

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 7/26

H04J 13/00



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01104000.9

[45] 授权公告日 2005 年 12 月 7 日

[11] 授权公告号 CN 1231002C

[22] 申请日 2001.2.16 [21] 申请号 01104000.9

[30] 优先权

[32] 2000. 2. 16 [33] KR [31] 7328/2000

[32] 2000. 2. 17 [33] KR [31] 7602/2000

[71] 专利权人 LG 电子株式会社

地址 韩国首尔

[72] 发明人 宋宁俊

审查员 孙玉梅

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任
公司

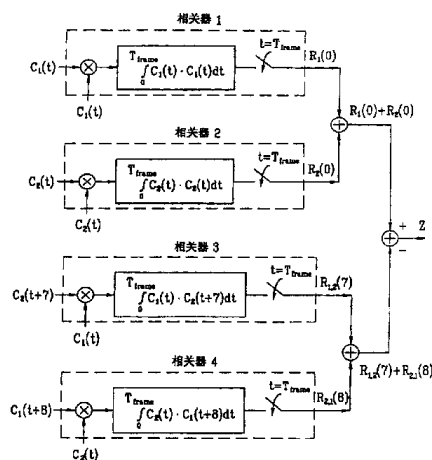
代理人 余 朦 李 辉

权利要求书 4 页 说明书 26 页 附图 8 页

[54] 发明名称 在压缩模式中利用导频码型同步化帧的方法

[57] 摘要

在压缩模式下利用导频码型同步化帧的方法。在 W - CDMA 移动通信系统操作在压缩模式的情况下，即使一个帧的所有 15 个时隙没有被发送，本发明也允许利用专用导频序列码型恢复帧中的完整帧同步字，和利用恢复的帧同步字的相关获得帧同步。



1. 一种在压缩模式中利用导频码型同步化帧的方法，包括以下步骤：

5 在移动终端，接收在压缩模式的帧中的帧同步字的导频比特序列，该导频比特序列被分类为对，其中在每一对的导频比特序列之间存在关系，从而通过将每一对中的一个导频比特序列移位预定比特长度以获得移位后的值、并倒置该移位后的值，来依据所述关系生成另一导频比特序列；

10 通过使用该关系，恢复该帧中的帧同步字的导频比特序列；

 利用所恢复的帧同步字的导频比特序列，在该帧中获得有关一个信道的同步。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其中每一对导频比特序列的关系是：

$$C_{i,j} = -C_{i+1(j+7)\text{mod } 15},$$

 其中 $C_{i,j}$ 代表一个导频比特序列 C_i 的第(j)个时隙比特， $i=1, 3, 5, 7, j=0\sim 14$ 。

3. 根据权利要求 1 所述的方法，其中每一对导频比特序列的关系是：

$$C_{i+1,j} = -C_{i,(j+8)\text{mod } 15},$$

 其中 $C_{i,j}$ 代表一个导频比特序列 C_i 的第(j)个时隙比特， $i=1, 3, 5, 7, j=0\sim 14$ 。

25

4. 根据权利要求 1 所述的方法，其中信道的帧同步是如下获得的：

 把所恢复的帧同步字的导频比特序列分类为多个对，和施加每一对的至少一个互相关函数。

30

5. 根据权利要求 4 所述的方法，其中，如果所恢复的帧同步字的导频比特序列是 8 个，并且可被分类为如下的四个对，

$$E=\{C1,C2\}, F=\{C3,C4\}, G=\{C5,C6\}, H=\{C7,C8\},$$

则每一对中的每一导频比特序列可以表达为如下的互相关函数，

$$5 \quad R_{i,j}(\tau) = \begin{cases} -15, \tau = 7 \\ 1, \tau \neq 7 \end{cases}$$

$$R_{j,i}(\tau+1) = \begin{cases} -15, \tau = 7 \\ 1, \tau \neq 7 \end{cases}$$

其中 $i, j=1, 2, \dots, 8$ 。

10 6. 根据权利要求 1 所述的方法，其中通过施加帧同步字的恢复导频比特序列的至少一个自相关函数来获得信道的帧同步。

7. 根据权利要求 6 所述的方法，其中，如果所恢复的帧同步字的导频比特序列是 8 个，并且可被分类为如下的四个对，

$$E=\{C1,C2\}, F=\{C3,C4\}, G=\{C5,C6\}, H=\{C7,C8\},$$

15 则每一对中的每一导频比特序列可以表达为如下自相关函数，

$$R_i(\tau) = \begin{cases} 15, \tau = 0 \\ -1, \tau \neq 0 \end{cases}, i, j = 1, 2, \dots, 8。$$

8. 根据权利要求 1 所述的方法，其中通过施加所恢复的帧同步字的导频比特序列的自相关和互相关获得信道的帧同步。

20

9. 根据权利要求 8 所述的方法，其中信道的帧同步是如下获得的：

(a) 对所恢复的帧同步字的导频比特序列进行自相关，以获得最终自相关结果，

25

(b) 对所恢复的帧同步字的导频比特序列进行互相关，以获得最终互相关结果，

(c) 负相加自相关结果和互相关结果，

(d) 将相加的相关结果与预定阈值 β 比较，

- (e) 根据比较的结果确定信道的帧同步成功，和
- (f) 将确定的结果报告给上层。

5 10. 根据权利要求 9 所述的方法，其中，在互相关步骤中，把所恢复的帧同步字的导频比特序列分为多个对，每一个对中的一个导频比特序列具有等于另一导频比特序列被移位七个比特并且被倒置的值。

10 11. 根据权利要求 9 所述的方法，其中对自相关和互相关结果进行负相加是如下实现的：

在执行互相关的同时把自相关结果延迟一定的时隙时间周期。

12. 根据权利要求 9 所述的方法，其中根据信噪比来设置阈值 β 。

15 13. 根据权利要求 9 所述的方法，其中最终的自相关结果是如下获得的：

将所恢复的帧同步字的导频比特序列分类为多个对，

对每一个对中的第一导频比特序列进行自相关，并对每一个对中的第二导频比特序列进行自相关，以分别获得第一自相关结果和第二自相关结果，和

将第一自相关结果和第二自相关结果相加。

14. 根据权利要求 9 所述的方法，其中最终的互相关结果是如下获得的：

25 把所恢复的帧同步字的导频比特序列分类为多个对，

把每一个对中的第二导频比特序列相对于每一对中的第一导频比特序列进行互相关，以获得第一互相关结果，把第一导频比特序列相对于第二导频比特序列进行互相关，以获得第二互相关结果，和

将第一互相关结果和第二互相关结果相加。

30

15. 根据权利要求 1 的方法，其中，在基站，在传输时将帧中

的帧同步字的导频比特序列穿孔希望数目的时隙。

16. 根据权利要求 15 的方法，其中，在帧中被穿孔的帧同步字的导频比特序列最大包括七个比特。

在压缩模式中利用导频码型同步化帧的方法

5 本发明涉及一种在压缩模式下利用导频码型同步化帧的方法。

10 最近的 3GPP(Third Generation Partnership Project)具有用于进一步开发下一代移动通信的传送信道和物理信道的说明。对于物理信道，将一个 DPCH(专用物理信道)用于一个上行链路和一个下行链路。DPCH 一般是由超帧，无线电帧，和时隙的分级层组成的。有两种类型的 DPCH：一种是 DPDCH(专用物理数据信道)，另一种是 DPCCH(专用物理控制信道)。DPDCH 用于专用数据的传送，DPCCH 用于控制信息的传送。DPCCH 具有多个字段，例如：一个导频，一个 TFCL，一个 FBI，和一个 TPC。导频 N_{pilot} 具有用于支持进行相干检测的信道评估的导频比特(或码元)，和用于帧同步化的导频比特(或码元)。特别是，在下一代移动通信系统的接收机一方利用导频 N_{pilot} 的导频码型进行帧同步的识别，以及帧同步的故障检测是十分重要的。下面的表 1 示出了在上行链路和下行链路 DPCH 中使用的帧同步字。

20

表 1

| 帧同步字 |
|-------------------------|
| $C_1=(100011110101100)$ |
| $C_2=(101001101110000)$ |
| $C_3=(110001001101011)$ |
| $C_4=(001010000111011)$ |
| $C_5=(111010110010001)$ |
| $C_6=(110111000010100)$ |
| $C_7=(100110101111000)$ |
| $C_8=(000011101100101)$ |

表 1 中的代码具有如下面方程式(1)中表达的自相关函数:

$$R_i(\tau) = \begin{cases} 15, \tau = 0 \\ -1, \tau \neq 0 \end{cases}, i = 1, 2, \dots, 8 \quad (1)$$

5 方程式(1)中的 $R_i(\tau)$ 是一个帧同步字 C_i 的自相关函数。表 1 中的代码可以分类成如下面方程式(2)中表示的四类。

$$E = \{C1, C2\}, \quad F = \{C3, C4\}, \quad G = \{C5, C6\}, \quad H = \{C7, C8\} \quad (2)$$

10 每一类中的每个代码对具有如下面方程式(3)和(4)表示的互相关函数。

$$R_{i,j}(\tau) = \begin{cases} -15, \tau = 7 \\ 1, \tau \neq 7 \end{cases} \quad (3)$$

$$R_{j,i}(\tau+1) = \begin{cases} -15, \tau = 7 \\ 1, \tau \neq 7 \end{cases} \quad (4)$$

15

其中 $i, j = 1, 2, \dots, 8$, $R_{i,j}(\tau)$ 代表每个类 E, F, G, H 中的代码对之间的一个互相关函数。最终, 可以通过根据如方程式(1)中表示的自相关函数适当地组合帧同步字获得如下面方程式(5)中表示的相关结果, 和通过根据如方程式(3)和(4)中表示的互相关函数适当地组合每个类中的代

20

码获得如下面方程式(6)中表示的相关结果。

$$\sum_{i=1}^{\alpha} R_i(\tau) = \begin{cases} \alpha \cdot 15, \tau = 0 \\ -\alpha, \tau \neq 0 \end{cases}, \alpha = 1, 2, 3, \dots, 8 \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^{\alpha/2} (R_{2i-1, 2i}(\tau) + R_{2i, 2i-1}(\tau+1)) = \begin{cases} -\alpha \cdot 15, \tau = 0 \\ \alpha, \tau \neq 0 \end{cases}, \alpha = 1, 2, 3, \dots, 8 \quad (6)$$

25

图 1A 示出了当方程式(5)中 $\alpha = 2$ 时的自相关结果的曲线图, 图 1B 示出了当方程式(6)中 $\alpha = 2$ 时相同类中代码之间的互相关结果的曲线

图。图 2A 示出了当方程式(5)中 $\alpha=4$ 时自相关结果的曲线图，图 2B 示出了当方程式(6)中 $\alpha=4$ 时类“E”和“F”的一对代码之间的互相关结果的曲线图。例如，可以从图 2A 看到的，表 1 中所示的帧同步字的自相关函数在一个延迟时间点“0” ($\tau=0$)有一个最大相关结果，
5 和在一个不是延迟时间点“0”的延迟时间点的旁瓣的一个最大相关结果。如可以从图 2B 看到的，在相同类中的每一对帧同步字代码的互相关函数显示了一个在中间延迟点 $\tau=7$ 的负极性的最大相关结果，
10 和一个在除了中间延迟时间点 $\tau=7$ 之外的延迟时间点的最小相关结果。

10

因此，在现有技术中，获得了帧同步，并且用表 1 中所示的帧同步字的相关识别出帧同步。但是，尽管当为一个帧传送 15 个时隙时，可以恰当地进行获得帧同步的操作，但是当像在作为 W-CDMA 的一个特征的压缩模式中那样为一个帧传送最小 8 个时隙和最大 14 个时隙时，不能恰当地进行获得帧同步的操作。此外，在现有技术中，为了识别帧同步和检测帧同步失调而进行了导频码型的相关。当从一个导频码型相关的结果作出帧同步识别和帧同步失调的检测时，在现有技术中，提供一个预定的阈值，用于把为每个时隙计算的相关值与该阈值比较，以识别同步和检测帧同步失调。

15

20

但是，显然，在现有技术中移动站 UE 或基站节点 B 自由设置的阈值，可能会由于不同的阈值而造成帧同步识别或帧同步失调检测的失败，这可能是下一代移动通信系统所追求的全球漫游中的一个重大问题。因此，需要一个用于确定帧同步识别和帧同步失调检测的统一
25 的基准，并且需要有一种执行可靠帧同步识别和帧同步失调检测的方法。

25

因此，本发明致力于一种在压缩模式中利用导频码型同步化帧的方法，这种方法实际上避免了由于现有技术的限制和缺点而造成的一
30 种或多种问题。

30

本发明的一个目的是要提供一种在压缩模式中利用导频码型同步化帧的方法，它即使在 W-CDMA 移动通信系统是在压缩模式的情况下，也能够取得完全同步。

5

本发明的另一个目的是要提供一种在压缩模式中利用导频码型同步化帧的方法，它能够提供用于帧同步识别或帧同步失调检测的基准。

10

在以下的说明中将提出本发明的附加特征和优点，从以下的说明中可以部分地明白，或可以通过本发明的实践了解本发明的这些特征和优点。通过写出的说明书和权利要求以及附图中特别指出的结构可以实现和获得本发明的目的和其它优点。

15

为了取得根据本发明的目的的这些和其它优点，作为具体和广义的说明，利用专用导频码型将帧同步字完整地恢复在帧中。利用恢复的帧同步字的相关取得帧同步。

20

本发明的一个方面中，把要通过一个帧从发送方发送的帧同步字穿孔(punctured)希望数量的时隙。一旦在接收机方接收到穿孔帧同步字的一系列代码，利用接收系列代码的相关把帧同步字在帧中恢复。利用恢复的帧同步字的相关获得有关一个信道的帧同步。

25

最好在恢复帧同步字的步骤中，利用每类中的一个代码对的关系 $C_{ij} = -C_{i+1(j+7) \bmod 15}$ 恢复由于穿孔而未发送的代码比特，和利用每类中的一个代码对的关系 $C_{i+1j} = -C_{i,(j+8) \bmod 15}$ 恢复由于穿孔而未发送的代码比特。

30

为了完全帧同步，最好自相关或互相关那些是导频比特序列的恢复帧同步字。负相加自相关结果和互相关结果，并且与一个预定的阈

值 β 比较。根据比较的结果确定接收信道的帧同步成功，并向上一层报告。

5 最好把恢复的帧同步字分类成对应于帧同步字对的多个类，并且在
在一个类中的帧同步字对的一个字是循环移位了 7 比特并且倒置的另
一个字。

根据 SNR 比率把阈值 β 设定为一个等于“0”的值，或大于“0”
10 的值。

应当知道，上述的一般说明和以下的详细说明是示例和解释性
的，是为了提供权利要求中定义的本发明的进一步的解释。

15 作为说明书的一个组成部分而包括在说明书中以提供对本发明的
进一步理解的附图，示出了本发明的实施例，并且与说明书一同用来
解释本发明的原理，在附图中：

图 1A 示出了利用 3GPP RAN 标准的导频码型在 $\alpha = 2$ 时的自相关
的曲线图；

20 图 1B 示出了利用 3GPP RAN 标准的导频码型在 $\alpha = 2$ 时的互相关
的曲线图；

图 2A 示出了利用 3GPP RAN 标准的导频码型在 $\alpha = 4$ 时的自相关
的曲线图；

图 2B 示出了利用 3GPP RAN 标准的导频码型在 $\alpha = 4$ 时的互相关
的曲线图；

25 图 3 示出了 3GPP RAN 标准的一个上行链路 DPCH 的结构；

图 4 示出了 3GPP RAN 标准的一个下行链路 DPCH 的结构；

图 5 解释在 3GPP RAN 标准的下行链路 DPCH 中的一个 STTD
编码原则；

30 图 6 示出了一个在本发明的压缩模式中恢复用于帧同步化的导频
码型的装置的方框图；

图 7 示出了根据本发明的一个优选实施例的一个用于帧同步的自相关装置的方框图；

图 8 示出了根据本发明的一个优选实施例的一个用于帧同步的互相关装置的方框图；

5 图 9 示出了 3GPP RAN 标准的 SCCPCH 的一种结构；和

图 10 示出了根据本发明的一个优选实施例的用于帧同步识别和帧同步失调检测的相关器系统的方框图。

10 现在将对本发明的优选实施例进行详细的说明，附图中示出了它们的示例。本发明实施例的说明将针对在上行链路 DPCH 和下行链路 DPCH 中使用的导频码型。但是，本发明也可以应用于所有在上行链路和下行链路中使用导频码型的信道。图 3 示出了 3GPP RAN 标准的一个上行链路 DPCH 的结构。下面的表 2 示出了有关一个上行链路 DPDCH 的每个字段的信息，接下来的表 3 示出了有关一个下行链路 DPDCH 的每个字段的信息。

15

表 2

| 时隙格式 #I | 信道比特率 (kbps) | 信道码元率 (ksps) | 扩展 因数 | 比特/帧 | 比特/时隙 | N_{data} |
|------------|-----------------|-----------------|----------|------|-------|------------|
| 0 | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 10 |
| 1 | 30 | 30 | 128 | 300 | 20 | 20 |
| 2 | 60 | 60 | 64 | 600 | 40 | 40 |
| 3 | 120 | 120 | 32 | 1200 | 80 | 80 |
| 4 | 240 | 240 | 16 | 2400 | 160 | 160 |
| 5 | 480 | 480 | 8 | 4800 | 320 | 320 |
| 6 | 960 | 960 | 4 | 9600 | 640 | 640 |

表 3

| 时隙格式 #I | 信道比特率 (kbps) | 信道码元率 (ksps) | S.F. | 比特/ 帧 | 比特/ 时隙 | N_{pilot} | 1* | 2* | N_{FBI} | 发送的 时隙/帧 |
|------------|-----------------|-----------------|------|----------|-----------|--------------------|----|----|------------------|-------------|
| 0 | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 6 | 2 | 2 | 0 | 15 |
| 0A | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 5 | 2 | 3 | 0 | 10-14 |
| 0B | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 4 | 2 | 4 | 0 | 8-9 |
| 1 | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 8 | 2 | 0 | 0 | 8-15 |
| 2 | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 5 | 2 | 2 | 1 | 15 |
| 2A | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 4 | 2 | 3 | 1 | 10-14 |
| 2B | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 3 | 2 | 4 | 1 | 8-9 |
| 3 | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 7 | 2 | 0 | 1 | 8-15 |
| 4 | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 6 | 2 | 0 | 2 | 8-15 |
| 5 | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 5 | 1 | 2 | 2 | 15 |
| 5A | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 4 | 1 | 3 | 2 | 10-14 |
| 5B | 15 | 15 | 256 | 150 | 10 | 3 | 1 | 4 | 2 | 8-9 |

S.F.: 扩展因数, 1*: N_{TPC} , 2*: N_{TFCI}

- 5 如表 3 中所示, 具有 TFCI 的 DPCCH 的时隙格式在压缩模式中被改变。即, 如表 3 中所示, 增加了两种具有加到其上的独立索引号的模式。例如: 时隙格式#2 是用于一般模式的字段信息的, 而时隙格式#2A 和#2B 是用于压缩模式的字段信息的。如整个表 3 中所示, 在一般模式中每帧的发送时隙的数量是 15, 而在压缩模式中最少是 8。
- 10 也就是说, 在压缩模式中至少有 8 个时隙的信息被发送。下面的表 4 示出了一个应用本发明的一个上行链路 DPCCH 的导频比特码型, 其中在一个时隙中的导频比特的数量 N_{pilot} 是 3, 4, 5 或 6。下面的表 5 示出了应用本发明的上行链路 DPCCH 的导频比特码型, 其中一个时隙中的导频比特的数量 N_{pilot} 是 7 或 8。

15

表 4: 具有 $N_{\text{pilot}}=3, 4, 5$ 和 6 的上行链路 DPCCH 的导频比特码型

| | $N_{\text{pilot}}=3$ | | | $N_{\text{pilot}}=4$ | | | | $N_{\text{pilot}}=5$ | | | | $N_{\text{pilot}}=6$ | | | | | | |
|------|----------------------|-------|---|----------------------|-------|-------|---|----------------------|-------|-------|---|----------------------|-------|-------|---|---|-------|-------|
| 比特# | 0 | 1 | 2 | 0 | 1 | 2 | 3 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 时隙#0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 2 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 4 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 5 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 6 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 7 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 8 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 9 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 10 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 11 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 12 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 13 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 14 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| | C_1 | C_2 | | | C_1 | C_2 | | | C_1 | C_2 | | | C_1 | C_2 | | | C_1 | C_2 |

表 5: 具有 $N_{\text{pilot}}=7$ 和 8 的上行链路 DPCCH 的导频比特码型

| | $N_{\text{pilot}}=7$ | | | | | | | $N_{\text{pilot}}=8$ | | | | | | | |
|------|----------------------|-------|-------|---|-------|-------|---|----------------------|-------|---|-------|---|-------|---|-------|
| 比特# | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 时隙#0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 2 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 3 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 4 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 5 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 6 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 7 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 8 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 9 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 10 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 11 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 12 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 13 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 14 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | | C_1 | C_2 | | C_3 | C_4 | | | C_5 | | C_6 | | C_7 | | C_8 |

5 在表 4 和 5 中所示的导频码型中，阴影部分用于帧同步，其余部分的导频比特值是“1”。每个具有全是“1”的比特值的纵向序列用于相干检测的信道评估。在表 4 和 5 中每个用阴影标出的具有长度 15 的纵向序列是用于帧同步的表 1 中已经说明过的帧同步字。下面的表 6 中示出了表 4 和 5 中所示的用于帧同步的纵向序列与表 1 中的帧同步字之间的映像关系。

表 6

| N_{pilot} | 导频比特的位置# | 导频码型的 15 比特长度纵向序列 |
|--------------------|----------|-------------------|
| 3 | 0 | C1 |
| | 1 | C2 |
| 4 | 1 | C1 |
| | 2 | C2 |
| 5 | 0 | C1 |
| | 1 | C2 |
| | 3 | C3 |
| | 4 | C4 |
| 6 | 1 | C1 |
| | 2 | C2 |
| | 4 | C3 |
| | 5 | C4 |
| 7 | 1 | C1 |
| | 2 | C2 |
| | 4 | C3 |
| | 5 | C4 |
| 8 | 1 | C1 |
| | 3 | C2 |
| | 5 | C3 |
| | 7 | C4 |

如上所述，代码 C1，C2，C3 和 C4 形成类 E 和 F 中的代码对。

- 5 特别是，当上行链路 DPCH $N_{\text{pilot}}=3$ 时，从下面的表 7 可以知道各比特#的 C1 和 C2 的关系。

表 7

| 比特# | | $N_{pilot}=3$ | |
|-------|------|---------------------|---------------------|
| | | 0 | 2 |
| 帧#K | 时隙#0 | $C_{1,0} = C_{2,0}$ | $C_{1,2} = C_{2,2}$ |
| | 1 | $C_{1,1} = C_{2,1}$ | $C_{2,1} = C_{1,3}$ |
| | 2 | $C_{1,2} = C_{2,2}$ | $C_{1,3} = C_{2,0}$ |
| | 3 | $C_{1,3} = C_{2,0}$ | $C_{1,0} = C_{2,3}$ |
| | 4 | $C_{1,0} = C_{2,3}$ | $C_{1,3} = C_{2,1}$ |
| | 5 | $C_{1,1} = C_{2,1}$ | $C_{1,2} = C_{2,2}$ |
| | 6 | $C_{1,2} = C_{2,2}$ | $C_{1,3} = C_{2,0}$ |
| | 7 | $C_{1,3} = C_{2,0}$ | $C_{1,0} = C_{2,3}$ |
| | 8 | $C_{1,0} = C_{2,3}$ | $C_{1,3} = C_{2,1}$ |
| | 9 | $C_{1,1} = C_{2,1}$ | $C_{1,2} = C_{2,2}$ |
| | 10 | $C_{1,2} = C_{2,2}$ | $C_{1,3} = C_{2,0}$ |
| | 11 | $C_{1,3} = C_{2,0}$ | $C_{1,0} = C_{2,3}$ |
| | 12 | $C_{1,0} = C_{2,3}$ | $C_{1,3} = C_{2,1}$ |
| | 13 | $C_{1,1} = C_{2,1}$ | $C_{1,2} = C_{2,2}$ |
| | 14 | $C_{1,2} = C_{2,2}$ | $C_{1,3} = C_{2,0}$ |
| 帧#K+1 | 时隙#0 | $C_{1,0} = C_{2,0}$ | $C_{1,2} = C_{2,2}$ |
| | 1 | $C_{1,1} = C_{2,1}$ | $C_{2,1} = C_{1,3}$ |
| | 2 | $C_{1,2} = C_{2,2}$ | $C_{1,3} = C_{2,0}$ |
| | 3 | $C_{1,3} = C_{2,0}$ | $C_{2,3} = C_{1,1}$ |
| | 4 | $C_{1,0} = C_{2,3}$ | $C_{1,3} = C_{2,1}$ |
| | 5 | $C_{1,1} = C_{2,1}$ | $C_{1,2} = C_{2,2}$ |
| | 6 | $C_{1,2} = C_{2,2}$ | $C_{1,3} = C_{2,0}$ |
| | 7 | $C_{1,3} = C_{2,0}$ | $C_{1,0} = C_{2,3}$ |
| | ... | | ... |

在表 7 中， $C_{i,j}$ 代表一个导频比特码型的 C_i 的第(j)个时隙比特。
 当上行链路 DPCH $N_{pilot}=6$ 时，从下面的表 8 可以知道各比特#的 C_1 和 C_2 ，以及 C_3 和 C_4 之间的关系。

5

表 8

| | | $N_{pilot}=6$ | | | | | |
|-------|------|---------------|------------------------|------------------------|-----|------------------------|------------------------|
| 比特# | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 帧#K | 时隙#0 | 1 | $C_{1,0} = -C_{2,1}$ | $C_{2,0} = -C_{1,1}$ | 1 | $C_{3,0} = -C_{4,1}$ | $C_{4,0} = -C_{3,1}$ |
| | 1 | 1 | $C_{1,1} = -C_{2,0}$ | $C_{2,1} = -C_{1,0}$ | 1 | $C_{3,1} = -C_{4,0}$ | $C_{4,1} = -C_{3,0}$ |
| | 2 | 1 | $C_{1,2} = -C_{2,3}$ | $C_{2,2} = -C_{1,3}$ | 1 | $C_{3,2} = -C_{4,3}$ | $C_{4,2} = -C_{3,3}$ |
| | 3 | 1 | $C_{1,3} = -C_{2,4}$ | $C_{2,3} = -C_{1,4}$ | 1 | $C_{3,3} = -C_{4,4}$ | $C_{4,3} = -C_{3,4}$ |
| | 4 | 1 | $C_{1,4} = -C_{2,5}$ | $C_{2,4} = -C_{1,5}$ | 1 | $C_{3,4} = -C_{4,5}$ | $C_{4,4} = -C_{3,5}$ |
| | 5 | 1 | $C_{1,5} = -C_{2,6}$ | $C_{2,5} = -C_{1,6}$ | 1 | $C_{3,5} = -C_{4,6}$ | $C_{4,5} = -C_{3,6}$ |
| | 6 | 1 | $C_{1,6} = -C_{2,7}$ | $C_{2,6} = -C_{1,7}$ | 1 | $C_{3,6} = -C_{4,7}$ | $C_{4,6} = -C_{3,7}$ |
| | 7 | 1 | $C_{1,7} = -C_{2,8}$ | $C_{2,7} = -C_{1,8}$ | 1 | $C_{3,7} = -C_{4,8}$ | $C_{4,7} = -C_{3,8}$ |
| | 8 | 1 | $C_{1,8} = -C_{2,9}$ | $C_{2,8} = -C_{1,9}$ | 1 | $C_{3,8} = -C_{4,9}$ | $C_{4,8} = -C_{3,9}$ |
| | 9 | 1 | $C_{1,9} = -C_{2,10}$ | $C_{2,9} = -C_{1,10}$ | 1 | $C_{3,9} = -C_{4,10}$ | $C_{4,9} = -C_{3,10}$ |
| | 10 | 1 | $C_{1,10} = -C_{2,11}$ | $C_{2,10} = -C_{1,11}$ | 1 | $C_{3,10} = -C_{4,11}$ | $C_{4,10} = -C_{3,11}$ |
| | 11 | 1 | $C_{1,11} = -C_{2,12}$ | $C_{2,11} = -C_{1,12}$ | 1 | $C_{3,11} = -C_{4,12}$ | $C_{4,11} = -C_{3,12}$ |
| | 12 | 1 | $C_{1,12} = -C_{2,13}$ | $C_{2,12} = -C_{1,13}$ | 1 | $C_{3,12} = -C_{4,13}$ | $C_{4,12} = -C_{3,13}$ |
| | 13 | 1 | $C_{1,13} = -C_{2,14}$ | $C_{2,13} = -C_{1,14}$ | 1 | $C_{3,13} = -C_{4,14}$ | $C_{4,13} = -C_{3,14}$ |
| | 14 | 1 | $C_{1,14} = -C_{2,15}$ | $C_{2,14} = -C_{1,15}$ | 1 | $C_{3,14} = -C_{4,15}$ | $C_{4,14} = -C_{3,15}$ |
| 帧#K+1 | 时隙#0 | 1 | $C_{1,0} = -C_{2,1}$ | $C_{2,0} = -C_{1,1}$ | 1 | $C_{3,0} = -C_{4,1}$ | $C_{4,0} = -C_{3,1}$ |
| | 1 | 1 | $C_{1,1} = -C_{2,0}$ | $C_{2,1} = -C_{1,0}$ | 1 | $C_{3,1} = -C_{4,0}$ | $C_{4,1} = -C_{3,0}$ |
| | 2 | 1 | $C_{1,2} = -C_{2,3}$ | $C_{2,2} = -C_{1,3}$ | 1 | $C_{3,2} = -C_{4,3}$ | $C_{4,2} = -C_{3,3}$ |
| | 3 | 1 | $C_{1,3} = -C_{2,4}$ | $C_{2,3} = -C_{1,4}$ | 1 | $C_{3,3} = -C_{4,4}$ | $C_{4,3} = -C_{3,4}$ |
| | 4 | 1 | $C_{1,4} = -C_{2,5}$ | $C_{2,4} = -C_{1,5}$ | 1 | $C_{3,4} = -C_{4,5}$ | $C_{4,4} = -C_{3,5}$ |
| | 5 | 1 | $C_{1,5} = -C_{2,6}$ | $C_{2,5} = -C_{1,6}$ | 1 | $C_{3,5} = -C_{4,6}$ | $C_{4,5} = -C_{3,6}$ |
| | 6 | 1 | $C_{1,6} = -C_{2,7}$ | $C_{2,6} = -C_{1,7}$ | 1 | $C_{3,6} = -C_{4,7}$ | $C_{4,6} = -C_{3,7}$ |
| | 7 | 1 | $C_{1,7} = -C_{2,8}$ | $C_{2,7} = -C_{1,8}$ | 1 | $C_{3,7} = -C_{4,8}$ | $C_{4,7} = -C_{3,8}$ |
| | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

也是在这个例子中，在表 8 中， $C_{i,j}$ 代表一个导频比特码型 C_i 的

第(j)个时隙比特。本发明可以便利地通过使用导频比特码型的相应的代码关系知道压缩模式中的未发送时隙的信息，特别是，可以恢复帧中的导频比特码型，用于帧同步。首先，可以如下用类 E 和 F 表示在上行链路导频比特中使用的四个代码。

5

$$E=\{C1,C2\}, F=\{C3,C4\}$$

从表 7 和 8 中可以知道，每个类中的对应的两个代码具有如下面方程式 7 和 8 表示的关系。

10

$$C_{i,j}=-C_{i+(j+7)\bmod 15} \quad (7)$$

$$C_{i+1,j}=-C_{i,(j+8)\bmod 15} \quad (8)$$

15

其中， $i=1, 3$ ， $j=0\sim 14$ ，它们是整数。据此，当以压缩模式通过 8 个时隙发送一个上行链路 DPCCH 时，利用方程式(7)恢复下面方程式(9)中表示的导频比特码型 C1 之中的未发送信息比特。

$$15-\gamma, 8\leq\gamma\leq 14 \quad (9)$$

20

在一个类似的方法中，可以利用方程式(8)恢复导频比特码型 C2 的未发送信息比特。结果，利用方程式(7)和(8)不仅可以恢复类 E 中的导频比特码型的未发送信息比特，而且可以恢复压缩模式中的类 F 中的所有导频比特码型的未发送信息比特。例如，用方程式(7)恢复导频比特码型 C3 的(15- γ)未发送信息比特，和用方程式(8)恢复导频比特码型 C4 的未发送信息比特。由于相同类中的两个代码具有互补关系，使这种方法成为可能。

25

30

图 4 示出了 3GPP RAN 标准的一个下行链路 DPCH 的结构，其中参数“k”代表一个 DPCH 中一个时隙中的比特总数。参数“k”与 SF(扩展因数)有关，利用 $SF=512/2k$ ，将 SF 固定为 4~512。下面的表 9 示出了一部分有关下行链路 DPCCH 的字段信息。

表 9: DPDCH 和 DPCCH 字段

| 时隙格式 #1 | 信道比特率 (kbps) | 信道码元率 (kps) | SF | 比特/时隙 | DPDCH 比特/时隙 | | DPCCH 比特/时隙 | | | 每天线电的帧发送时隙 N_{Tr} |
|---------|--------------|-------------|-----|-------|-------------|-------------|-------------|------------|------------|---------------------|
| | | | | | N_{Data1} | N_{Data2} | N_{TPC} | N_{TFCI} | N_{pilo} | |
| 0 | 15 | 7.5 | 512 | 10 | 0 | 4 | 2 | 0 | 4 | 15 |
| 0A | 15 | 7.5 | 512 | 10 | 0 | 4 | 2 | 0 | 4 | 8-14 |
| 0B | 30 | 15 | 256 | 20 | 0 | 8 | 4 | 0 | 8 | 8-14 |
| 1 | 15 | 7.5 | 512 | 10 | 0 | 2 | 2 | 2 | 4 | 15 |
| 1B | 30 | 15 | 256 | 20 | 0 | 4 | 4 | 4 | 8 | 8-14 |
| 2 | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 14 | 2 | 0 | 2 | 15 |
| 2A | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 14 | 2 | 0 | 2 | 8-14 |
| 2B | 60 | 30 | 128 | 40 | 4 | 28 | 4 | 0 | 4 | 8-14 |
| 3 | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 12 | 2 | 2 | 2 | 15 |
| 3A | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 10 | 2 | 4 | 2 | 8-14 |
| 3B | 60 | 30 | 128 | 40 | 4 | 24 | 4 | 4 | 4 | 8-14 |
| 4 | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 12 | 2 | 0 | 4 | 15 |
| 4A | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 12 | 2 | 0 | 4 | 8-14 |
| 4B | 60 | 30 | 128 | 40 | 4 | 24 | 4 | 0 | 8 | 8-14 |
| 5 | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 10 | 2 | 2 | 4 | 15 |
| 5A | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 8 | 2 | 4 | 4 | 8-14 |
| 5B | 60 | 30 | 128 | 40 | 4 | 20 | 4 | 4 | 8 | 8-14 |
| 6 | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 8 | 2 | 0 | 8 | 15 |
| 6A | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 8 | 2 | 0 | 8 | 8-14 |
| 6B | 60 | 30 | 128 | 40 | 4 | 16 | 4 | 0 | 16 | 8-14 |
| 7 | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 6 | 2 | 2 | 8 | 15 |
| 7A | 30 | 15 | 256 | 20 | 2 | 4 | 2 | 4 | 8 | 8-14 |
| 7B | 60 | 30 | 128 | 40 | 4 | 12 | 4 | 4 | 16 | 8-14 |
| 8 | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 28 | 2 | 0 | 4 | 15 |
| 8A | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 28 | 2 | 0 | 4 | 8-14 |
| 8B | 120 | 60 | 64 | 80 | 12 | 56 | 4 | 0 | 8 | 8-14 |
| 9 | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 26 | 2 | 2 | 4 | 15 |
| 9A | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 24 | 2 | 4 | 4 | 8-14 |
| 9B | 120 | 60 | 64 | 80 | 12 | 52 | 4 | 4 | 8 | 8-14 |
| 10 | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 24 | 2 | 0 | 8 | 15 |
| 10A | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 24 | 2 | 0 | 8 | 8-14 |
| 10B | 120 | 60 | 64 | 80 | 12 | 48 | 4 | 0 | 16 | 8-14 |
| 11 | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 22 | 2 | 2 | 8 | 15 |
| 11A | 60 | 30 | 128 | 40 | 6 | 20 | 2 | 4 | 8 | 8-14 |
| 11B | 120 | 60 | 64 | 80 | 12 | 44 | 4 | 4 | 16 | 8-14 |
| 12 | 120 | 60 | 64 | 80 | 12 | 48 | 4 | 8* | 8 | 15 |
| 12A | 120 | 60 | 64 | 80 | 12 | 40 | 4 | 16* | 8 | 8-14 |
| 12B | 240 | 120 | 32 | 160 | 24 | 96 | 8 | 16* | 16 | 8-14 |
| 13 | 240 | 120 | 32 | 160 | 28 | 112 | 4 | 8* | 8 | 15 |
| 13A | 240 | 120 | 32 | 160 | 28 | 104 | 4 | 16* | 8 | 8-14 |
| 13B | 480 | 240 | 16 | 320 | 56 | 224 | 8 | 16* | 16 | 8-14 |
| 14 | 480 | 240 | 16 | 320 | 56 | 232 | 8 | 8* | 16 | 15 |
| 14A | 480 | 240 | 16 | 320 | 56 | 224 | 8 | 16* | 16 | 8-14 |
| 14B | 960 | 480 | 8 | 640 | 112 | 464 | 16 | 16* | 32 | 8-14 |
| 15 | 960 | 480 | 8 | 640 | 120 | 488 | 8 | 8* | 16 | 15 |
| 15A | 960 | 480 | 8 | 640 | 120 | 480 | 8 | 16* | 16 | 8-14 |
| 15B | 1920 | 960 | 4 | 1280 | 240 | 976 | 16 | 16* | 32 | 8-14 |
| 16 | 1920 | 960 | 4 | 1280 | 248 | 1000 | 8 | 8* | 16 | 15 |
| 16A | 1920 | 960 | 4 | 1280 | 248 | 992 | 8 | 16* | 16 | 8-14 |

DPCH 可以有或没有 TFCI。特别是，在压缩模式中使用了一个

不同于一般模式中使用的时隙格式。即，在压缩模式中，如表 9 中所示，增加了两个具有加到其上的独立索引号的模式，其中“A”类型时隙格式用作一种发送时间减少方法，而“B”类型时隙格式用作一种扩展因数减小方法。例如，时隙格式#3 是用于一般模式中的字段信息，而时隙格式#3A 和#3B 是用于压缩模式下的字段信息。从整个表 9 中可知，在一般模式中每一帧的时隙发送数量是 15，而在压缩模式下最少是 8。也就是说，即使在压缩模式下也发送至少 8 个时隙信息。在下行链路压缩模式下将 B 类型时隙格式用作扩展因数减小方法的情况下，当码元被重复时，发送两倍的 TPC 比特，和两倍的导频字段比特。例如，在一般模式中用 $x_1, x_2, x_3, \dots, x_x$ 代表两个字段的比特，在压缩模式下的两个字段的对应比特以 $x_1, x_2, x_1, x_2, x_3, x_4, x_3, x_4, \dots, x_x, x_x$ 的顺序被重复发送。下面的表 10 中示出了应用本发明的一个下行链路 DPCCH 的导频码元码型，其中在一个时隙中的导频码元 N_{pilot} 形成 2, 4, 8 和 16 比特导频码元码型。

15

表 10: 具有 $N_{\text{pilot}}=2, 4, 8$ 和 16 的下行链路 DPCCH 的导频比特码型

| 码元# | $N_{\text{pilot}}=2$ | | $N_{\text{pilot}}=4$ | | $N_{\text{pilot}}=8$ | | | | $N_{\text{pilot}}=16$ | | | | | | | |
|------|----------------------|----|----------------------|----|----------------------|----|------------------|----|-----------------------|----|------------------|----|------------------|----|------------------|----|
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 2 | 3 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 时隙#0 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 10 |
| 1 | 00 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 | 10 | 11 | 00 | 11 | 10 | 11 | 11 | 11 | 11 | 00 |
| 2 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 10 | 11 | 11 | 00 |
| 3 | 00 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 | 01 | 11 | 11 | 10 |
| 4 | 10 | 11 | 10 | 11 | 10 | 11 | 01 | 11 | 10 | 11 | 01 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 |
| 5 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 10 | 11 | 01 | 11 |
| 6 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 00 | 11 | 11 | 11 | 00 | 11 | 10 | 11 | 11 | 11 |
| 7 | 10 | 11 | 10 | 11 | 10 | 11 | 00 | 11 | 10 | 11 | 00 | 11 | 10 | 11 | 11 | 00 |
| 8 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 10 | 11 | 01 | 11 | 10 | 11 | 00 | 11 | 11 | 11 |
| 9 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 | 00 | 11 | 11 |
| 10 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 | 11 | 11 | 11 | 10 |
| 11 | 10 | 11 | 10 | 11 | 10 | 11 | 11 | 11 | 10 | 11 | 11 | 11 | 00 | 11 | 11 | 10 |
| 12 | 10 | 11 | 10 | 11 | 10 | 11 | 10 | 11 | 10 | 11 | 00 | 11 | 01 | 11 | 01 | 11 |
| 13 | 00 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 | 11 | 11 | 00 | 11 | 11 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 |
| 14 | 00 | 11 | 00 | 11 | 00 | 11 | 11 | 11 | 00 | 11 | 11 | 11 | 10 | 11 | 11 | 01 |
| | C,C ₂ | | C,C ₂ | | C,C ₂ | 2 | C,C ₂ | 0 | C,C ₂ | 2 | C,C ₂ | 4 | C,C ₂ | 6 | C,C ₂ | |

在表 10 的导频码型中，整个导频码元中的阴影部分用于帧同步，其余部分具有值“1”。具有“1”的码元值的纵向序列用于相干检测的信道评估。表 11 中示出了表 10 中用于帧同步的纵向序列与表 1 中帧同步字之间的映像关系。

表 11

| 码元率 | 码元# | 信道 | 导频码型的 15 比特长度纵向序列 |
|-----------------------|-----|------|-------------------|
| $N_{\text{pilot}}=2$ | 0 | I-CH | C1 |
| | | Q-CH | C2 |
| $N_{\text{pilot}}=4$ | 1 | I-CH | C1 |
| | | Q-CH | C2 |
| $N_{\text{pilot}}=8$ | 1 | I-CH | C1 |
| | | Q-CH | C2 |
| | 3 | I-CH | C3 |
| | | Q-CH | C4 |
| $N_{\text{pilot}}=16$ | 1 | I-CH | C1 |
| | | Q-CH | C2 |
| | 3 | I-CH | C3 |
| | | Q-CH | C4 |
| | 5 | I-CH | C5 |
| | | Q-CH | C6 |
| | 7 | I-CH | C7 |
| | | Q-CH | C8 |

特别是在下行链路 DPCH $N_{\text{pilot}}=8$ 的情况下，从下面的表 12 可以知道各个码元#的 C1 和 C2，以及 C3 和 C4 之间的关系。

5

表 12

| 码元# | | $N_{pilot}=8$ | | | | | |
|--------|-------|---------------|--------------------|---------------------|-----|--------------------|---------------------|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 帧#K | 时隙 #0 | 11 | $C_{1,0}-C_{2,7}$ | $C_{2,0}-C_{1,8}$ | 11 | $C_{3,0}-C_{4,7}$ | $C_{4,0}-C_{3,8}$ |
| | 1 | 11 | $C_{1,1}-C_{2,6}$ | $C_{2,1}-C_{1,9}$ | 11 | $C_{3,1}-C_{4,6}$ | $C_{4,1}-C_{3,9}$ |
| | 2 | 11 | $C_{1,2}-C_{2,5}$ | $C_{2,2}-C_{1,10}$ | 11 | $C_{3,2}-C_{4,5}$ | $C_{4,2}-C_{3,10}$ |
| | 3 | 11 | $C_{1,3}-C_{2,4}$ | $C_{2,3}-C_{1,11}$ | 11 | $C_{3,3}-C_{4,4}$ | $C_{4,3}-C_{3,11}$ |
| | 4 | 11 | $C_{1,4}-C_{2,3}$ | $C_{2,4}-C_{1,12}$ | 11 | $C_{3,4}-C_{4,3}$ | $C_{4,4}-C_{3,12}$ |
| | 5 | 11 | $C_{1,5}-C_{2,2}$ | $C_{2,5}-C_{1,13}$ | 11 | $C_{3,5}-C_{4,2}$ | $C_{4,5}-C_{3,13}$ |
| | 6 | 11 | $C_{1,6}-C_{2,1}$ | $C_{2,6}-C_{1,14}$ | 11 | $C_{3,6}-C_{4,1}$ | $C_{4,6}-C_{3,14}$ |
| | 7 | 11 | $C_{1,7}-C_{2,0}$ | $C_{2,7}-C_{1,15}$ | 11 | $C_{3,7}-C_{4,0}$ | $C_{4,7}-C_{3,15}$ |
| | 8 | 11 | $C_{1,8}-C_{2,7}$ | $C_{2,8}-C_{1,16}$ | 11 | $C_{3,8}-C_{4,7}$ | $C_{4,8}-C_{3,16}$ |
| | 9 | 11 | $C_{1,9}-C_{2,6}$ | $C_{2,9}-C_{1,17}$ | 11 | $C_{3,9}-C_{4,6}$ | $C_{4,9}-C_{3,17}$ |
| | 10 | 11 | $C_{1,10}-C_{2,5}$ | $C_{2,10}-C_{1,18}$ | 11 | $C_{3,10}-C_{4,5}$ | $C_{4,10}-C_{3,18}$ |
| | 11 | 11 | $C_{1,11}-C_{2,4}$ | $C_{2,11}-C_{1,19}$ | 11 | $C_{3,11}-C_{4,4}$ | $C_{4,11}-C_{3,19}$ |
| | 12 | 11 | $C_{1,12}-C_{2,3}$ | $C_{2,12}-C_{1,20}$ | 11 | $C_{3,12}-C_{4,3}$ | $C_{4,12}-C_{3,20}$ |
| | 13 | 11 | $C_{1,13}-C_{2,2}$ | $C_{2,13}-C_{1,21}$ | 11 | $C_{3,13}-C_{4,2}$ | $C_{4,13}-C_{3,21}$ |
| | 14 | 11 | $C_{1,14}-C_{2,1}$ | $C_{2,14}-C_{1,22}$ | 11 | $C_{3,14}-C_{4,1}$ | $C_{4,14}-C_{3,22}$ |
| 帧 #K+1 | 时隙 #0 | 11 | $C_{1,0}-C_{2,7}$ | $C_{2,0}-C_{1,8}$ | 11 | $C_{3,0}-C_{4,7}$ | $C_{4,0}-C_{3,8}$ |
| | 1 | 11 | $C_{1,1}-C_{2,6}$ | $C_{2,1}-C_{1,9}$ | 11 | $C_{3,1}-C_{4,6}$ | $C_{4,1}-C_{3,9}$ |
| | 2 | 11 | $C_{1,2}-C_{2,5}$ | $C_{2,2}-C_{1,10}$ | 11 | $C_{3,2}-C_{4,5}$ | $C_{4,2}-C_{3,10}$ |
| | 3 | 11 | $C_{1,3}-C_{2,4}$ | $C_{2,3}-C_{1,11}$ | 11 | $C_{3,3}-C_{4,4}$ | $C_{4,3}-C_{3,11}$ |
| | 4 | 11 | $C_{1,4}-C_{2,3}$ | $C_{2,4}-C_{1,12}$ | 11 | $C_{3,4}-C_{4,3}$ | $C_{4,4}-C_{3,12}$ |
| | 5 | 11 | $C_{1,5}-C_{2,2}$ | $C_{2,5}-C_{1,13}$ | 11 | $C_{3,5}-C_{4,2}$ | $C_{4,5}-C_{3,13}$ |
| | 6 | 11 | $C_{1,6}-C_{2,1}$ | $C_{2,6}-C_{1,14}$ | 11 | $C_{3,6}-C_{4,1}$ | $C_{4,6}-C_{3,14}$ |
| | 7 | 11 | $C_{1,7}-C_{2,0}$ | $C_{2,7}-C_{1,15}$ | 11 | $C_{3,7}-C_{4,0}$ | $C_{4,7}-C_{3,15}$ |
| | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... |

表 12 中的 $C_{i,j}$ 代表导频码元码型 C_i 的第(j)个码元。本发明可以便利地通过利用这种下行链路导频码元码型码的关系知道有关压缩模式下未发送时隙的信息，特别是可以便利地恢复帧中的导频码元码型，以便帧同步。将下行链路导频码元码型中使用的八个代码分类在如下的 E, F, G, H 类中。

$$E=\{C1,C2\}, F=\{C3,C4\}, G=\{C5,C6\}, H=\{C7,C8\}$$

从表 12 可以知道，每个类中的两个代码具有在方程式 7 和 8 中已经解释过的关系，除了，在下行链路的情况下， $i=1, 3, 5, 7$ ，和 $j=0\sim 14$ ，它们都是整数。因此，当在压缩模式中通过 8 个时隙发送下行链路 DPCCH 时，利用方程式(7)恢复导频码元 C_1 的多个未发送信息比特，和利用方程式(8)恢复导频码元 C_2 的多个未发送信息比特。结果，通过使用方程式(7)和(8)不仅恢复了类 E 中的导频比特码型的未发送信息比特，而且恢复了类 F, G 和 H 中的压缩模式下未发送的所有导频比特码型。例如，通过方程式(7)恢复导频比特码型 C_1, C_3, C_5, C_7 的 $(15-\gamma)$ 未发送信息比特，和通过方程式(8)恢复 C_8 。由于在同类中的两个代码具有互补关系，因而使得这种方法成为可能。下面的表 13 示出了在考虑到 STTD(时空发射分集)的表 10 中的所示的导频码元码型的导频码元码型。

表 13:

在 $N_{\text{pilot}}=2, 4, 8$ 和 16 时, STTD 中下行链路 DPCCH 的导频比特码型

| 码元# | $N_{\text{pilot}}=2$ | | $N_{\text{pilot}}=4$ | | $N_{\text{pilot}}=8$ | | | | $N_{\text{pilot}}=16$ | | | | | | | |
|------|----------------------|----|----------------------|----|----------------------|----|----|----|-----------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 2 | 3 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 时隙#0 | 01 | 01 | 10 | 11 | 00 | 00 | 10 | 11 | 11 | 00 | 00 | 10 | 11 | 00 | 00 | 10 |
| 1 | 10 | 10 | 10 | 11 | 00 | 00 | 01 | 11 | 11 | 00 | 00 | 01 | 11 | 10 | 00 | 10 |
| 2 | 11 | 11 | 10 | 11 | 10 | 00 | 00 | 11 | 11 | 10 | 00 | 00 | 11 | 10 | 00 | 11 |
| 3 | 10 | 10 | 10 | 11 | 10 | 00 | 01 | 11 | 11 | 10 | 00 | 01 | 11 | 00 | 00 | 00 |
| 4 | 00 | 00 | 10 | 11 | 11 | 00 | 10 | 11 | 11 | 11 | 00 | 10 | 11 | 01 | 00 | 10 |
| 5 | 01 | 01 | 10 | 11 | 00 | 00 | 10 | 11 | 11 | 00 | 00 | 10 | 11 | 11 | 00 | 00 |
| 6 | 01 | 01 | 10 | 11 | 10 | 00 | 10 | 11 | 11 | 10 | 00 | 10 | 11 | 01 | 00 | 11 |
| 7 | 00 | 00 | 10 | 11 | 10 | 00 | 11 | 11 | 11 | 10 | 00 | 11 | 11 | 10 | 00 | 11 |
| 8 | 11 | 11 | 10 | 11 | 00 | 00 | 00 | 11 | 11 | 00 | 00 | 00 | 11 | 01 | 00 | 01 |
| 9 | 01 | 01 | 10 | 11 | 01 | 00 | 10 | 11 | 11 | 01 | 00 | 10 | 11 | 01 | 00 | 01 |
| 10 | 11 | 11 | 10 | 11 | 11 | 00 | 00 | 11 | 11 | 11 | 00 | 00 | 11 | 00 | 00 | 10 |
| 11 | 00 | 00 | 10 | 11 | 01 | 00 | 11 | 11 | 11 | 01 | 00 | 11 | 11 | 00 | 00 | 01 |
| 12 | 00 | 00 | 10 | 11 | 10 | 00 | 11 | 11 | 11 | 10 | 00 | 11 | 11 | 11 | 00 | 00 |
| 13 | 10 | 10 | 10 | 11 | 01 | 00 | 01 | 11 | 11 | 01 | 00 | 01 | 11 | 10 | 00 | 01 |
| 14 | 10 | 10 | 10 | 11 | 01 | 00 | 01 | 11 | 11 | 01 | 00 | 01 | 11 | 11 | 00 | 11 |

通过一种图 5 中所示原理的 STTD 编码产生表 13 中的导频码元码型。下面的表 14 中示出了表 13 中纵向序列与表 1 中帧同步字的映像关系。

5

表 14

| 码元率 | 码元# | 信道 | 导频码型的 15 比特长度纵向序列 |
|-----------------------|-----|------|-------------------|
| $N_{\text{pilot}}=2$ | 0 | I-CH | -C1 |
| | | Q-CH | C2 |
| $N_{\text{pilot}}=4$ | 0 | I-CH | -C1 |
| | | Q-CH | C2 |
| $N_{\text{pilot}}=8$ | 1 | I-CH | -C3 |
| | | Q-CH | C4 |
| | 3 | I-CH | C1 |
| | | Q-CH | -C2 |
| $N_{\text{pilot}}=16$ | 1 | I-CH | -C3 |
| | | Q-CH | C4 |
| | 3 | I-CH | C1 |
| | | Q-CH | -C2 |
| | 5 | I-CH | -C7 |
| | | Q-CH | C8 |
| | 7 | I-CH | C5 |
| | | Q-CH | -C6 |

5 对如此 STTD 编码的信息进行 STTD 解码，并且根据上述的导频码元码型恢复方法恢复其未发送时隙信息。可以用图 6 中所示的装置的系统代表至此所述的恢复方法。图 6 示出了一个恢复用于在本发明的压缩模式下帧同步化的导频码型的装置的方框图。

10 由于在压缩模式中发送至少 8 个时隙，因而在一个帧中穿孔多达 7 个时隙。穿孔之前和之后的帧同步字的函数可以如下表示。

$$C1(t), C2(t), C3(t), \dots, C8(t)$$

$$C1(t)P(t), C2(t)P(t), C3(t)P(t), \dots, C8(t)P(t) \quad (10)$$

穿孔并且在压缩模式中发送的帧具有附加在其上的噪声分量，表示如下。

$$5 \quad \hat{C}_1(t)P(t), \hat{C}_2(t)P(t), \hat{C}_3(t)P(t), \dots, \hat{C}_8(t)P(t) \quad (11)$$

然后，根据前面方程式中表示的导频码元码型恢复方法恢复如下面方程式(12)中表示的接收的帧同步字，并且把恢复的帧同步字施加于图 7 和 8 中所示的用于帧同步化的相关器。

$$10 \quad \hat{C}_1(t), \hat{C}_2(t), \hat{C}_3(t), \dots, \hat{C}_8(t) \quad (12)$$

图 7 示出了根据本发明一个优选实施例的用于帧同步的自相关装置的方框图，图 8 示出了根据本发明一个优选实施例的用于帧同步的互相关装置的方框图，其中 T_{frame} 代表一个帧周期，在当前 3GPP 标准中它是 10msec。一旦根据恢复方法恢复了帧同步字，将恢复的帧同步字施加到图 7 中的自相关器，或图 8 中的互相关器。结果，本发明即使在压缩模式下也可以通过使用与一般模式相同的方法和装置方便地获得和识别上行链路和下行链路 DPCH 的帧同步，并且也能够实现同步失调检测。把经过一个上层从网络给出的一段帧时间周期上的相关器输出与一个特定的阈值电压比较之后，接收机方向上层报告帧同步的成功或失败。

下面参考附图说明根据本发明一个优选实施例的识别帧同步和检测帧同步失调的方法。这个实施例利用一个参数“Z”实现了帧同步并且检测帧同步失调。参数“Z”是通过组合导频码型的自相关函数和互相关函数而获得的。图 9 示出了 3GPP RAN 标准的 SCCPCH(次级共用控制物理信道)的结构。SCCPCH 用于发送 FACH(前向接入信道)和一个寻呼信道。下面的表 15 示出了有关 SCCPCH 的字段信息。

30

表 15

| 时隙格式 #i | 信道比特率 (kbps) | 信道码元率 (ksps) | S.F. | 比特/帧 | 比特/时隙 | N_{data} | N_{pilot} | N_{TFCI} |
|------------|-----------------|-----------------|------|-------|-------|-------------------|--------------------|-------------------|
| | 30 | 15 | 256 | 300 | 20 | 20 | 0 | 0 |
| 1 | 30 | 15 | 256 | 300 | 20 | 12 | 8 | 0 |
| 2 | 30 | 15 | 256 | 300 | 20 | 18 | 0 | 2 |
| 3 | 30 | 15 | 256 | 300 | 20 | 10 | 8 | 2 |
| 4 | 60 | 30 | 128 | 600 | 40 | 40 | 0 | 0 |
| 5 | 60 | 30 | 128 | 600 | 40 | 32 | 8 | 0 |
| 6 | 60 | 30 | 128 | 600 | 40 | 38 | 0 | 2 |
| 7 | 60 | 30 | 128 | 600 | 40 | 30 | 8 | 2 |
| 8 | 120 | 60 | 64 | 1200 | 80 | 72 | 0 | 8* |
| 9 | 120 | 60 | 64 | 1200 | 80 | 64 | 8 | 8* |
| 10 | 240 | 120 | 32 | 2400 | 160 | 152 | 0 | 8* |
| 11 | 240 | 120 | 32 | 2400 | 160 | 144 | 8 | 8* |
| 12 | 480 | 240 | 16 | 4800 | 320 | 312 | 0 | 8* |
| 13 | 480 | 240 | 16 | 4800 | 320 | 296 | 16 | 8* |
| 14 | 960 | 480 | 8 | 9600 | 640 | 632 | 0 | 8* |
| 15 | 960 | 480 | 8 | 9600 | 640 | 616 | 16 | 8* |
| 16 | 1920 | 960 | 4 | 19200 | 1280 | 1272 | 0 | 8* |
| 17 | 1920 | 960 | 4 | 19200 | 1280 | 1256 | 16 | 8* |

S.F.: 扩展因数。

5 表 10 中具有 8 比特或 16 比特导频码元 N_{pilot} 的时隙代表应用本发明的 SCCPCH 的导频码元码型。在表 10 所示的下行链路导频码型中，所有导频码元中的阴影部分用于帧同步，其余的导频码元具有值“1”。全是码元值“1”的纵向序列用于相干检测的信道评估。表 13 示出了考虑到 STTD 的表 10 中的导频码元码型。当网络方具有分集天线或利用开环发射分集发送 SCCPCH 时，表 13 中的导频码元码型是通过将 SCCPCH 码元进行如图 5 中所示的 STTD 编码产生的。

10

下一代移动通信系统的接收机一方利用至此所述的信道导频码型获得帧同步是十分重要的。自相关和互相关的组合和同时使用便利了帧同步识别和帧同步失调检测的双重检查。只要同时参考图 7 中的自相关器和互相关器的输出，就能够实现在一个帧中的双重检查。如上所述，图 7 中示出了根据本发明一个优选实施例的用于帧同步识别和帧同步失调检测的一个自相关装置的方框图，其中当将自相关器的输出与一个为了帧同步的识别预定的正“+”阈值比较时，利用图 1A 和 1B 中所示形式的自相关结果在帧中识别帧同步。如上所述，图 8 示出了根据本发明一个优选实施例的帧同步识别和帧同步失调检测的互相关装置的方框图，用于在互相关器的输出与一个用于帧同步识别的预定负“-”阈值比较时，利用图 1B 或 2B 中所示形式的互相关结果识别帧同步。在图 7 和 8 的相关器中， T_{frame} 代表一个帧时间周期，在当前 3GPP 标准中它是 10msec。但是，如果图 7 和 8 中的相关器各自使用，由于这两个相关器在帧同步识别和帧同步失调检测上与现有技术没有区别，因此，从根本上来说，本发明为了帧同步识别和帧同步失调检测而组合图 7 中的自相关器和图 8 中的互相关器的输出。本发明利用下面方程式 13 中所示的参数“Z”确定帧同步识别的成功。

$$Z = \sum_{i=1}^{\alpha} R_i(0) - \sum_{i=1}^{\alpha/2} (R_{2i-1,2i}(7) + R_{2i,2i-1}(8)), \alpha = 2,4,6,8 \quad (13)$$

方程式(13)具有一个不存在无线电信道失真的先决条件，并且参数“Z”是一个用于确定帧同步识别成功的基准。当确定帧同步识别成功时，参数“Z”具有如下面方程式(14)表示的值。

$$Z = \alpha/2 \cdot (30 - (-30)) = \alpha \cdot 30 \quad (14)$$

在方程式(14)中的参数“Z”大于一个预定阈值 β 的情况下，将这种情况确定为帧同步识别成功的情况。相反，在方程式(14)中的参数“Z”小于预定阈值 β 的情况下，将这种情况确定为帧同步识别失败

的情况。根据 SNR(信噪比)灵活地设置阈值 β 。如果当前 SNR 高，那么把阈值 β 设定得比较高，如果当前 SNR 低，那么将阈值 β 设定得比较低。例如，在本实施例中，把阈值设定为“0”，以应付代表正“+”的最大相关值的自相关值小于代表负“-”最大相关值的互相关值时的情况，或应付当代表负“-”最大相关值的互相关值大于代表正“+”最大相关值的自相关值时的情况，在通过设定阈值 $\beta = 0$ 可以检测帧同步失调时，这种情况在很差的信道条件下可能偶尔出现。图 10 示出了根据本发明一个优选实施例的用于帧同步识别和帧同步失调检测的相关器的系统的方框图，参考图 10 说明本发明的相关器系统。图 10 中的相关器系统具有 $\alpha = 2$ 。

参考图 10，第一相关器 1 和第二相关器 2 进行接收的帧同步字的自相关，第三相关器 3 和第四相关器 4 进行接收的帧同步字的互相关。当提供了第一相关器 1 的输出 $R1(0)$ 和第二相关器 2 的输出 $R2(0)$ 的和“ $R1(0)+R2(0)$ ”，并且提供了第三相关器 3 的输出 $R1,2(7)$ 和第四相关器 4 的输出 $R2,1(8)$ 的和“ $R1,2(7)+R2,1(8)$ ”时，可以计算参数“Z”。

如上所述的，在求和步骤中，在进行互相关期间，将自相关结果延迟一定的时隙时间周期。然后，将自相关结果和互相关结果负相加。在进行自相关的步骤中，把恢复的帧同步字分类到对应于帧同步字对的多个类中。然后，自相关每一类中的第一帧同步字和第二帧同步字，即，每个代码对，以产生第一自相关结果和第二自相关结果。然后，将第一自相关结果与第二自相关结果相加，产生一个最终自相关结果。在进行互相关的步骤中，首先把恢复的帧同步字分类到对应于帧同步字对的多个类中。然后，相对于一个第一帧同步字对一个第二帧同步字进行互相关运算，以获得第一互相关结果，并且相对于第二帧同步字对第一帧同步字进行互相关运算，以获得一个与第一互相关结果相比延迟一个时间周期的第二互相关结果。然后，把第一互相关结果与第二互相关结果相加，获得最终互相关结果。

通过负相加求和的互相关结果“ $R_{1,2}(7)+R_{2,1}(8)$ ”和求和的自相关结果“ $R_{1,1}(0)+R_{2,2}(0)$ ”可以获得方程式(13)表示的参数“ Z ”。由于这个原因，本发明使得可以在如方程式(14)所示的 $\alpha=2$ 的情况下获得一个两倍于现有技术的相关值，这有使得能够更可靠地识别帧同步。然后，把计算的参数“ Z ”与一个预定阈值 β 比较。如果参数“ Z ”大于阈值 β ，那么确定帧同步识别成功，如果参数“ Z ”小于阈值 β ，那么确定帧同步识别失败。此后，接收机方将确定的结果报告给上层。

10 如上所述，在本发明的压缩模式下利用导频码型同步化帧的方法具有如下优点：

第一，即使在 W-CDMA 移动通信系统操作在压缩模式中的情况下，不发送一个帧中的所有 15 个时隙，本发明允许利用专用导频码型恢复帧中的完整帧同步字。由于即使在压缩模式下也可以使用恢复的帧同步字的相关，因而可以利用与一般模式相同的装置和方法获得帧同步。

第二，导频码型的自相关函数和互相关函数的适当组合使得能够容易地识别帧同步，或易于检测帧同步失调，这使得能够快速同步化连续帧。

第三，把帧同步识别或帧同步失调检测中的更可靠的相关输出值应用到所有使用本发明的导频码型的下一代移动通信系统，为使用相同导频码型的所有系统提供了相同的基准。

25 熟悉本领域的人员应当知道，可以对在本发明的压缩模式下利用导频码型同步化帧的方法进行各种修改和改变，而不脱离本发明的精神和范围。因此，本发明将包括本发明的各种修改和改变，只要它们在所附权利要求及其等同物的范围内。

30

图1A

现有技术

$R_1(\tau)+R_2(\tau)$



图1B

现有技术

$R_{1,2}(\tau)+R_{2,1}(\tau+1)$

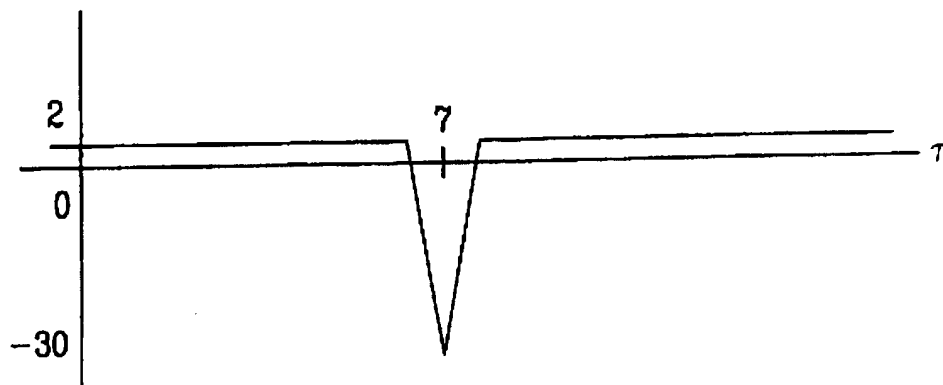


图2A

现有技术

$$R_1(\tau) + R_2(\tau) + R_3(\tau) + R_4(\tau)$$



图2B

现有技术

$$R_{1,2}(\tau) + R_{2,1}(\tau+1) + R_{3,4}(\tau) + R_{4,3}(\tau+1)$$

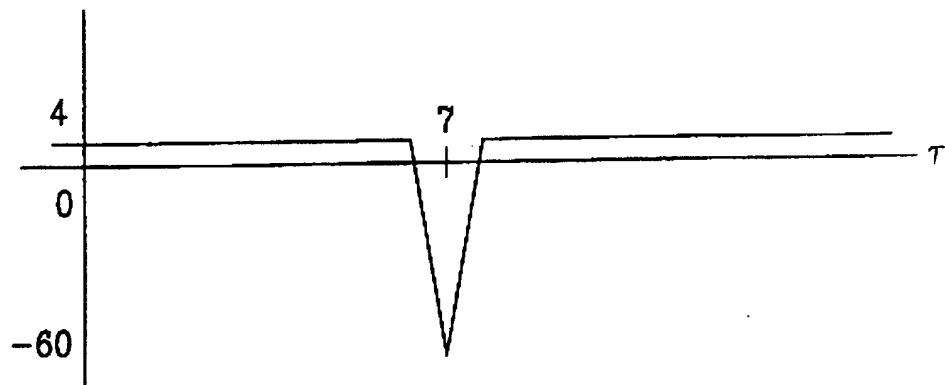


图3

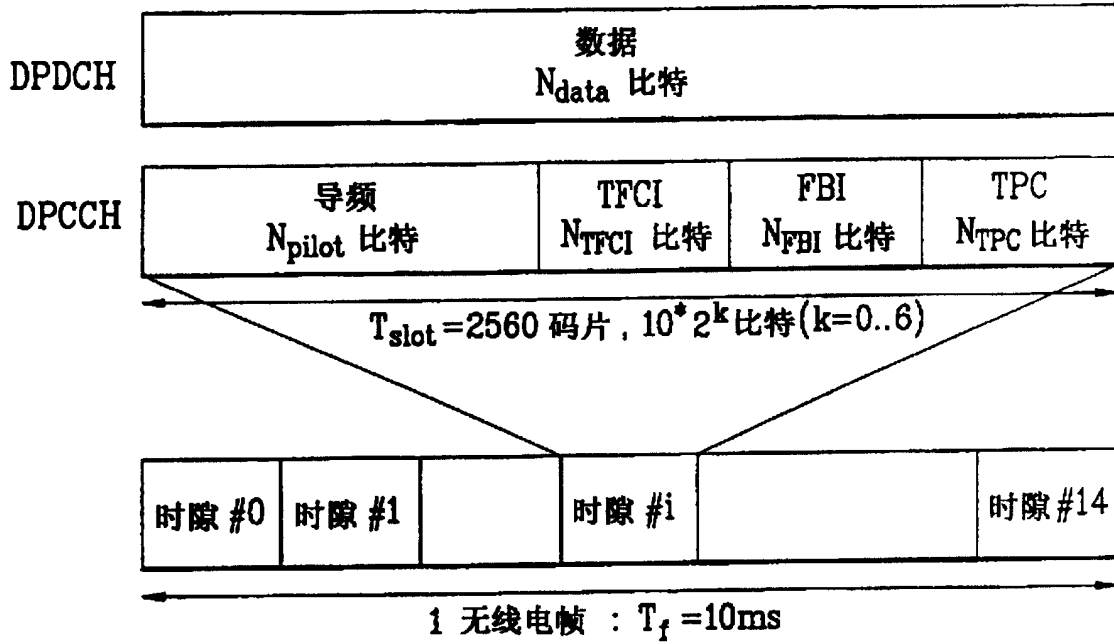


图4

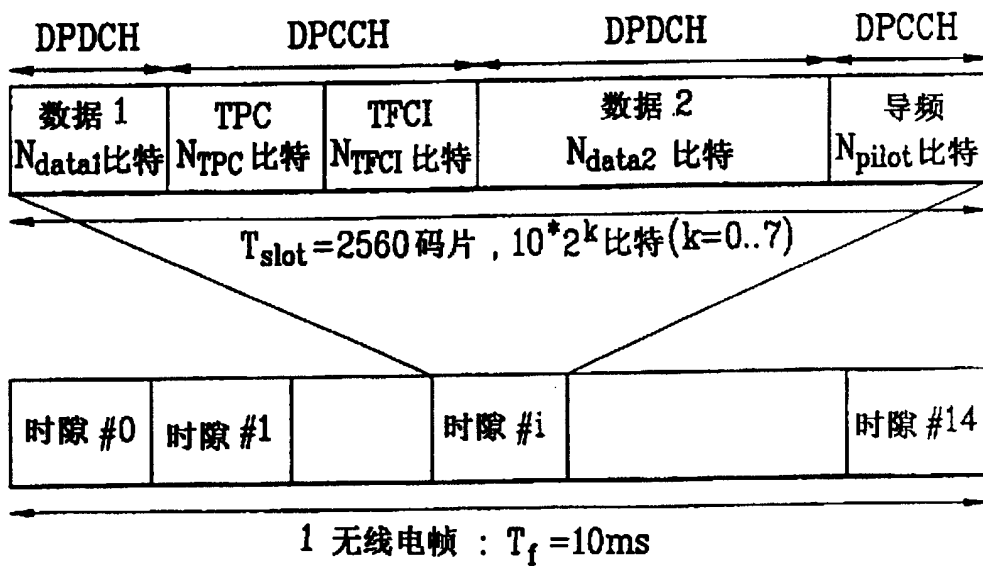


图5

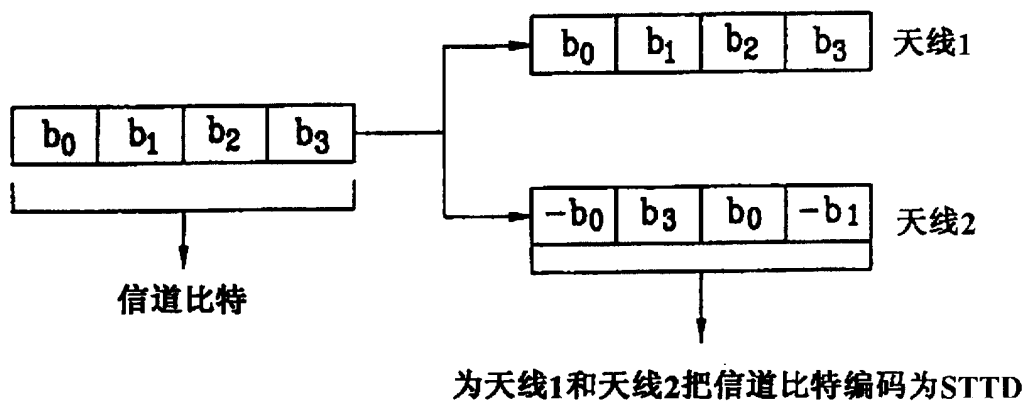


图6

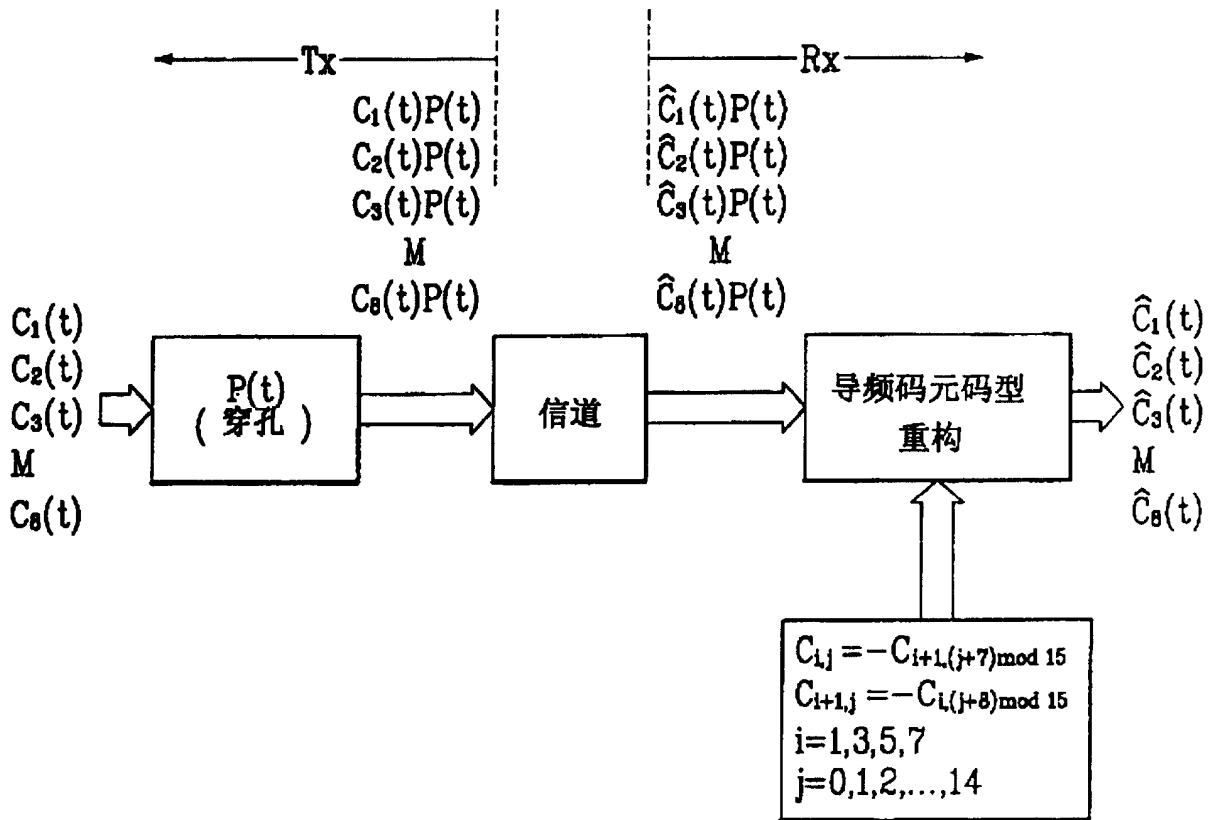


图7

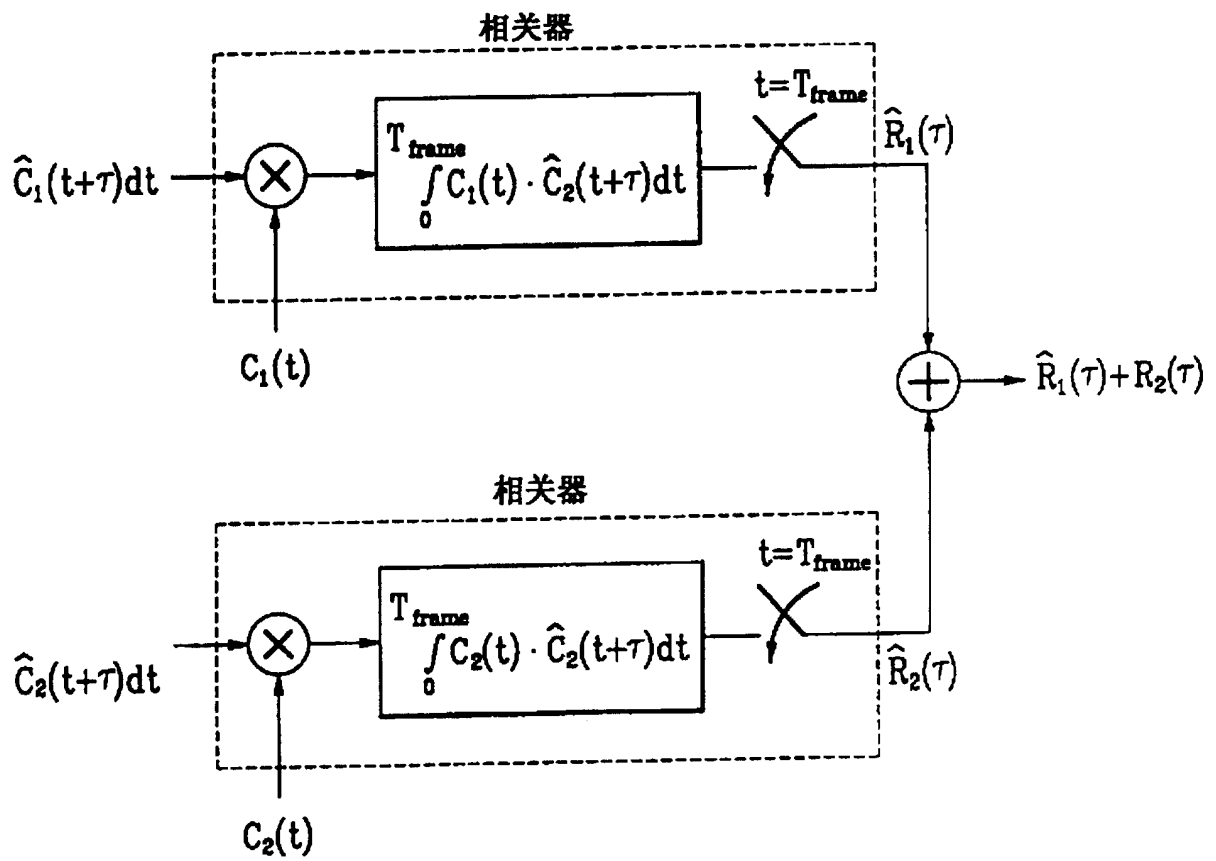


图8

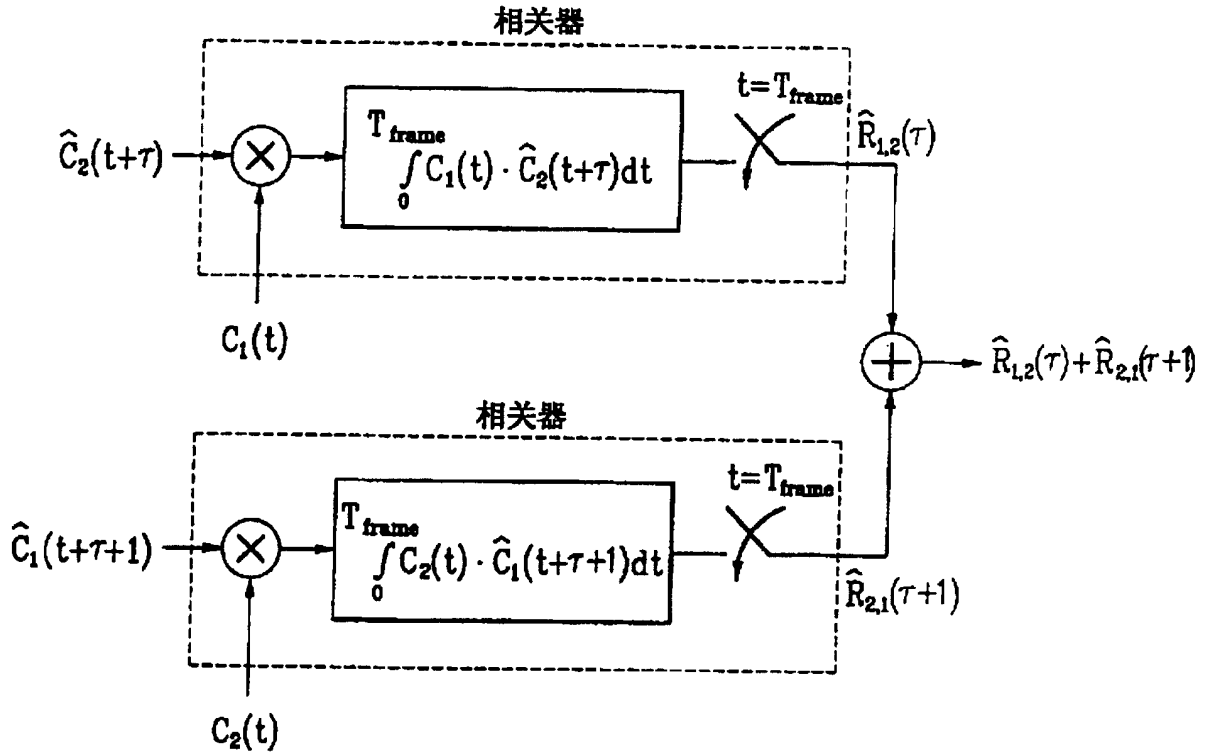


图9

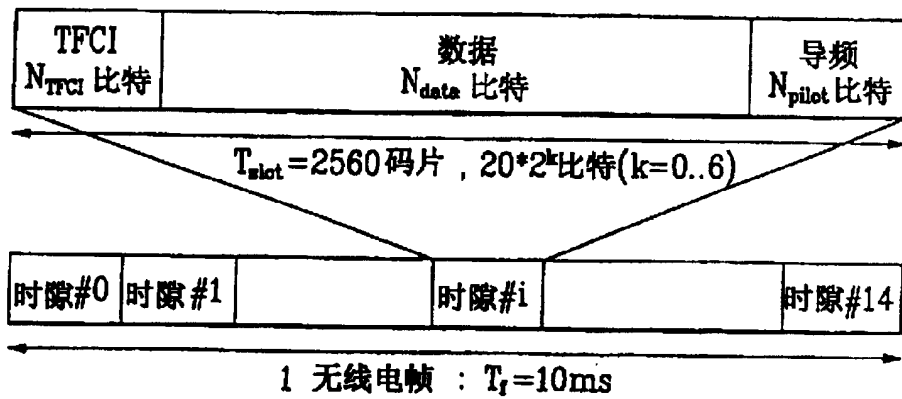


图10

