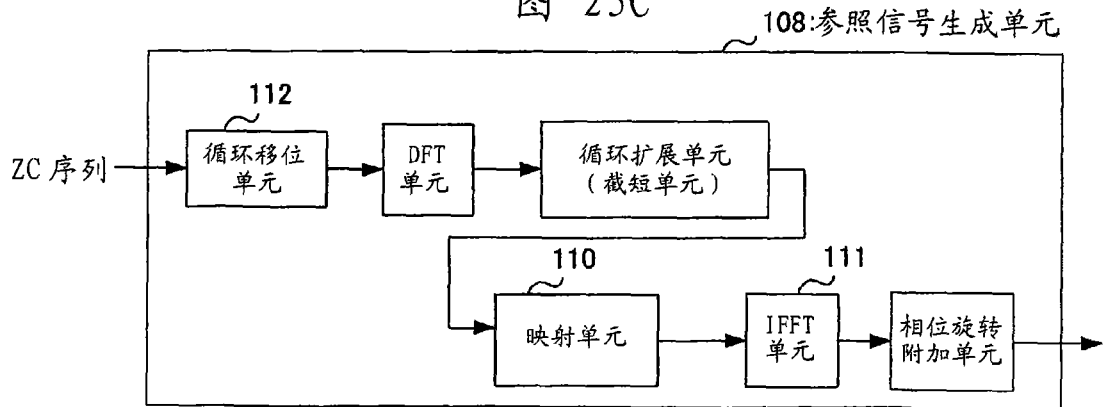


图 25D

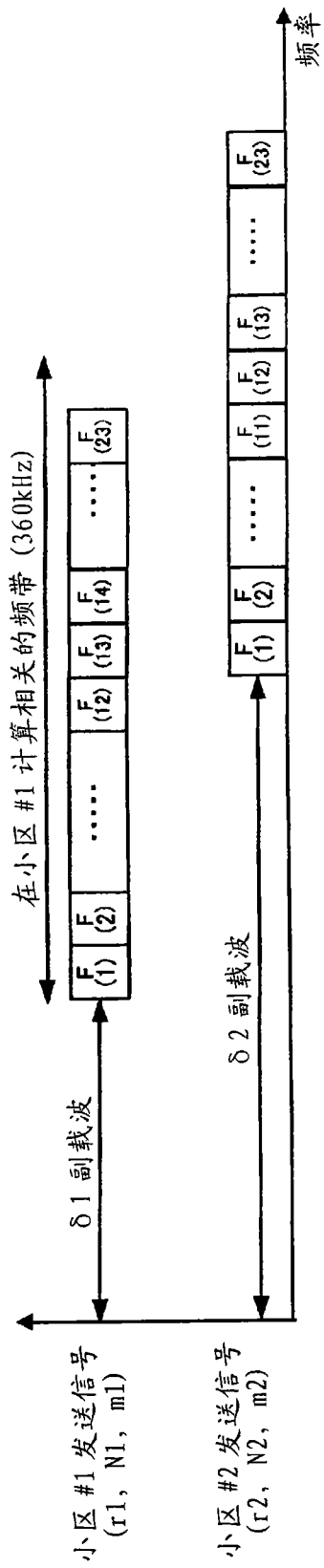


图 26

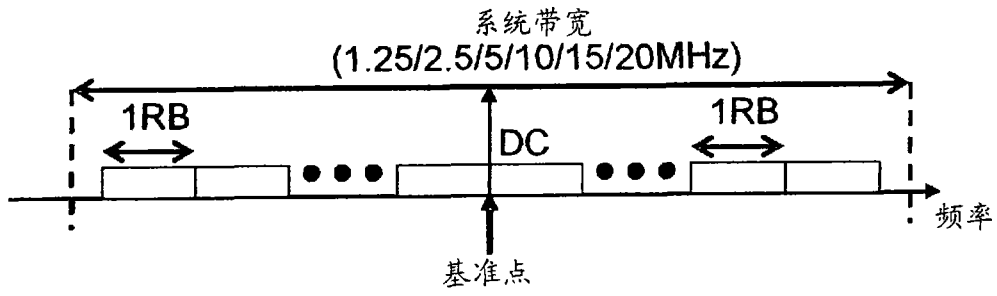


图 27A

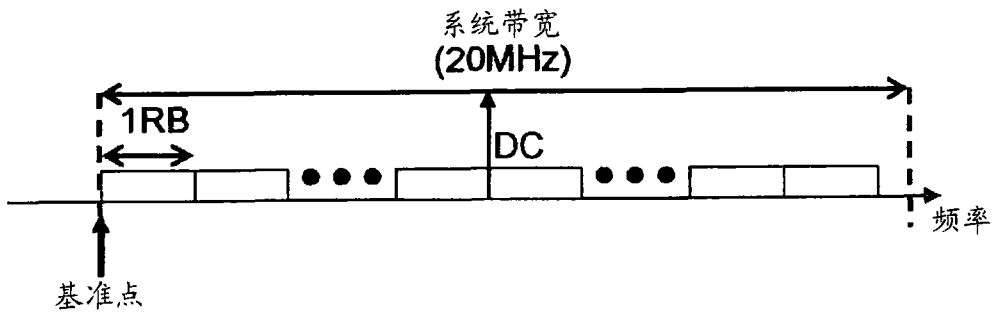


图 27B

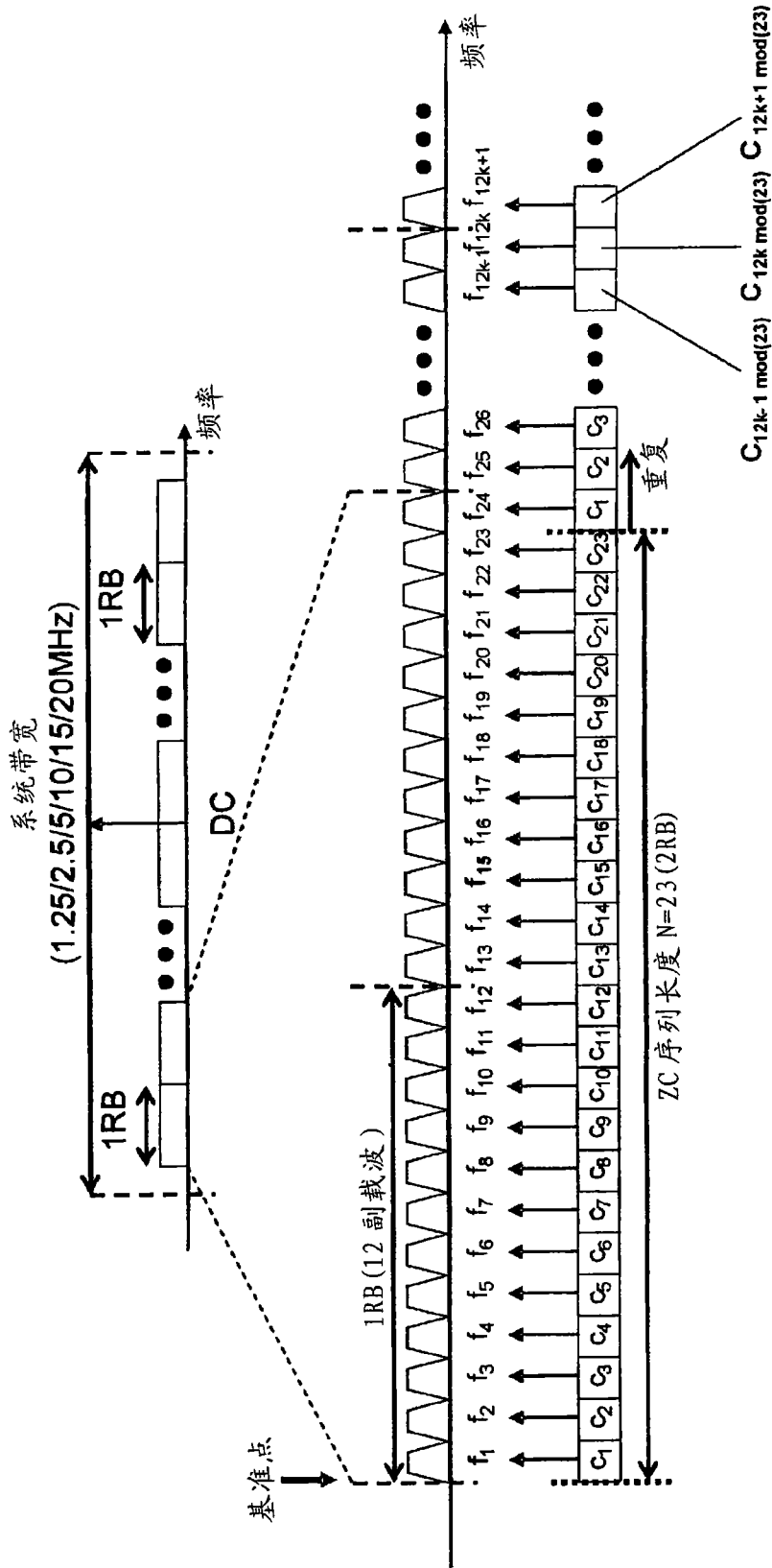


图 28A

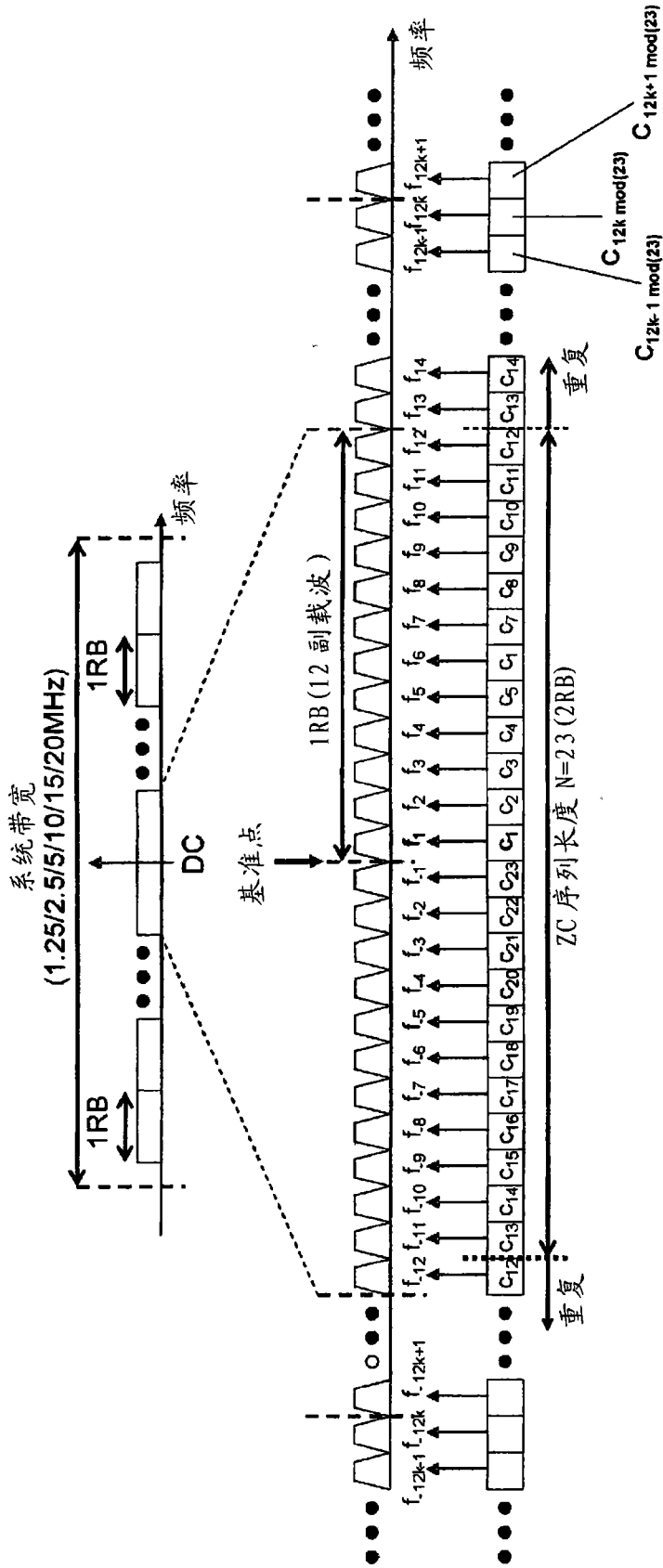


图 28B

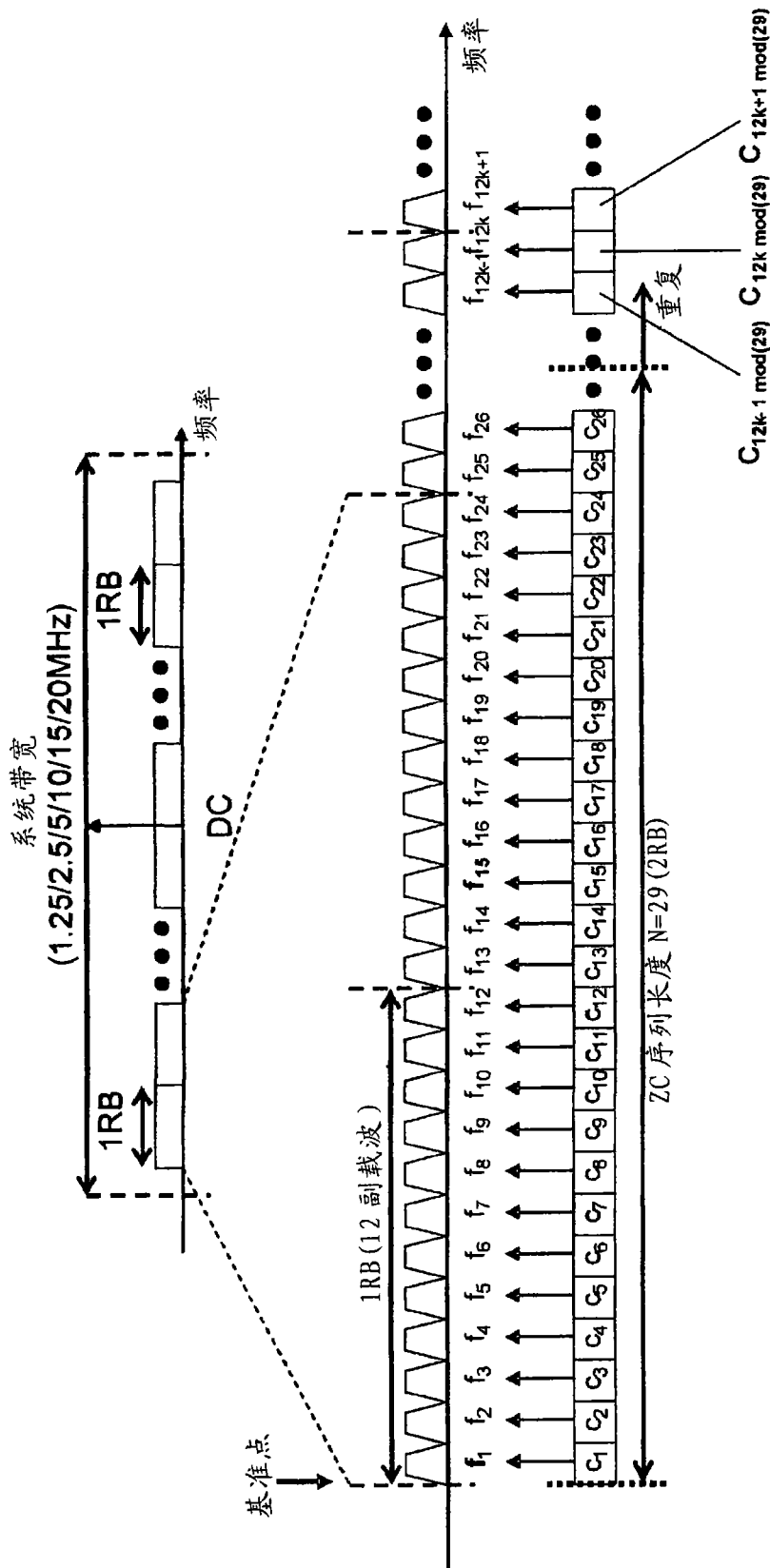


图 29A

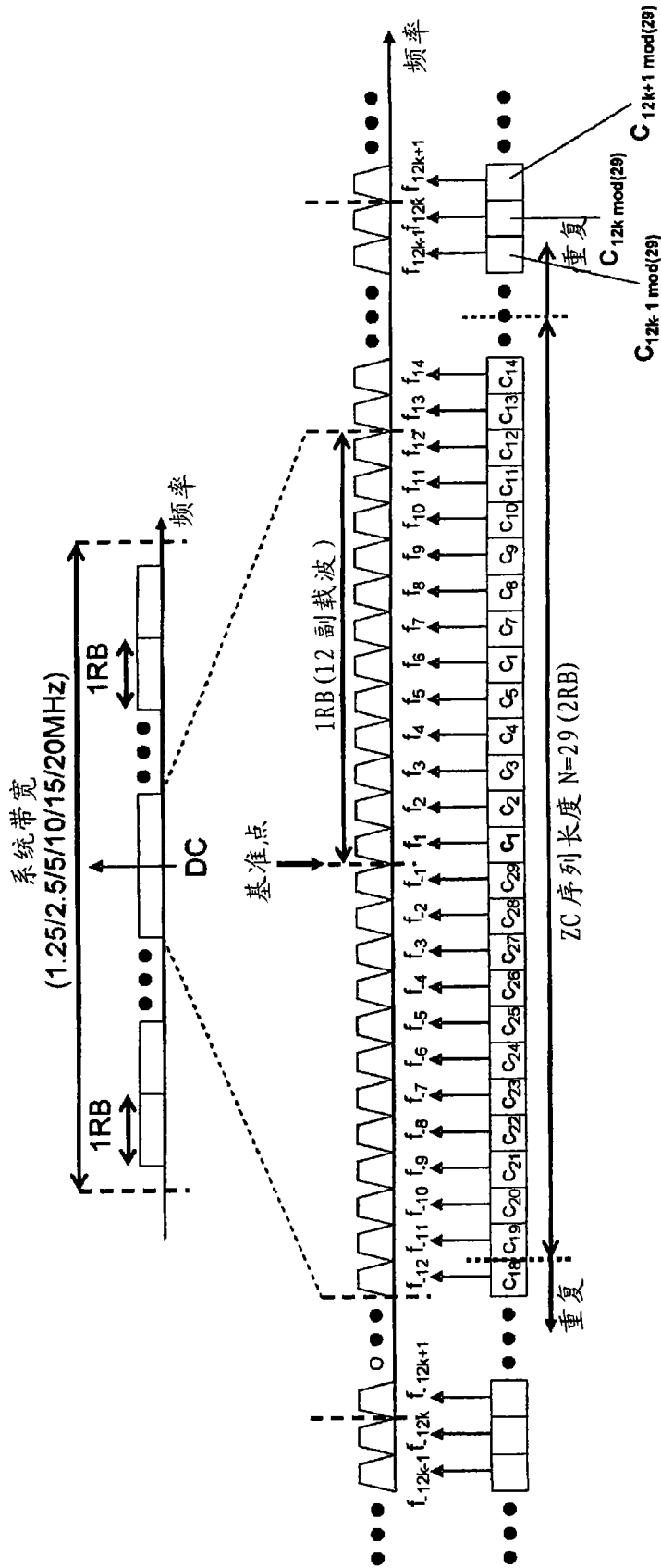


图 29B

副载波号	ZC序列的系数 ($N=23$)
f_1	C_1
f_2	C_2
f_3	C_3
f_{23}	C_{23}
f_{24}	C_1
f_{25}	C_2
f_{12k-1}	$C_{12k-1 \text{ mod } (23)}$
f_{12k}	$C_{12k \text{ mod } (23)}$
f_{12k+1}	$C_{12k+1 \text{ mod } (23)}$

图 30