



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200410092272.5

[43] 公开日 2005年5月11日

[11] 公开号 CN 1614899A

[22] 申请日 2004.11.5

[21] 申请号 200410092272.5

[30] 优先权

[32] 2003.11.6 [33] KR [31] 78379/2003

[71] 申请人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

[72] 发明人 安源翊 林永析 林采万

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司

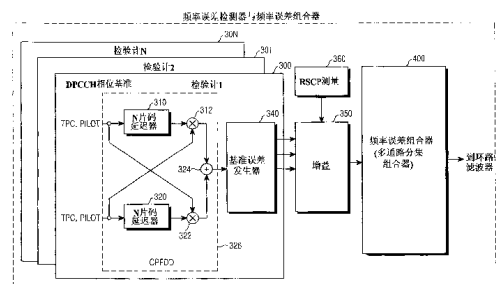
代理人 林宇清 谢丽娜

权利要求书2页 说明书13页 附图8页

[54] 发明名称 用于移动通信系统的接收机中的频率误差检测器与组合器

[57] 摘要

用于移动通信系统的频率误差检测器与组合器。用于移动通信系统的接收机的频率误差检测器与组合器，根据时隙格式，该移动通信系统包括不同帧格式，该接收机至少具有两个检验计，该检验计包括：频率误差检测器，用于利用从发射机接收的预定信道的相位基准符号，检测频率误差；基准频率误差发生器，用于利用检测的频率误差，以预定基准时间间隔，产生基准频率误差；电平控制器，用于控制基准频率误差发生器产生的频率误差的增益；以及频率误差组合器，用于将每个检验计产生的增益控制频率误差与预定值组合在一起。



1. 一种至少具有两个检验计的用于移动通信系统的接收机的频率误差检测器与组合器设备，每个检验计分别包括：

5 频率误差检测器，用于利用从发射机接收的预定信道的相位基准符号，检测频率误差；

 基准频率误差发生器，用于利用检测的频率误差，以预定时间间隔，产生基准频率误差；

10 电平控制器，用于控制基准频率误差发生器产生的频率误差的增益；以及

 频率误差组合器，用于将每个检验计产生的增益控制频率误差与预定值组合在一起。

15 2. 根据权利要求 1 所述的设备，其中预定信道是 DPCH（专用物理信道）的 DPCCH（专用物理控制信道）。

 3. 根据权利要求 2 所述的设备，其中相位基准符号至少是 DPCCH 的 TPC 和 PILOT 符号之一。

20 4. 根据权利要求 3 所述的设备，其中频率误差检测器与组合器安装在射束形成小区的接收机上。

 5. 根据权利要求 1 所述的设备，该设备进一步包括：

25 接收功率强度测量单元，用于测量从每个检验计接收的接收功率，然后，将测量的接收功率送到电平控制器。

 6. 根据权利要求 1 所述的设备，其中基准频率误差发生器从频率误差检测器接收检测的频率误差，然后，通过内插检测的频率误差，产生估计的频率误差。

30

7. 根据权利要求 1 所述的设备，其中基准频率误差发生器从频率误差检测器接收检测的频率误差，然后，通过衰减检测的频率误差，产生估计的频率误差。

用于移动通信系统的接收机中
的频率误差检测器与组合器

5

优先权

本申请要求 2003 年 11 月 6 日向韩国知识产权局提交的、分配序
列号为第 2003-78379 号的、标题为“FREQUENCY ERROR DETECTOR
AND COMBINER IN RECEPTION END OF MOBILE
10 COMMUNICATION SYSTEM”的专利申请的优先权，在此引用该专
利申请的内容供参考。

技术领域

本发明涉及一种用于移动通信系统的频率误差检测器与频率误差
15 组合器。

背景技术

通常，移动通信系统被分类为同步移动通信系统或异步移动通信
系统。欧洲采用异步移动通信系统，而美国采用同步移动通信系统。
20 欧洲使用的移动通信系统被称为 UMTS（通用移动通信系统），而通
常将用于 UMTS 的移动通信终端称为 UE（用户设备）。

移动通信系统中发生的频率偏移产生不可避免的性能恶化。当载
波频率随温度逐渐改变时，产生了特定的频率偏移问题。需要进行用
于补偿频率偏移的 AFC（自动频率控制）操作。UMTS 将公共导频信
25 道信号（下面称为 CPICH）用作频率误差控制回路的基准信号。

图 1 是示出公共导频信道（CPICH）的调制图形的示意图。在规
定的时间周期内，计算 CPICH 的平均相位。选择的时间周期与业务信
30 道的传递率无关。根据连续的 CPICH 信号，计算相位变化，因为以非

调制信号方式发送 CPICH。在预定周期内，通过对接收信号进行 I&D
 （积分和转储（Intrgrate&Dump））处理，可以计算当前接收符号的坐
 标。该计算值用作小相位变化的线性估计值。此外，该线性估计值与
 频率误差成正比。因为与基站相比，终端具有较不精确的定时，所以
 5 产生相位变化。用于 UMTS 系统的频率误差控制（FEC）回路的基准
 信号是 CPICH，而且图 2 示出 CPICH 基准符号的复平面。

图 2 是用于 UMTS 系统的 CPICH 基准符号的复平面。

10 FDD（频率差检测器）适于利用 UMTS 的接收端的基准信号检测
 频率误差。有两种方法可以检测频率误差，即，第一种方法使用反正
 切，而另一种方法使用 CPFDD（叉积频率差检测器）。通过将延迟的
 I 信道和 Q 信道值乘以原始值，CPFDD 检测频率误差。反正切方法利
 用信号振幅进行归一化运算。CPFDD 方法根据信号振幅利用加权值
 15 提供频率，而无需进行归一化运算。由于对于低信号振幅，噪声降低
 信号精度，所以在实际信道环境下，与使用反正切的方法相比，提供
 加权值的 CPFDD 方法可以精确估计相位误差。然而，在理想信道环
 境下，与 CPFDD 方法相比，反正切方法可以更精确估计相位误差。

20 为了在此进行计算，设 $CPICH1_{prev} = R_1 + jI_1$ ，而且 $CPICH1_{current} =$
 $R_2 + jI_2$ 。利用下面的等式 1 表示利用 CPICH 基准符号的上述复数根据
 反正切算法计算相位估计值的方法。此外，利用下面的等式 2 表示根
 据 CPFDD 算法计算相位估计值的方法。

25 [等式 1]

$$\hat{\theta}_1 = \tan^{-1} \left(\frac{R_1 I_2 - R_2 I_1}{R_1 R_2 + I_1 I_2} \right)$$

[等式 2]

$$\hat{\theta}_1 = \text{Im} \{ CPICH_{current} \cdot CPICH_{prev}^* \} = R_1 I_2 - R_2 I_1$$

30

利用接收机的规定检验计 (finger) 将利用等式 1 和 2 计算的相位估计误差组合在一起, 而不使用任何加权值。

5 第 6,510,187 号美国专利公开了一种利用 CPICH 运行 AFC 系统的典型例子。根据存在或不存在发射天线分集方案, 其公开的 AFC 系统建立并累加 CPICH 符号间隔, 然后, 获得累加输出结果的复共轭积, 产生了用于测量相位误差的值。

10 为了提高 UMTS 的下行链路容量, UMTS 可以采用射束形成技术, 这种射束形成技术将发送/接收天线射束特别聚焦到相应终端, 而且 UMTS 可以同时发送专用相位基准信号, 以使每个用户分别进行同步解调。

15 利用上述射束形成技术, UMTS 可以将各信道, 例如, DPCH (专用物理信道)、DSCH (下行链路共享信道) 以及 HS-DSCH (高速下行链路共享信道) 发送到小区的特定区域。在这种情况下, 上层将下行链路相位基准不是 CPICH (公共导频信道) 的事实通知移动终端或 UE。因此, UMTS 必须利用 CPICH 之外的其它信道对频率误差进行补偿。

20

如果 UE 移动到规定的射束形成小区, 则 UE 不能根据相位在上层使用 P-CPICH (主要 CPICH) 或 S-CPICH (次要 CPICH), 然后, UMTS 将相应小区的下行链路 DPCH 可以用作相位基准的事实通知 UE。在这种情况下, 假定 UE 不使用发送分集 (STTD 或 TxAA)。因此, UE 必须利用 DPCH 对频率误差进行补偿。

25

许多开发人员最近对利用射束形成天线发送 DPCH 的方法进行了深入细致的研究, 但是没有用于检测和补偿频率误差的方法。

30

发明内容

因此，鉴于上述问题，提出本发明，而且本发明的目的是提供一种频率误差检测器与组合器，当用于 UMTS AFC 系统的 UE 下行链路的相位基准不是 CPICH 时。

5 根据本发明，通过提供用于移动通信系统的接收端的频率误差检测器与组合器设备，可以实现上述以及其它目的，该移动通信系统包括根据时隙格式变化的帧格式，该频率误差检测器与组合器包括：频率误差检测器，用于利用从发射端接收的预定信道的相位基准符号，检测频率误差；基准频率误差发生器，用于利用检测的频率误差，以
10 预定基准时间间隔，产生基准频率误差；电平控制器，用于控制基准频率误差发生器产生的频率误差，以根据接收功率强度输入正确电平，然后，产生电平控制频率误差；以及频率误差组合器，用于将通过电平控制器，由检验计分别产生的频率误差与预定值组合在一起。

15 附图说明

根据以下结合附图所做的详细说明，可以更清楚地理解本发明的上述以及其他目的、特征以及其他优点，附图包括：

图 1 是示出用于移动通信系统的公共导频信道（CPICH）的调制图形的示意图；

20 图 2 是示出用于 UMTS 系统的 CPICH 基准符号的复平面的示意图；

图 3 是示出用于 UMTS 系统的下行链路 DPCH 帧结构的示意图；

图 4 是示出用于下行链路 DPCH 的 TPC 位模式的示意图；

25 图 5 是示出根据本发明用于 UMTS 系统的 UE 的 AFC（自动频率控制）系统的方框图；

图 6 是示出根据本发明的频率误差检测器与频率误差组合器的方框图；

图 7 是示出用于 UMTS 系统、与基于时隙格式的下行链路 DPCH 有关的 TPC 和 PILOT 模式的典型表格；以及

30 图 8 是示出根据本发明的基准频率误差估计运算的示意图。

具体实施方式

现在，将参考附图详细说明本发明的优选实施例。在附图中，即使同样或类似的单元示于不同的附图中，仍利用同样的参考编号表示它们。在下面的说明中，当对在此引入的已知功能或配置的所做的详细
5 说明可能使本发明的主题不清时，将省略对它们做详细说明。

本发明将 DPCH（专用物理信道）的 DPCCH（专用物理控制信道）用作相位基准。这是可以实现的，因为利用各种时隙确定的规定模式，发送 DPCCH 的 PILOT 字段。用于功率控制的 TPC 字段始终在
10 同一个时隙内发送同一位，因此接收机可以利用 TPC 字段和 PILOT 字段检测频率误差。根据检验计检测的接收功率强度，TPC 字段对检测的频率误差附加加权值，并将加权结果与频率误差组合在一起。例如，如果确定在软切换环境下确定相邻小区是射束形成小区，则与相
15 邻小区不是射束形成小区时相比，DPCH 发送的信号增加了 6 dB。以接收机可以改善频率误差补偿性能的方式，DPCH 对以强信号检测的频率误差附加加权值。

图 3 是示出用于 UMTS 系统的下行链路 DPCH 帧结构的示意图。
20 图 4 是示出用于下行链路 DPCH 的 TPC 位模式的示意图。

参考图 3，DPCH 包括用于数据传输的 DPDCH（Data1+Data2）和用于控制信号的 CPCCH（TPC+TCFI+PILOT）。从上层收到代替 CPICH 信号、用作相位基准的 DPCH 信号后，在 UE（用户设备）内，
25 将 DPCH 的 DPCCH（专用物理控制信道）用作相位基准。利用 DPCCH 22 的 TPC 符号 25 和 PILOT 符号 24，UE 检测频率误差，因为利用各种时隙格式确定的规定的模式发送 DPCCH 22 的 PILOT 字段。用于功率控制的 TPC 字段 25 在同一个时隙内发送同一位，因此它可以利用 TPC 字段和 PILOT 字段检测频率误差。为什么 TPC 字段 25 可以利用
30 TPC 字段和 PILOT 字段检测频率误差的原因是，在下行链路 DPCH

中,TPC 符号 24 和 PILOT 符号 24 分别具有固定位模式。图 4 示出 TPC 符号的位模式。参考图 4, 当发射机功率控制命令被设置为“1”时, TPC 位模式对每位分配预定值(例如“1”), 而当发射机功率控制命令被设置为“0”时, TPC 位模式对每位分配另一个值(例如“0”)。

5

TPC 符号 25 和 PILOT 符号 24 均没有固定间隔和相对较短长度, 如图 3 所示。接收机不能在剩余间隔内检测频率误差。仅在短 TPC 和 PILOT 符号间隔 25 和 24 内检测频率误差, 而先前频率误差一定包括在剩余间隔内, 而不是包括在 TPC 和 PILOT 符号间隔内。另外, 以在检测到下一个频率误差之前必须保持频率控制回路的当前状态的方式, 在同一个剩余间隔内, 将检测到的频率误差设置为“0”。

10

上述两种情况存在两个问题。关于第一个问题, 如果在剩余间隔内保持短间隔期间检测到的频率误差, 则即使频率检测误差被显著减小, 仍必须利用先前的高检测误差进行频率补偿操作, 直到收到下一个检测误差。上述频率补偿操作不希望地影响残余频率误差的振幅。关于第二个问题, 仅在短间隔期间内, 进行频率检测操作, 而在剩余长间隔内不进行频率补偿操作, 导致更长的频率稳定时间。

15

因此, 需要一种频率误差补偿电路, 即使在不能检测频率误差的间隔内, 该频率误差补偿电路仍可以以可以匀速工作的方式对近似值进行补偿。

20

图 5 是示出根据本发明实施例用于 UMTS 的 UE 的 AFC (自动频率控制) 系统的方框图。

25

参考图 5, AFC 系统包括模拟模块 100 和数字模块 200。模拟模块 100 包括: 混合器 102 和 112、移相器 122 和 LPF (低通滤波器) 104 和 114。模拟模块 100 包括 VCO (压控振荡器) 120, 用于对混合器 102 和 112 提供振荡频率。

30

参考图 5, 混合器 102 将从第一天线接收的 I 信号乘以 VCO 120 的输出信号, 而混合器 112 将从第二天线接收的 Q 信号乘以 VCO 120 的输出信号。移相器 122 使 VCO 120 的输出信号的相位移相 90° , 然后, 将该相移信号输出到混合器 102。LPE 104 和 114 分别滤波 I 信号和 Q 信号中的载频信号。数字模块 200 包括 ADC (模数变换器) 202 和 212、去扩频单元 204 和 214、TPC 和 PILOT 检测器 206 和 216、PILOT 模式移去器 208 和 218 以及频率误差检测器与频率误差组合器 240。ADC 202 和 212 将 LPF 104 和 114 的输出信号变换为数字信号, 然后, 分别将该数字信号输出到去扩频单元 204 和 214。利用基站的发射端使用的同样扩频代码, 去扩频单元 204 和 214 进行去扩频。利用该代码将特定信道与各种信道分离开。TPC 和 PILOT 检测器 206 和 216 从去扩频单元 204 和 214 的输出信号中检测 TPC 和 PILOT 符号。PILOT 模式移去器 208 和 218 从 TPC 和 PILOT 检测器 206 和 216 的输出信号中移去导频模式。根据 TPC 和 PILOT 符号, 频率误差检测器与频率误差组合器 240 确定频率误差, 然后, 将确定的频率误差输出到电平控制器 252。环路滤波器 254 对频率误差检测器与频率误差组合器 240 传送到电平控制器 252 的频率误差进行滤波, 然后, 输出滤波的频率误差。DAC 256 将从环路滤波器 254 接收的数字形式频率误差变换为模拟形式信号, 然后, 将该模拟形式的频率误差输出到 VCO 120。

参考图 3, 在射束形成小区内使用的 UE 使用包含在 DPCH 的 DPCCH 的相位基准内的 TPC 和 PILOT 符号 25 和 24。不将 TPC 符号 25 和 PILOT 符号 24 固定为固定间隔, 而是分别固定为较短长度, 以致在预定间隔, 不能获得 TPC 和 PILOT 符号 25 和 24 获得的频率误差。本发明以这样的方式对 TPC 和 PILOT 符号 25 和 24 获取的实频率误差 (real frequency error) 进行内插或应用衰减常数, 以致接收机可以计算估计的频率误差。本发明以预定间隔计算实频率误差和估计的频率误差。在此, 将用于计算频率误差的规定周期称为基准时间间隔。即使在不能实际检测频率误差的特定间隔内, 本发明仍以这样的

方式估计频率误差的近似值，以致可以以规定的速度运行频率误差补偿电路。

5 图 6 是示出根据本发明的频率误差检测器与频率误差组合器的方框图。

在射束形成小区（beamforming cell）内，图 6 所示的频率误差检测器与频率误差组合器不使用 STTD（空间时间发送分集），而将 DPCH 用作基准相位，因此它可以以基准时间间隔，取 DPCH 的扩频因数（SF）的整数倍。又积频率误差检测器（CPFDD）入口间隔（entry interval）以这样的方式与 CPFDD 的频率误差检测范围有关，以致频率误差检测器与频率误差组合器选择正确的基准时间间隔。以基准时间间隔运行频率误差补偿回路。

15 如果将基准时间间隔设置为 512 片码的规定时间，则频率误差检测器与频率误差组合器可以建立与用于传统 CPICH 的传统频率误差检测器相同的频率误差控制回路。将传统 CPICH 用作基准相位的传统 AFC 块将 CPFDD 的信号入口间隔设置为 512 片码的规定时间。如果频率误差检测器与频率误差补偿电路不使用 STTD，则它取 CPICH 的 SF 的整数倍作为基准时间间隔，以致接收机可以建立与用于传统 CPICH 的频率误差检测器相同的频率误差控制回路。因此，根据检验计

20 接收功率，频率误差检测器与频率误差组合器对检测的频率误差附加加权值，而且检验计仅包括频率误差组合器单元，因此通过将频率误差组合器单元附加到该传统结构，接收机可以采用传统结构。

25 参考图 6，频率误差检测器与频率误差组合器从图 5 所示的 TPC 和 PILOT 符号检测器 206 和 216 接收 TPC 和 PILOT 符号。频率误差检测器与频率误差组合器包括：频率差检测器（FDD）326；基准频率误差发生器 340，利用检测的频率差，以预定时间间隔，产生基准频率误差；以及频率误差组合器 400，用于根据检验计的功率电平，

30

应用加权值，以将加权结果与频率误差组合在一起。CPFDD 326 和基准频率误差发生器 340 分别包括在包含在多通路中的各通路的检验计中。频率误差组合器 400 连接到每个检验计，以进行频率误差组合，然后，将频率误差组合结果输出到环路滤波器 214。频率误差检测器
5 与频率误差组合器进一步包括：接收信号代码功率（RSCP）测量单元 360，用于测量从检验计接收的接收功率的强度，以提供测量的接收功率强度；以及电平控制器 350（GAIN），用于根据接收功率，控制基准频率误差发生器 340 产生的频率误差，以输入正确的电平，然后，将电平控制频率误差输出到频率误差组合器 400。频率误差组合器 400
10 将每个检验计产生的频率误差组合在一起。

用作频率误差检测器的 CPFDD 326 包括：第一和第二延迟器 310 和 320、第一和第二乘法器 312 和 322 以及加法器 324。第一延迟器 310 使第一接收符号数据延迟，以产生延迟的第一接收符号数据，而第二
15 延迟器 320 使第二接收符号数据延迟，以产生延迟的第二接收符号数据。第一乘法器 312 使从第一延迟器 310 接收的延迟的第一接收符号数据与未延迟的第二接收符号数据相乘，而第二乘法器 322 使从第二延迟器 320 接收的、延迟的第二接收符号数据与未延迟的第一接收符号数据相乘。加法器 324 计算第一乘法器 312 与第二乘法器 322 的输
20 出值之间的差值，然后，将该差值作为频率误差值输出。

利用检测的误差，基准频率误差发生器 340 以预定时间间隔产生基准频率误差。收到在先前时隙的相位基准符号间隔期间测量的基准频率误差后，利用采用内插或衰减常数的方法，在相位基准符号间隔
25 期间，基准频率误差发生器 340 估计并输出基准频率误差。在这种情况下，相位基准符号可以是 TPC 符号、PILOT 符号或它们二者。

电平控制器（在图 6 中被表示为 GAIN）350 控制基准频率误差发生器 340 产生的基准频率误差，以根据 RSCP 测量单元 360 提供的接收功率强度，提供正确电平，然后，将电平控制基准频率误差输出
30

到频率误差组合器 400。RSCP 测量单元 360 测量各检验计产生的接收频率强度，然后，将测量的接收功率强度输出到电平控制器 350。这样，根据每个检验计的接收功率，RSCP 测量单元 360 对检验计的输出频率误差附加可变加权值，以致在收到 RSCP 测量单元 360 的输出值后，电平控制器 350 可以产生校正频率误差。频率误差组合器 400 将各检验计传送的频率误差组合在一起，然后，将组合的频率误差输出到环路滤波器 254。频率误差组合器 400 将从各检验计接收的基准频率误差组合在一起，以根据多通路，获得分集效应。

现在，将参考图 7 和 8 说明基准频率误差发生器 340。图 7 是示出用于 UMTS、与基于时隙格式的下行链路 DPCCH 有关的 TPC 和 PILOT 模式的典型表格。图 8 是示出根据本发明的基准频率误差估计运算的原理图。

参考图 7，根据各种时隙格式，UMTS 含有不同的帧格式。根据时隙格式，使频率误差检测器与频率误差组合器工作。例如，如果在 AFC 块内，将基准时间间隔设置为 512 片码的规定结果，则在其中 TPC 符号为“1”之外的所有情况下，UMTS 将 TPC 符号一分为二，以产生两个基准 TPC 符号，然后，根据两个基准 TPC 符号，测量基准频率误差。

图 8 所示的 DPCH 帧结构示出先前时隙的头一个 512 片码内的 TPC 字段。如果将图 7 所示时隙格式设置为 12 至 15 的时隙格式，则本发明利用两个基准 TPC 符号，测量基准频率误差，因为每个 TPC 字段至少分别含有两个 TPC 符号。如果时隙格式被设置为 12、13、14 或 15，则在经过对应于头一个 512 片码的预定时间之后，可以计算 CPFDD 输出值。如果将时隙格式设置为 12 至 15 之外的剩余值，则 TPC 符号的数量等于“1”，而本发明不能测量基准频率误差。在这种情况下，本发明接收在先前时隙的相位基准符号间隔期间测量的基准频率误差，然后，通过进行内插或者利用衰减常数，本发明估计 TPC 符号

间隔期间的新基准频率误差。

再参考图 2，如果发送包含在该时隙内的 TPC 字段 25、TFC1 字段 26 以及数据 2 字段 23，则还发送 PILOT 符号 24，该时隙包括：DPDCH 21；DPCCH 22，由 TPC 和 TFC1 字段 25 和 26 构成；DPDCH 23，含有 DATA2 字段；以及 DPCCH 24，含有 PILOT 字段 24。在这种情况下，根据时隙格式，PILOT 符号间隔 24 可以包括 64 片码至 1024 片码的范围，如图 7 所示。

参考图 7，如果时隙格式等于 6 或 7，则 SF 等于 256，TPC 字段等于 256 片码，以及 PILOT 字段等于 1024 片码。确定 TPC 符号为“1”，因此，利用 TPC 符号，不可能测量基准频率误差。然后，UMTS 可以仅使用 PILOT 符号，而且如果在 AFC 块内，基准时间间隔等于 512 片码，则对 CPFDD 的输出信号测量两次。如果在 AFC 块内基准时间间隔等于 512 片码，则时隙长度等于 2560 片码，因此必须对 CPFDD 的输出信号计算 5 次。然而，在其中时隙格式被设置为 6 或 7 的上述情况下，对 CPFDD 的输出信号计算两次，因此为了实现 5 次“计算”，必须对 CPFDD 的输出信号估计 3 次。在这种情况下，基准误差发生器 340 以 512 片码的预定时间间隔产生基准频率误差，然后，将产生的基准频率误差输出到频率误差组合器 400。

如果基准时间间隔被设置为 256 片码，则需要一个时隙产生 10 次 CPFDD 输出信号，以致在 PILOT 符号间隔内，对基准频率误差测量 4 次。基准频率误差发生器 340 必须估计基准误差。因为该原因，基准频率误差发生器 340 可以采用内插方法，或者可以以它可以估计基准误差的方式，将衰减常数乘以先前测量的误差。

图 8 示出其中将基准时间间隔设置为 512 片码，而将 PILOT 符号间隔设置为 1024 片码的情况。将当前时隙误差 (cE) 设置为当前时隙的相位误差，而将先前时隙误差 (pE) 设置为先前时隙的相位误

差。可测量的基准误差是 $cE(3)$ 和 $cE(4)$ ，而要估计的基准误差是 $cE(0)$ 、 $cE(1)$ 和 $cE(2)$ 。如果存在在 TPC 符号间隔内测量的基准频率误差，则其相位误差被确定为在 TPC 符号之间的规定时间间隔期间（即，从 32 片码至 256 片码的范围）产生的相位误差，而且本发明必须将相位误差变换为在基准时间期间产生的相位误差。在短时间间隔内，该相位误差与时间线性成正比，因此本发明可以考虑到基准时间与实 TPC 符号间隔之间的差值，进行相位误差变换。换句话说，基准频率误差等于在同样的基准时间期间产生的测量误差。

图 8 还示出两种估计方法的例子，即内插方法和衰减常数使用方法。

内插方法用于利用先前时隙的 $pE(3)$ 和 $pE(4)$ 估计 $cE(0)$ 、 $cE(1)$ 和 $cE(2)$ ，而且该内插方法可以包括几个先前时隙，或者可以根据当前时隙与先前时隙之间的时间差，采用加权值。尽管在此公开的内容仅考虑了一个先前时隙，而且采用最简单的线性内插方法，但是可以使用一个以上的先前时隙，而且可以设想高级内插方法。

采用衰减常数的方法假设控制回路以预定方向延伸，以减小误差。然后，该系统以可以进行估计运算的方式将最近测量的误差乘以小于 1 的增益。例如，可以利用 $cE(0)=a*pE(4)$ 、 $cE(1)=b*pE(4)$ 以及 $cE(2)=c*pE(4)$ 表示衰减常数方法，其中 a 、 b 和 c 是小于 1 的常数。利用规定的模拟量确定这些常数 a 、 b 和 c 。

利用上面认定的方法，基准频率误差发生器 340 以基准时间间隔产生基准频率误差，然后，根据每个检验计的接收功率，以它可以使频率误差控制回路工作的方式，将产生的频率误差与加权值组合在一起。如果 PILOT 符号间隔小于基准时间，则基准频率误差发生器 340 将 PILOT 符号间隔一分为二，结果，产生两个组合 PILOT 符号。此后，基准频率误差发生器 340 仅测量最后一个 PILOT 符号间隔中的一

个基准误差。然后，基准频率误差发生器 340 进行计算处理，以提供基准时间期间检测的测量误差。

5 如上所述，通过根据检验计接收功率，将产生的频率误差与加权值组合在一起，本发明可以提高频率误差补偿性能。例如，如果在软切换环境下，从第一至第三小区的所有小区接收的信号，而且第二小区和第三小区均是射束形成小区，则本发明根据检验计接收功率，将第一小区的 CPICH 检测的频率误差与加权值组合在一起，而根据检验计的加权值，将第二和第三小区的 DPCH 检测的另一个频率误差与加权值组合在一起。射束形成小区发送与非射束形成小区相比增加了 6 dB 的 DPCH 功率电平，然后，可以确定是否发送 CPICH。传统小区将 CPICH 固定为 -10 dB 的特定值，然后，发送固定 CPICH。然后，本发明根据检验计接收功率，将检验计的输出频率误差与加权值组合在一起，结果，提高了检测频率误差的精度。当 ME（移动设备）以高速从小区边界区域移动到其它区域时，本发明方法可以提高系统性能。

20 从上面的描述中可以看出，在 AFC 系统不能将 CPICH 用作相位基准时，本发明利用 TPC 和 PILOT 符号检测频率误差，然后，将利用检验计接收功率可变检测的频率误差与加权值组合在一起，结果，提高了整个频率误差补偿电路的性能。

25 尽管为了说明问题，对本发明的优选实施例进行了说明，但是本技术领域的普通技术人员明白，在所附权利要求所述的本发明实质范围内，可以对其进行各种修改、附加和替换。

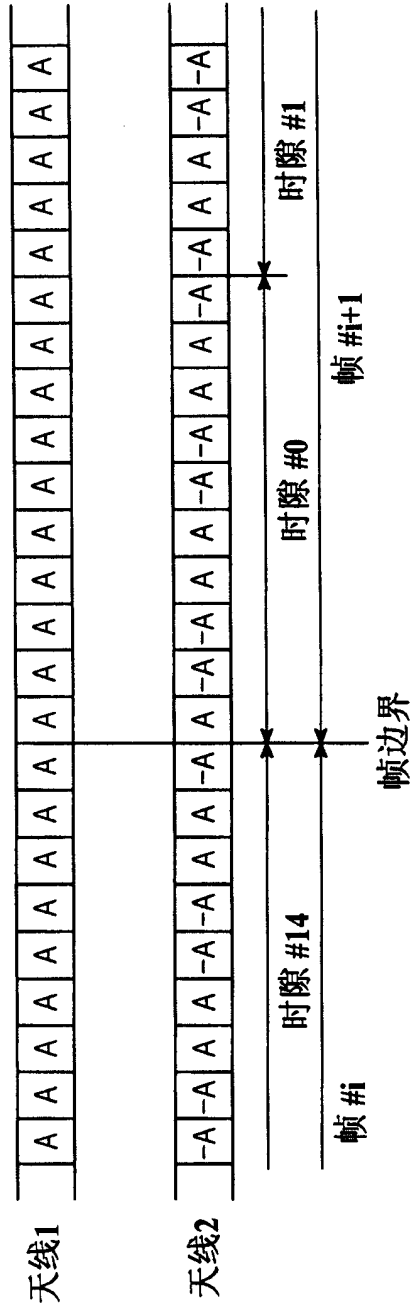


图1

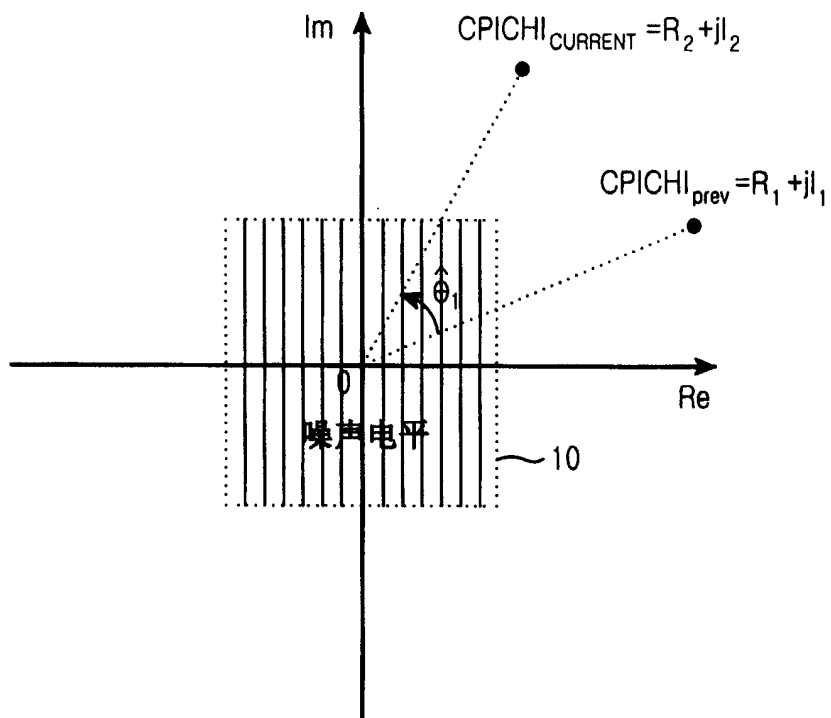


图2

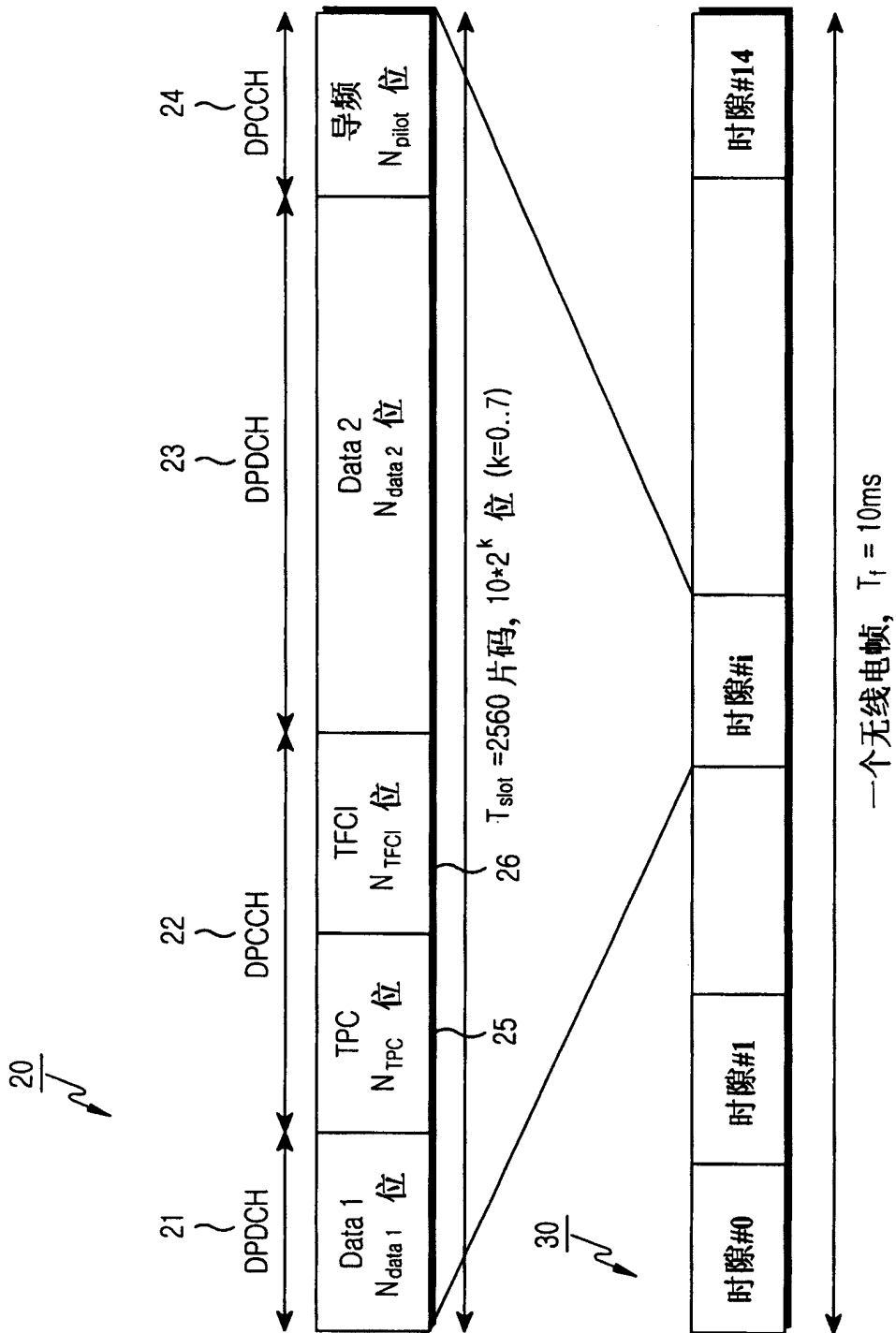


图3

TPC位模式			发射机功率控制命令
$N_{\text{TPC}} = 2$	$N_{\text{TPC}} = 4$	$N_{\text{TPC}} = 8$	
11 00	1111 0000	11111111 00000000	1 0

图4

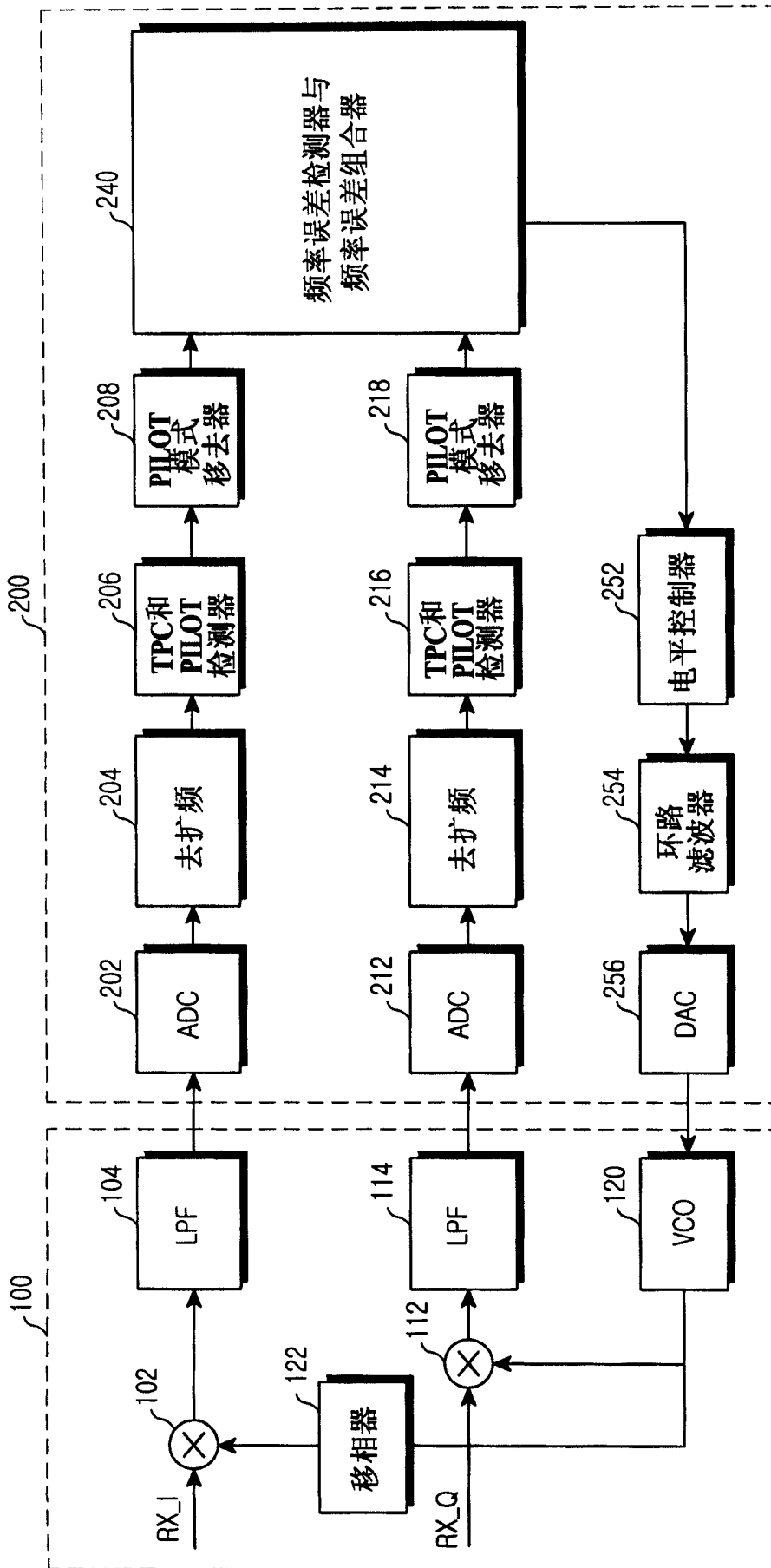


图5

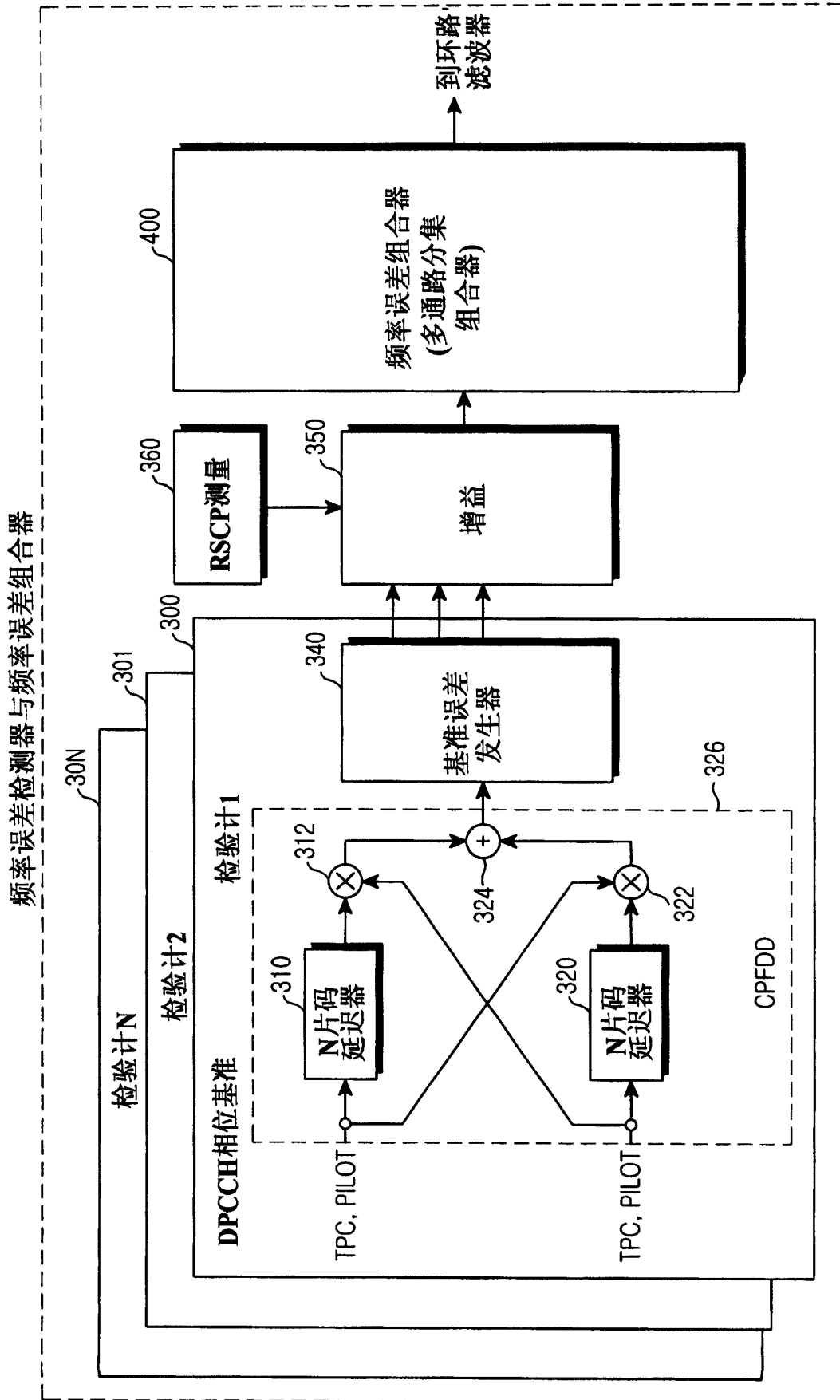


图6

时隙格式	SF	N_{TPC} (位)	TPC (符号)	TPC (片码)	N_{PILOT} (位)	PILOT (符号)	PILOT (片码)
2	256	2	1	256	2	1	256
3	256	2	1	256	2	1	256
4	256	2	1	256	4	2	512
5	256	2	1	256	4	2	512
6	256	2	1	256	8	4	1024
7	256	2	1	256	8	4	1024
8	128	2	1	128	4	2	256
9	128	2	1	128	4	2	256
10	128	2	1	128	8	4	512
11	128	2	1	128	8	4	512
12	64	4	2	128	8	4	256
13	32	4	2	64	8	4	128
14	16	8	4	64	16	8	128
15	8	8	4	32	16	8	64

图7

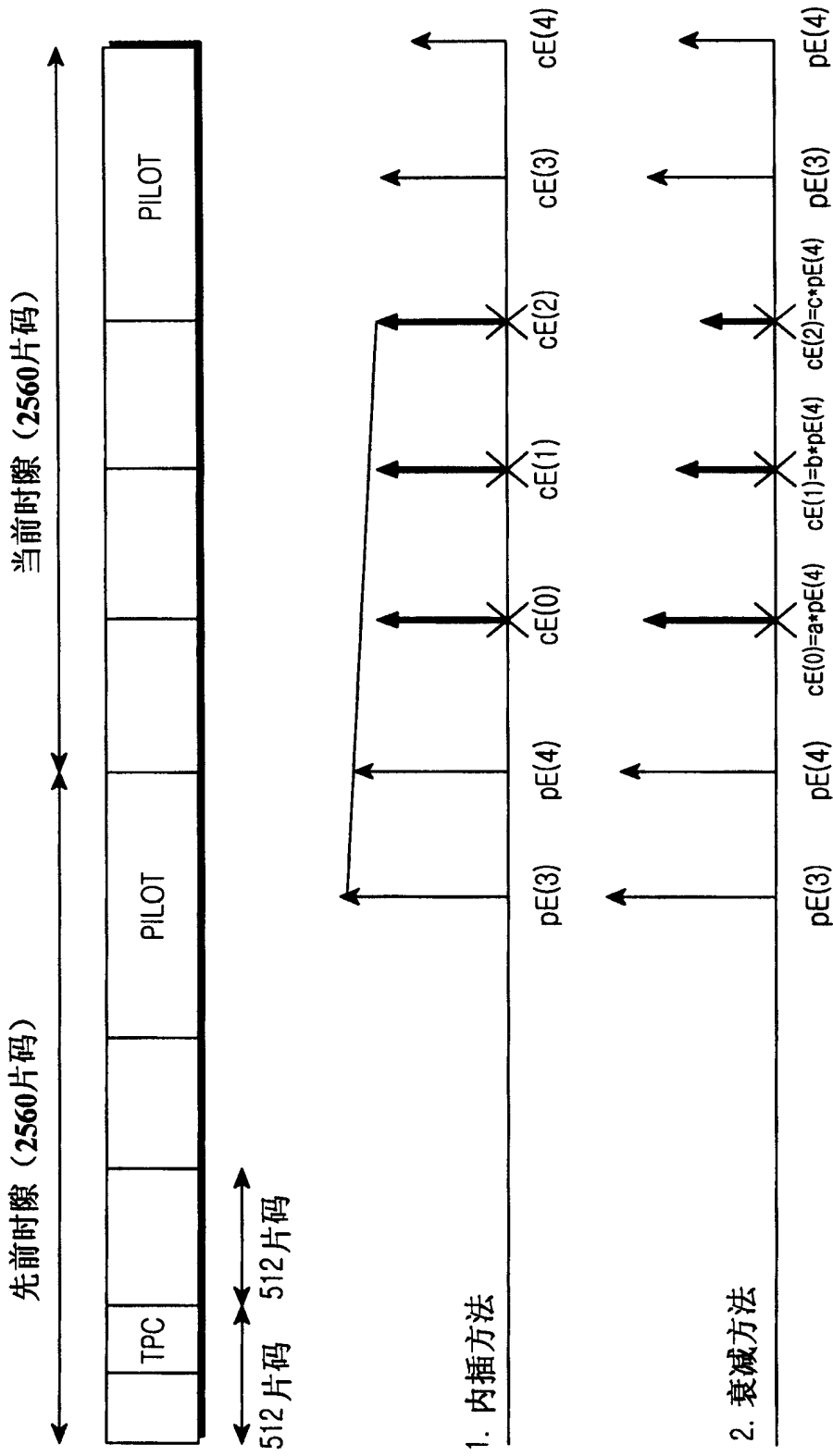


图8