



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1965518 B

(45) 授权公告日 2012. 04. 18

(21) 申请号 200580018337. 4

代理人 黄小临 王志森

(22) 申请日 2005. 04. 20

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H04J 11/00(2006. 01)

10-2004-0027630 2004. 04. 21 KR

(56) 对比文件

(85) PCT申请进入国家阶段日

US 6654431 B1, 2003. 11. 25, 全文.

2006. 12. 05

US 2002181390 A, 2002. 12. 05, 全文.

US 6650616 B2, 2003. 11. 18, 全文.

(86) PCT申请的申请数据

PCT/KR2005/001138 2005. 04. 20

审查员 江靖敬

(87) PCT申请的公布数据

W02005/104411 EN 2005. 11. 03

(73) 专利权人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

(72) 发明人 徐彰浩 黄讚洙 尹哲铉 赵曠权

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

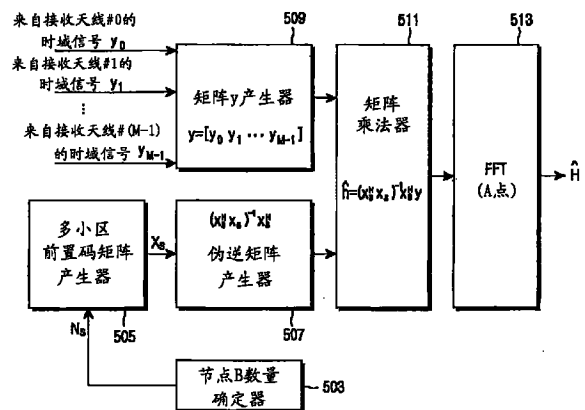
权利要求书 3 页 说明书 13 页 附图 14 页

(54) 发明名称

用于在使用多发送天线的正交频分复用蜂窝通信系统中的信道估计的装置和方法

(57) 摘要

一种在宽带无线通信系统中的具有 M (> 1) 个接收天线的 UE 中、通过使用从服务节点 B 和多个相邻节点 B——每个具有 N (> 1) 个发送天线——接收的前置码信号来进行信道估计的装置和方法。在所述信道估计装置中, 节点 B 数量确定器使用前置码长度、在每个节点 B 中的天线的数量和多个路径的数量来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N。多小区前置码矩阵产生器通过下述方式来产生多小区前置码矩阵 x: 通过对于服务节点 B 和多个相邻节点 B 的每个产生节点 B 前置码矩阵, 并且在所产生的节点 B 前置码矩阵中按照接收功率来选择 N 个节点 B 前置码矩阵。信道估计器使用 x 和在前置码接收时段期间通过 M 个天线接收的信号来执行信道估计。



1. 一种在宽带无线通信系统中的用户设备 (UE) 中、通过使用从服务节点 B 和多个相邻节点 B 接收的前置码信号来进行信道估计的装置, 其中在所述宽带无线通信系统中, 每个节点 B 通过 N 个天线来发送信号, 而 UE 通过 M 个天线来接收信号, 其中 $N, M \geq 1$, 所述装置包括:

节点 B 数量确定器, 用于使用前置码长度、在每个节点 B 中的天线的数量、多个路径的数量、和服务节点 B 加上其相邻节点 B 的数量来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s ;

多小区前置码矩阵产生器, 用于通过下述方式来产生多小区前置码矩阵 x_s : 通过对于所述服务节点 B 和所述多个相邻节点 B 的每一个产生节点 B 前置码矩阵, 并且在所产生的节点 B 前置码矩阵当中按照接收功率由高到低依次选择 N_s 个节点 B 前置码矩阵; 以及

信道估计器, 用于使用所述多小区前置码矩阵 x_s 和在前置码接收时段期间通过 M 个天线接收的 M 个信号来执行信道估计,

其中, 所述信道估计器包括:

第一矩阵产生器, 用于通过组合对于所述前置码接收时段通过 M 个天线接收的 M 个信号而产生接收信号矩阵 y ;

第二矩阵产生器, 用于产生所述多小区前置码矩阵 x_s 的伪逆;

矩阵乘法器, 用于通过将所述接收信号矩阵 y 乘以所述多小区前置码矩阵 x_s 的伪逆而计算时域信道估计 \hat{k} ; 以及

快速傅立叶变换 (FFT) 处理器, 用于通过 FFT 处理所述时域信道估计 \hat{k} 而计算频域信道估计 \hat{H} 。

2. 按照权利要求 1 的装置, 其中, 通过 $N_s = \min\left(\left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor, N_B\right)$ 来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s , 其中, A 是前置码长度, L 是多个路径的数量, N 是在每个节点 B 中的天线的数量, N_B 是服务节点 B 和所述多个相邻节点 B 的数量。

3. 按照权利要求 1 的装置, 其中, 多个路径的数量 L 等于循环前缀 (CP) 采样的数量。

4. 按照权利要求 1 的装置, 其中, 所述前置码长度等于正交频分复用 (OFDM) 码元的采样的数量。

5. 按照权利要求 1 的装置, 其中, x_s 的伪逆是 $(x_s^H x_s)^{-1} x_s^H$ 。

6. 按照权利要求 1 的装置, 其中, 所述多小区前置码矩阵产生器包括:

多个节点 B 前置码矩阵产生器, 用于借助多径传播使用所述服务节点 B 和所述多个相邻节点 B 的已知前置码信息来产生所述服务节点 B 和所述多个相邻节点 B 的节点 B 前置码矩阵; 以及

可容纳的节点 B 矩阵产生器, 用于通过在所产生的节点 B 前置码矩阵中按照接收功率来选择 N_s 个节点 B 前置码矩阵而产生多小区前置码矩阵 x_s 。

7. 按照权利要求 6 的装置, 其中, 每个节点 B 前置码矩阵产生器包括:

逆快速傅立叶变换 (IFFT) 单元, 用于通过 IFFT 处理与节点 B 的天线相关联的已知前置码信号而产生时域信号;

循环移位单元, 用于在一次到多个路径的数量 -1 次的范围内将 IFFT 单元的输出每个循环移位;

天线前置码矩阵产生单元,用于通过按照相应的发送天线组合 IFFT 单元的输出与循环移位单元的输出来产生天线前置码矩阵;以及

天线前置码矩阵组合器,用于通过组合所述天线前置码矩阵而产生节点 B 前置码矩阵。

8. 一种在宽带无线通信系统中的用户设备 (UE) 中、通过使用从服务节点 B 和多个相邻节点 B 接收的前置码信号来进行信道估计的方法,其中在所述宽带无线通信系统中,每个节点 B 通过 N 个天线来发送信号,而 UE 通过 M 个天线来接收信号,其中 $N, M \geq 1$,所述方法包括步骤:

使用前置码长度、在每个节点 B 中的天线的数量、多个路径的数量、和服务节点 B 加上其相邻节点 B 的数量来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s ;

按照所述服务节点 B 和所述多个相邻节点 B 的接收功率由高到低依次选择 N_s 个节点 B;

产生相应的所选择的 N_s 个节点 B 的节点 B 前置码矩阵;

通过组合所述 N_s 个节点 B 前置码矩阵而产生多小区前置码矩阵 x_s , 并且

使用所述多小区前置码矩阵 x_s 和在前置码接收时段期间通过 M 个天线接收的 M 个信号来执行信道估计,

其中,执行信道估计的是步骤包括步骤:

通过组合在所述前置码接收时段期间通过 M 个天线接收的 M 个信号而产生接收信号矩阵 y ;

计算所述多小区前置码矩阵 x_s 的伪逆;

通过将所述接收信号矩阵 y 乘以所述多小区前置码矩阵 x_s 的伪逆而计算时域信道估计 \hat{h} ; 以及

通过 FFT 处理所述时域信道估计 \hat{h} 而计算频域信道估计 \hat{H} 。

9. 按照权利要求 8 的方法,其中,通过 $N_s = \min\left(\left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor, N_B\right)$ 来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s , 其中, A 是前置码长度, L 是多个路径的数量, N 是在每个节点 B 中的天线的数量, N_B 是所述服务节点 B 和所述多个相邻节点 B 的数量。

10. 按照权利要求 8 的方法,其中,多个路径的数量 L 等于循环前缀 (CP) 采样的数量。

11. 按照权利要求 8 的方法,其中,所述前置码长度等于正交频分复用 (OFDM) 码元的采样的数量。

12. 按照权利要求 8 的方法,其中, x_s 的伪逆是 $(x_s^H x_s)^{-1} x_s^H$ 。

13. 按照权利要求 8 的方法,其中,产生多小区前置码矩阵的所述步骤包括步骤:

按照所述服务节点 B 和所述多个相邻节点 B 的接收功率来选择 N_s 个节点 B;

借助多径传播使用 N_s 个节点 B 的已知前置码信息来产生 N_s 个节点 B 的节点 B 前置码矩阵; 并且

通过组合所述 N_s 个节点 B 前置码矩阵来产生多小区前置码矩阵 x_s 。

14. 按照权利要求 13 的方法,其中,产生节点 B 前置码矩阵的所述步骤包括步骤:

通过 IFFT 处理与所述 N_s 个节点 B 的每个的天线相关联的已知前置码信号而产生时域

信号；

通过在一次到多个路径的数量 -1 次的范围中将所述 $N_s \times N$ 个时域信号的每个循环移位而产生多径信号；

通过按照相应的发送天线组合所述 $N_s \times N$ 个时域信号与所述多径信号来产生天线前置码矩阵；并且

通过按照相应的节点 B 组合所述天线前置码矩阵而产生 N_s 个节点 B 前置码矩阵。

用于在使用多发送天线的正交频分复用蜂窝通信系统中的 信道估计的装置和方法

技术领域

[0001] 本发明一般地涉及一种在 OFDM(正交频分复用)通信系统中的信道估计装置及方法,具体涉及用于通过消除在 MIMO(多输入多输出)-OFDM 通信系统中的蜂窝之间的干扰而执行精确的信道估计的装置和方法。

背景技术

[0002] 通常,无线通信系统指的是支持无线通信业务的系统,它包括多个节点 B 和 UE(用户设备)。节点 B 和 UE 支持在传输帧中的无线通信业务。因此,对于帧发送和接收,必须在节点 B 和 UE 之间获得同步。因此,节点 B 向 UE 发送同步信号,以便 UE 可以识别帧的开始。UE 然后从同步信号检测节点 B 的帧定时,并且根据所述帧定时来解调所接收的帧。一般,所述同步信号是在节点 B 和 UE 之间预设的前置码序列。

[0003] 优选的是,多载波 OFDM 通信系统使用具有低 PAPR(峰值功率与平均功率比)的前置码序列。节点 B 向 UE 发送用于粗略同步的长前置码,其后跟随用于精细同步的短前置码。UE 仅仅向节点 B 发送短前置码以用于精细同步。

[0004] OFDM 通信系统通过在时间上复用帧而向多个用户(即 UE)发送用户数据。同时,在从帧起点开始的预定时段内发送帧前置码,以指示帧的起点。因为在一个帧中向用户发送突发数据,在每个用户数据之前存在突发前置码,以便指示数据的开始。因此,UE 接收数据前置码以确定其用户数据的起点。具体上,为了将其定时与所述数据的开始同步以用于数据接收,UE 在系统中接收公共的前置码序列,并且在信号接收之前获得同步。

[0005] OFDM 通信系统使用与非 OFDM 通信系统相同的源编码、信道编码和调制。与 CDMA(码分多址)通信系统——其中在发送之前扩展数据——相比较,OFDM 通信系统向 IFFT(逆快速傅立叶变换)信号中插入保护间隔。因此,OFDM 通信系统可以相对于 CDMA 通信系统使用简单的硬件来发送宽带信号。OFDM 通信系统对调制的比特码元序列进行 IFFT 处理,由此产生时域信号。所述时域信号(即 OFDM 码元)是宽带信号,在所述宽带信号中,复用了多个窄带副载波信号。在一个 OFDM 码元时段中传递多个调制码元。

[0006] 但是,IFFT OFDM 码元的简单发送而没有任何进一步处理导致在前一个 OFDM 码元和当前的 OFDM 码元之间的不可避免的干扰。为了消除 ISI(码元之间的干扰),插入保护间隔。已经有建议在预定间隔内插入空数据作为保护间隔。这种保护间隔的显著缺点是对于在接收器对 OFDM 码元起点的不正确估计,在副载波之间发生干扰,增加了所接收的 OFDM 码元的错误判定概率。因此,以“循环前缀”或“循环后缀”的形式来使用保护间隔。循环前缀是时域 OFDM 码元的最后 $1/n$ 比特的拷贝,其被插入到有效的 OFDM 码元中,而循环后缀是时域 OFDM 码元的前 $1/n$ 比特的拷贝,其被插入到所述有效 OFDM 码元中。使用所述保护间隔来作为一个 OFDM 码元的所拷贝的前或最后部分的冗余信息,接收器可以获得所接收的 OFDM 码元的时间/频率同步。

[0007] 从发送器发送的信号在其经历无线信道时失真,因此,失真的信号到达接收器。接

收器通过使用已知的前置码序列来获得时间 / 频率同步而执行信道估计, 并且使用所述信道估计来对频域 FFT(快速傅立叶变换) 码元进行信道补偿。接收器然后通过对应于在发送器中使用的信道编码和源编码来对所述信道补偿的码元进行信道解码和源解码, 从而恢复信息数据。

发明内容

[0008] 技术问题

[0009] 所述 OFDM 通信系统使用前置码序列来实现帧定时同步、频率同步和信道估计。虽然可以在帧定时同步、频率同步和信道估计中使用保护间隔和导频副载波来取代前置码, 但是发送器通常在每个帧或数据脉冲的起始时发送已知的码元来作为前置码序列, 并且接收器使用所述前置码序列来更新时间 / 频率 / 信道信息。

[0010] 信道估计的重要性在于在 OFDM 系统中的相干调制和解调。对于使用相干调制和解调的系统需要信道估计器。特别是, 在 MIMO 环境下, 对于每个天线需要信道信息, 这进一步提高了信道估计的重要性。

[0011] 当 MIMO-OFDM 系统支持蜂窝环境时, 在蜂窝边界发生严重的干扰, 由此使得信道估计性能变差。因此, 需要最小化在 MIMO-OFDM 蜂窝系统中的蜂窝之间干扰的信道估计技术。

[0012] 技术解决方案

[0013] 因此, 本发明已经被设计来实质性地至少解决上述问题和 / 或缺点, 并且至少提供下面的优点。本发明的一个目的是提供一种用于通过消除在 OFDM 通信系统中的蜂窝之间的干扰而执行精确的信道估计的装置和方法。

[0014] 本发明的另一目的是提供一种用于通过消除在无线蜂窝通信系统中的蜂窝之间的干扰而执行精确的信道估计的装置和方法。

[0015] 本发明的再一目的是提供一种用于确定在无线蜂窝通信系统中的可信道估计的节点 B(或小区) 的数量的装置和方法。

[0016] 通过提供一种用于在使用多天线的 OFDM 蜂窝通信系统中进行信道估计的装置和方法。

[0017] 按照本发明的一个方面, 在宽带无线通信系统中的 UE 中的、用于通过使用从服务节点 B 和多个相邻节点 B 接收的前置码信号来进行信道估计的装置中, 节点 B 数量确定器使用前置码长度、在每个节点 B 中的天线的数量和多个路径的数量来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s , 其中在所述宽带无线通信系统中, 每个节点 B 通过 $N(\geq 1)$ 个天线来发送信号, 而 UE 通过 $M(\geq 1)$ 个天线来接收信号。多小区前置码矩阵产生器通过下述方式来产生多小区前置码矩阵 x_s : 通过对于服务节点 B 和多个相邻节点 B 的每一个产生节点 B 前置码矩阵, 并且在所产生的节点 B 前置码矩阵中按照接收功率来选择 N_s 个节点 B 前置码矩阵。信道估计器使用所述多小区前置码矩阵 x_s 和在前置码接收时段期间通过 M 个天线接收的 M 个信号来执行信道估计。

[0018] 按照本发明的另一方面, 在宽带无线通信系统中的 UE 中的、用于通过使用从服务节点 B 和多个相邻节点 B 接收的前置码信号来进行信道估计的装置中, 节点 B 数量确定器通过

[0019]

$$N_s = \left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor$$

[0020] 使用前置码长度 A、在每个节点 B 中的天线的数量 N 和多个路径的数量 L 来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s ，其中，在所述宽带无线通信系统中，每个节点 B 通过 $N (\geq 1)$ 个天线来发送信号，而 UE 通过 $M (\geq 1)$ 个天线来接收信号。信道估计器按照服务节点 B 和多个相邻节点 B 的接收功率来选择 N_s 个节点 B，并且使用与所述 N_s 个节点 B 相关联的已知前置码信息和通过所述 M 个天线接收的多个信号来执行信道估计。

[0021] 按照本发明的另一方面，在宽带无线通信系统中的 UE 中的、用于通过使用从服务节点 B 和多个相邻节点 B 接收的前置码信号来进行信道估计的方法中，使用前置码长度、在每个节点 B 中的天线的数量和多个路径的数量来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s ，其中在所述宽带无线通信系统中，每个节点 B 通过 $N (\geq 1)$ 个天线来发送信号，而 UE 通过 $M (\geq 1)$ 个天线来接收信号。按照服务节点 B 和多个相邻节点 B 的接收功率来选择 N_s 个节点 B，并且对于相应的所选择的 N_s 个节点 B 产生多个节点 B 前置码矩阵，并且通过组合所述 N_s 个节点 B 前置码矩阵而产生多小区前置码矩阵 x_s 。然后，使用所述多小区前置码矩阵 x_s 和在前置码接收时段期间通过 M 个天线接收的 M 个信号来执行信道估计。

[0022] 按照本发明的另一方面，在宽带无线通信系统中的 UE 中的、用于通过使用从服务节点 B 和多个相邻节点 B 接收的前置码信号来进行信道估计的方法中，通过

[0023]

$$N_s = \left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor$$

[0024] 使用前置码长度 A、在每个节点 B 中的天线的数量 N 和多个路径的数量 L 来计算可信道估计的节点 B 的最大数量 N_s ，其中在所述宽带无线通信系统中，每个节点 B 通过 $N (\geq 1)$ 个天线来发送信号，而 UE 通过 $M (\geq 1)$ 个天线来接收信号。按照服务节点 B 和多个相邻节点 B 的接收功率来选择 N_s 个节点 B，并且使用与所述 N_s 个节点 B 相关联的已知前置码信息和通过所述 M 个天线接收的多个信号来执行信道估计。

[0025] 有益效果

[0026] 按照如上所述的本发明，去除蜂窝之间干扰的多小区估计方法的使用使得在 OFDM 通信系统中能够进行更精确的信道估计，并且也提高了数据解调性能。

附图说明

[0027] 通过下面结合附图所做的详细说明，本发明的上述和其他目的、特征和和优点将会变得更加清楚，其中：

[0028] 图 1 是图解根据本发明一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 N 个发送天线的发送器的方框图；

[0029] 图 2 是图解根据本发明一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 M 个接收天线的接收器的方框图；

[0030] 图 3 图解了根据本发明的前置码发送规则；

[0031] 图 4 图解了产生前置码序列所需要的 L 移相器的工作原理；

[0032] 图 5 是图解根据本发明一个实施例的在 MIMO-OFDM 通信系统中在接收器中的多小区信道估计器的详细方框图；

- [0033] 图 6 是图解在图 5 中所示的节点 B 数量确定器的详细方框图；
- [0034] 图 7 是图解在图 5 中所示的多小区前置码矩阵产生器的详细方框图；
- [0035] 图 8 是图解在图 7 中所示的节点 B#0 的前置码矩阵产生器的详细方框图；
- [0036] 图 9 图解了当服务节点 B 及其多个相邻节点 B 的总数是 2 并且发送天线的数量是 4 时每个节点 B 的前置码序列发送规则；
- [0037] 图 10 图解了在图 9 中图解的 16 移相器的工作原理；
- [0038] 图 11 图解了当前置码长度是 128、发送天线的数量是 4、多个路径的数量是 16 并且服务节点 B 及其相邻节点 B 的总数是 2 时节点 B 数据确定器的操作；
- [0039] 图 12 图解了当发送天线的数量是 4、服务节点 B 及其相邻节点 B 的总数是 2 并且可容纳的节点 B 的最大数量是 2 时的多小区前置码矩阵产生器的操作；
- [0040] 图 13 图解了当前置码长度是 128、发送天线的数量是 4 并且多个路径的数量是 16 时节点 B#0 的前置码矩阵产生器的操作；
- [0041] 图 14 是图解根据本发明一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 N 个发送天线的发送器的操作的流程图；
- [0042] 图 15 是图解根据本发明一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 M 个接收天线的接收器的操作的流程图；
- [0043] 图 16 是图解在图 15 中所示的多小区估计步骤的详细流程图；
- [0044] 图 17 是图解在图 16 中所示的多小区前置码矩阵产生步骤的详细流程图；
- [0045] 图 18 是图解在图 17 中所示的节点 B 前置码矩阵产生步骤 1703 的详细流程图；
- [0046] 图 19 是图解根据服务节点 B 及其相邻节点 B 的总数而在 SCMLE (单个小区最大似然性估计器) 和 MCMLE (多小区最大似然性估计器) 之间在性能上的一个比较的图；以及
- [0047] 图 20 是图解根据服务节点 B 及其相邻节点 B 的总数而在 SCMLE 和 MCMLE 之间在性能上的另一比较的图。

具体实施方式

[0048] 下面参见附图来说明本发明的优选实施例。在下面的说明中,不详细说明公知的功能或结构,因为它们将以不必要的细节混淆本发明。

[0049] 本发明涉及在 MIMO-OFDM 通信系统中的接收器上通过消除蜂窝之间干扰而执行精确的信道估计的装置和方法。虽然下面的说明是通过举例方式而在 MIMO-OFDM 系统的环境中进行的,但是应当明白,本发明可适用于受到蜂窝之间干扰的影响的任何系统。

[0050] 图 1 是图解根据本发明一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 N 个发送天线的发送器的方框图。参见图 1,所述发送器包括码元映射器 111、串行到并行转换器 (SPC) 113、多天线发送编码器 115、N 个前置码序列产生器 117-129、N 个选择器 119-131、N 个 IFFT 处理器 121-133、N 个并行到串行转换器 (PSC) 123-135、N 个数模转换器 (DAC) 125-137 和 N 个 RF (射频) 处理器 127-139。

[0051] 在操作中,码元映射器 111 以预定的编码率来编码输入信息比特,并且按照预定的调制顺序 (modulation order) 来调制所编码的比特。码元映射器 111 被配置成具有信道编码器和调制器。例如,所述信道编码器是 Turbo 编码器或卷积编码器,所述调制器使用 QPSK (四相移键控)、8PSK (八相移键控)、16QAM (16 正交调幅) 或 64QAM (64 正交调幅)。

[0052] SPC113 对于被调制的码元执行 $B \times N$ 点串行到并行转换。B 是用于传递来自每个发送天线的数据的副载波的数量，N 是发送天线的数量。在对于在码元映射器 111 中的所有发送天线产生 $B \times N$ 个码元时，SPC 113 并行转换所述码元。

[0053] 多天线发送编码器 115 按照其目的可以是空间时间编码器、数据复用器或任何其他器件。一般，所述空间时间编码器用于发送天线分集，数据复用器用于增加数据容量。多天线发送编码器 115 通过以预定的编码方法编码调制的码元来产生 N 个天线信号，然后所述 N 个天线信号被提供到选择器 119-131，所述选择器被匹配到相应的 N 个天线。

[0054] 天线 #0 的前置码序列产生器 117 在控制器（未示出）的控制下产生预定的前置码序列，如下参见图 3 更详细地所述。

[0055] 选择器 119 按照当时的时序安排 (Scheduling) 选择从前置码序列产生器 117 接收的前置码序列和从多天线发送编码器 115 接收的天线信号之一。即，选择器 119 确定是发送前置码序列还是发送编码码元。按照所述确定结果，选择器 119 向天线 #0 的 IFFT 处理器 121 提供所述前置码序列或码元。

[0056] IFFT 处理器 121 对所述前置码序列或码元进行 A 点 IFFT 处理。A 是 IFFT 的副载波的总数，B 是可以获得的副载波的数量，不包括 DC（下变换）副载波和未使用的高频带的副载波。

[0057] PSC 123 接收循环前缀 (CP) 和 IFFT 信号，然后串行转换所接收的信号。DAC 125 将从 PSC 123 接收的数字信号转换为模拟信号。射频处理器 127——包括滤波器和前端单元——将所述模拟信号处理为射频信号，然后通过天线 #0 来发送所述 RF（射频）信号。

[0058] 天线 #(N-1) 的前置码序列产生器 129 在控制器（未示出）的控制下产生预先确定的前置码序列。选择器 131 按照当时的时序安排选择从前置码序列产生器 129 接收的前置码序列或从多天线发送编码器 115 接收的天线信号。即，选择器 131 确定是发送前置码序列还是发送代码码元。按照所述确定结果，选择器 131 向天线 #(N-1) 的 IFFT 处理器 133 提供所述前置码序列或码元。

[0059] IFFT 处理器 133 对所述前置码序列或码元进行 A 点 IFFT 处理。如上所述，A 是 IFFT 的副载波的总数，B 是可以获得的副载波的数量，不包括 DC（下变换）副载波和未使用的高频带的副载波。

[0060] PSC 135 接收 CP 和 IFFT 信号，然后串行转换所接收的信号。DAC 137 将从 PSC 135 接收的数字信号转换为模拟信号。射频处理器 139——包括滤波器和前端单元——将所述模拟信号处理为射频信号，然后通过天线 #(N-1) 来发送所述 RF（射频）信号。

[0061] 图 2 是图解按照本发明的一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 M 个接收天线的接收器的方框图。参见图 2，所述接收器包括 M 个接收天线、M 个 RF 处理器 201-207、M 个模数转换器 (ADC) 203-209、M 个 SPC（串行到并行转换器）205-211、M 个 FFT（快速傅立叶变换）处理器 215-217、多小区信道估计器 213、M 个均衡器 219-221、多天线接收解码器 223、PSC（并行到串行转换器）225 和解调器 227。

[0062] 在操作中，RF 处理器 201 处理通过 RF 滤波器和前端单元来处理通过天线 #0 接收的信号。ADC 203 将从 RF 处理器 210 接收的模拟信号转换为数字信号。SPC 205 从所述数字信号去除 CP 采样，并且将剩余的信号并行转换为信号 $y_0 (A \times 1)$ 来作为对于数字端的输入。类似地，SPC 211 从天线 #(M-1) 输出数字输入信号 $y_{M-1} (A \times 1)$ 。

[0063] 在前置码接收时间,所接收的信号 $y_0(A \times 1) - y_{M-1}(A \times 1)$ 被提供到多小区估计器 213。所述多小区估计器 213 估计所有的可能 $M \times N \times L$ 个信道,并且向均衡器 219-221 提供所述信道估计。 M 是接收天线的数量, N 是发送天线的数量, L 是多路径的数量。将在下面参见图 5 来更详细地说明所述多小区信道估计器 213。

[0064] 在非前置码接收时间,所接收的信号 $y_0(A \times 1) - y_{M-1}(A \times 1)$ 被提供到 FFT 处理器 215-217。FFT 处理器 215-217 对所接收的信号进行 A 点 FFT 处理,均衡器 219-221 使用所述信道估计来对于所述 FFT 信号补偿与相应的接收天线相关联的信道失真。

[0065] 多天线接收解码器 223 按照预定的规则来将信道补偿的信号解码为一个信号流。PSC 225 串行化从多天线接收解码器 223 接收的并行数据。其后,解码器 225 通过以预定方法解调和解码所述串行数据而恢复原始的信息比特流。

[0066] 图 3 图解了按照本发明的前置码发送规则。将前置码序列传输规则应用到包括服务节点 B 及其相邻节点 B 的 N_b 个节点 B,每个节点 B 使用 N 个发送天线。在此,服务节点 B 指的是用于产生前置码序列的参考节点 B。

[0067] 参见图 3,参考节点 N 301(节点 B#0) 被提供 N 个前置码序列产生器 303-305。所述 N 个前置码序列产生器 303-305 以预定的方法来产生不同的前置码序列。所述预定方法可以向不同的发送天线分配不同的副载波。例如,如果 N 是 2,则对于一个天线,向在全部副载波当中的奇数副载波分配特定序列,而在偶数副载波上为空数据,而对于其他天线,向偶数副载波分配所述序列,而在奇数的副载波上为空数据。

[0068] 节点 B 307(节点 B#1) 具有 N 个前置码序列 308-310 和 N 个 L 移相器 309-311。所述 N 个前置码序列产生器 308-310 产生与在节点 B#0 301 中相同的 N 个前置码序列。所述 L 移相器 309-311 然后将从它们的匹配的前置码序列产生器 308-310 接收的前置码序列的相位移位 L ,由此产生最后的前置码序列。 L 可以被设置为 CP 的长度。所述 L 移相器的使用是用于使得节点 B#1 307 的前置码与节点 B#0 301 的前置码正交的公知技术。

[0069] 虽然本发明的说明基于使用 L 移相器的假设,但是可以以另一种适当方式来产生所述前置码序列。

[0070] 类似地,节点 B 313(节点 B#(N_b-1)) 具有 N 个前置码序列 314-316 和 N 个 $L \times (N_b-1)$ 移相器 325-317。所述 N 个前置码序列产生器 314-316 产生与在节点 B#0 301 中相同的 N 个前置码序列。所述 N 个 $L \times (N_b-1)$ 移相器 325-317 然后将从它们匹配的前置码序列产生器 314-316 接收的前置码序列的相位移位 $L \times (N_b-1)$,由此产生最后的前置码序列。

[0071] 图 4 图解了在图 3 中图解的 L 移相器的工作原理。参见图 4,在 L 移相后,频域信号 $[X_0, X_1, \dots, X_{A-1}]$ 的相位在频域中被移相。如果移相信号被 IFFT 处理为时域信号,则它是循环移相的信号。因为在 IFFT 循环移相信号之间保证正交性,因此,通常,在产生前置码序列的过程中移相器用于频域中。

[0072] 图 5 是图解按照本发明一个实施例的在 MIMO-OFDM 通信系统中在接收器中的多小区信道估计器的详细方框图。参见图 5,在图 2 中图解的多小区信道估计器 213 中,节点 B 数量确定器 503 计算可容纳(或信道估计)的节点 B 的最大数量 N_s 。前置码长度在本发明中是 IFFT/FFT 的尺寸(或 OFDM 码元长度) A 。因此, N_s 与 A 紧密相关联,如下参见图 6 更详细地所述。

[0073] 多小区前置码矩阵产生器 505 按照直接用于多小区信道估计中的 N_s 而产生多小区前置码矩阵 x_s , 如下参见图 7 更详细所述。

[0074] 矩阵 y 产生器 509 通过组合通过接收天线而接收的时域信号 y_0, y_1, \dots, y_{M-1} 来产生信号矩阵 y , 如在下面的方程 (1) 中所示。所接收的信号 y_0, y_1, \dots, y_{M-1} 是在前置码时段期间接收的、如在图 2 中图解的 SPC 205-211 的输出。

$$[0075] \quad y = [y_0 y_1 \dots y_{M-1}] \quad (1)$$

[0076] 伪逆矩阵产生器 507 计算 x_s 的伪逆 $(x_s^H x_s)^{-1} x_s^H$ 。

[0077] 矩阵乘法器 511 将 y 乘以 $(x_s^H x_s)^{-1} x_s^H$, 由此产生信道估计 \hat{h} , 如在下面的方程 (2) 中所示, 它包括 $N \times M \times L$ 个信道估计值。在方程 (2) 中, N 是发送天线的数量, M 是接收天线的数量, L 是多个路径的数量。

$$[0078] \quad \hat{h} = (x_s^H x_s)^{-1} x_s^H y \quad (2)$$

[0079] FFT 处理器 513 通过 \hat{h} 的 A 点 FFT 处理来获得频域信道估计 \hat{H} 。具体上, A 点 FFT 513 FFT 处理 L 个信道估计值, 并且输出 A 个信道估计值 (或副载波信道值), 并且将这个操作重复 $N \times M$ 次。因此, FFT 513 最终输出 $N \times M \times A$ 个多路径信道估计值。其后, 向均衡器 219-221 提供 \hat{H} 以用于信道补偿。

[0080] 根据使用什么信道估计方法, 所述信道估计可以通过乘以伪逆矩阵来计算, 或在频域中被计算, 在本发明中, 使用利用伪逆矩阵相乘的 ML (最大似然性) 方法。本发明使用 N_s 来计算多小区前置码矩阵 x_s 。

[0081] 图 6 是图解在图 5 中所示的节点 B 数量确定器 503 的详细方框图。如上所述, 因为前置码长度被限制于 OFDM 码元的长度、即 A, 因此可信道估计的节点 B 的数量也受限。而且, 本发明采用诸如 MIMO 信道 (或多小区) 环境之类的具有多路径的信道环境。因此, 考虑到这些条件, 通过方程 (3) 来计算 N_s ,

[0082]

$$N_s = \min \left(\left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor, N_B \right) \quad (3)$$

[0083] 其中, A 是 IFFT 尺寸, 即前置码长度, L 是多个路径的数量, 即循环前缀长度, N 是发送天线的数量, N_B 是服务节点 B 加上其相邻节点 B 的数量。

[0084] $\left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor$ 表示可信道估计的节点 B 的数量, L 表示最大延迟扩展或最大信道长度的 L 被计算为在从最早路径到达的时间和从最后路径到达的时间之间的差, 以采样的数量来表示它。

[0085] 在所述 OFDM 系统中, 通常使用最大延迟扩展来确定被表示为采样数量的 CP 长度。本发明也假定 L 是以采样数量表示的 CP 长度。

[0086] 可以从方程 (3) 注意到, 当 N_B 小于 $\left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor$ 时, N_B 是 N_s 。但是, 当 N_B 大于 $\left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor$ 时, $\left\lfloor \frac{A}{LN} \right\rfloor$ 是 N_s 。可以在图 6 中图解的硬件中实现这种计算。

[0087] 参见图 6, 乘法器 601 将 L 乘以 N。除法器 603 将 A 除以 $L \times N$ 的乘积。弱取整运算器 (floor operator) 605 仅仅输出 $\frac{A}{LN}$ 的整数部分, 删除分数部分。较小值选择器 607 选

择弱取整操作器 605 的输出和 N_b 中的较小者来作为 N_s 。

[0088] 图 7 是图解在图 5 中所示的多小区前置码矩阵产生器 505 的详细方框图。参见图 7, 节点 B#0 (服务节点 B) 前置码矩阵产生器 701 使用与节点 B#0 的所有发送天线相关联的已知频域前置码信息 $X_0^{(0)}, \dots, X_{N-1}^{(0)}$ ——将在下面参见图 8 来更详细地说明——来产生节点 B#0 的前置码矩阵, $\mathbf{x}^{(0)} = \{x_0^{(0)} x_1^{(0)} \dots x_{N-1}^{(0)}\}$ 。

[0089] 节点 B 圳的前置码矩阵产生器 703 使用与节点 B#1 的所有发送天线相关联的已知频域前置码信息 $X_0^{(1)}, \dots, X_{N-1}^{(1)}$ 来产生节点 B#1 的前置码矩阵 $\mathbf{x}^{(1)} = \{x_0^{(1)} x_1^{(1)} \dots x_{N-1}^{(1)}\}$ 。

[0090] 类似地, 节点 B#(N_s-1) 的前置码矩阵产生器 705 产生节点 B#(N_s-1) 的前置码矩阵 $\mathbf{x}^{(N_s-1)} = \{x_0^{(N_s-1)} x_1^{(N_s-1)} \dots x_{N-1}^{(N_s-1)}\}$, 并且, 节点 B#(N_b-1) 的前置码矩阵产生器 709 产生节点 B#(N_b-1) 的前置码矩阵 $\mathbf{x}^{(N_b-1)} = \{x_0^{(N_b-1)} x_1^{(N_b-1)} \dots x_{N-1}^{(N_b-1)}\}$ 。

[0091] 为了提高信道估计性能, 执行信道估计的节点 B 必须具有比其他节点 B 大的功率。因此, 以在方程 (4) 中所示而表达的顺序来对于节点 B 加索引。在上面的示例中, 在接收功率上, 节点 B#0 最高, 节点 B#(N_b-1) 最低。

$$[0092] \quad p^{(0)} \geq p^{(1)} \geq \dots \geq p^{(N_b-1)} \quad (4)$$

[0093] 可容纳的节点 B 矩阵产生器 711 然后从节点 B 数量确定器 503 接收 N_s , 并且选择 N_s 个节点 B 前置码矩阵, 由此产生多小区前置码矩阵

$$[0094] \quad \mathbf{x}_s = \{x^{(0)} x^{(1)} \dots x^{(N_s-1)}\}.$$

[0095] 图 8 是图解在图 7 中所示的节点 B#0 的前置码矩阵产生器 701 的详细方框图。参见图 8, 对于节点 B#0 (服务节点 B), A 点 IFFT 801 通过 IFFT 处理发送天线 #0 的前置码信号 $X_0^{(0)}$ 而产生时域信号 $x_{0,0}^{(0)}$ 。 $x_{0,0}^{(0)}$ 被输入到天线 #0 的前置码矩阵产生器 825 和循环移位器 807 至 811。

[0096] 循环移位器 807 例如将 $x_{0,0}^{(0)}$ 循环移位一次, 并且向天线 #0 的前置码矩阵产生器 825 输出产生的信号 $x_{0,1}^{(0)}$ 。循环移位器 809 例如将 $x_{0,0}^{(0)}$ 循环移位两次, 并且向天线 #0 的前置码矩阵产生器 825 输出产生的信号 $x_{0,2}^{(0)}$ 。最后, 循环移位器 811 将 $x_{0,0}^{(0)}$ 循环移位 ($L-1$) 次, 并且向天线 #0 的前置码矩阵产生器 825 输出产生的信号 $x_{0,(L-1)}^{(0)}$ 。因此, 对于天线 #0 的所有路径产生前置码信号。

[0097] 天线 #0 的前置码矩阵产生器 825 通过组合 IFFT 处理器 801 和循环移位器 807-811 的输出而产生天线 #0 的前置码矩阵,

$$[0098] \quad \mathbf{x}_0^{(0)} = \{x_{0,0}^{(0)} x_{0,1}^{(0)} \dots x_{0,(L-1)}^{(0)}\}$$

[0099] 在方程 (5) 中示出了天线 #0 的前置码矩阵

$$[0100] \quad \mathbf{x}_0^{(0)} = \{x_{0,0}^{(0)} x_{0,1}^{(0)} \dots x_{0,(L-1)}^{(0)}\}$$

[0101]

$$= \begin{bmatrix} x_0^{(0)}(0) & x_0^{(0)}(A-1) & \cdots & x_0^{(0)}(A-L+1) \\ x_0^{(0)}(1) & x_0^{(0)}(0) & \cdots & x_0^{(0)}(A-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_0^{(0)}(A-1) & x_0^{(0)}(A-2) & \cdots & x_0^{(0)}(A-L) \end{bmatrix} \quad (5)$$

[0102] 其中, $x_i^{(j)}(k)$ 是从第 j 个节点 B 的第 i 个天线发送的前置码的第 k 个采样值。

[0103] 类似地, 天线 #1 的前置码矩阵产生器 827 产生天线 #1 的前置码矩阵 $\mathbf{x}_1^{(0)} = [x_{1,0}^{(0)} \ x_{1,1}^{(0)} \ \cdots \ x_{1,(L-1)}^{(0)}]$, 并且将其输出到天线前置码矩阵组合器 831。天线 #(N-1) 的前置码矩阵产生器 829 产生天线 #(N-1) 的前置码矩阵 $\mathbf{x}_{N-1}^{(0)} = [x_{N-1,0}^{(0)} \ x_{N-1,1}^{(0)} \ \cdots \ x_{N-1,(L-1)}^{(0)}]$, 并且将其输出到天线前置码矩阵组合器 831。

[0104] 天线前置码矩阵组合器 831 通过组合从 N 个天线前置码矩阵产生器 825 到 829 接收的 N 个天线前置码矩阵来产生节点 B#0 的前置码矩阵 $\mathbf{x}^{(0)} = [x_0^{(0)} \ \mathbf{x}_1^{(0)} \ \cdots \ \mathbf{x}_{N-1}^{(0)}]$ 。

如图 7 中所示的其他节点 B 的前置码矩阵产生器 703-709 以相同的方式来产生相应节点 B 的前置码矩阵。在图 8 中图解的节点 B 的前置码矩阵产生器在产生节点 B 的前置码矩阵中涉及多径传播。在节点 B 的前置码矩阵产生器的实际实现中, UE 预先在存储器中存储节点 B 的前置码采样数据, 并且当需要时循环移位所述前置码采样数据, 由此产生节点 B 的前置码矩阵。

[0105] 为了更好地理解本发明。下面将提供例证应用。

[0106] 图 9 图解了当 $N_b = 2$ 并且 $N = 4$ 时每个节点 B 的前置码序列发送规则。参见图 9, 服务节点 B 901 (节点 B#0) 被提供四个前置码序列产生器 903-905。前置码序列产生器 903-905 以预定方法来产生前置码序列。所述预定方法可以向不同的发送天线分配不同的副载波。

[0107] 节点 B 907 (节点 B#1) 被提供四个前置码序列产生器 908-910 和 4 个 16 个相位移相器 909-911。前置码序列产生器 908-910 产生与在节点 B#0 中相同的四个前置码序列。所述 16 移相器 909-911 将前置码序列移相 16° , 由此产生最后的前置码序列。移相器的使用是用于使得节点 B#1 的前置码与节点 B#0 的前置码正交的公知技术。

[0108] 如上所述, 本发明的说明基于使用移相器的假设, 即使可以以不同的方式来产生所述前置码序列。

[0109] 图 10 图解了在图 9 中图解的 16 移相器 907-911 的工作原理。参见图 10, 在 16 移相后, 在频域中对频域信号 $[X_0, X_0, \dots, X_{127}]$ 移相。如果所述移相的信号被 IFFT 处理为时域信号, 则它是循环移位的信号。因为在 IFFT 循环移位信号之间保证正交性, 因此, 通常, 在产生前置码序列的过程中, 在频域中使用移相器, 或在时域中使用循环移位器。

[0110] 图 11 图解了当 $A = 128$ 、 $N = 4$ 、 $L = 16$ 并且 $N_b = 2$ 时节点 B 数量确定器 503 的操作。如上所述, 因为不能精确地测量 L , 因此 L 被确定为 CP 长度。

[0111] 在上述的条件下, 使用方程 (6) 来计算 N_b 。

[0112]

$$N_s = \min\left(\left\lfloor \frac{128}{16 \times 4} \right\rfloor, 2\right) = 2 \quad (6)$$

[0113] 可以从方程 (6) 注意到, 当 $2 (= N_B)$ 小于 $\left\lfloor \frac{128}{16 \times 4} \right\rfloor$ 时, $N_s = 2$ 。但是当 $2 (= N_B)$ 大于 $\left\lfloor \frac{128}{16 \times 4} \right\rfloor$ 时, N_s 是 $\left\lfloor \frac{128}{16 \times 4} \right\rfloor$ 。优选的是, 通过在图 11 中图解的硬件来实现这种计算。

[0114] 参见图 11, 乘法器 1101 将 $16 (= L)$ 乘以 $4 (= N)$ 。除法器 1103 将 $128 (= A)$ 除以 $16 \times 4 (= L \times N)$ 的乘积。弱取整运算器 1105 对于除法器 1103 的输出执行弱取整运算 (floor operation)。较小值选择器 107 将作为弱取整运算器 1105 的输出的 2 与 $2 (= N_B)$ 相比较, 并且输出 2 来作为 N_s 。

[0115] 图 12 图解了当 $N = 4, N_B = 2$ 并且 $N_s = 2$ 时的多小区前置码矩阵产生器 505 的操作。参见图 12, 节点 B#0 (服务节点 B) 前置码矩阵产生器 1201 使用与节点 B#0 的四个天线相关联的已知频域前置码信息 $X_0^{(0)}, \dots, X_3^{(0)}$ ——这将下面参见图 13 更详细地说明——来产生节点 B#0 的前置码矩阵 $\mathbf{x}^{(0)} = \{x_0^{(0)} \ x_1^{(0)} \ \dots \ x_3^{(0)}\}$ 。

[0116] 节点 B#1 的前置码矩阵产生器 1203 通过使用与节点 B#1 的所有发送天线相关联的已知频域前置码信息 $X_0^{(1)}, \dots, X_3^{(1)}$ 而产生节点 B#1 的前置码矩阵 $\mathbf{x}^{(1)} = \{x_0^{(1)} \ x_1^{(1)} \ \dots \ x_3^{(1)}\}$ 。

[0117] 为了提高信道估计性能, 执行了信道估计的节点 B 必须具有比其他节点 B 更大的功率。因此, 以在方程 (7) 中表达的顺序来对于节点 B 加索引。

$$p^{(0)} \geq p^{(1)} \quad (7)$$

[0119] 节点 B 矩阵产生器 1205 通过按照来自节点 B 数量确定器 503 的 $N_s (= 2)$ 组合来自前置码矩阵产生器 1201 和 1203 的两个节点 B 前置码矩阵而产生多小区前置码矩阵 $\mathbf{x}_s = [\mathbf{x}^{(0)} \ \mathbf{x}^{(1)}]$ 。

[0120] 图 13 图解了当 $A = 128, N = 4$ 并且 $L = 16$ 时节点 B#0 的前置码矩阵产生器 701 的操作。参见图 13, 128 点 IFFT 1301 通过 IFFT 处理发送天线 #0 的前置码信号 $X_0^{(0)}$ 来产生时域信号 $x_{0,0}^{(0)}$ 。 $x_{0,0}^{(0)}$ 被输入到天线 #0 的前置码矩阵产生器 1325 和循环移位器 1307-1311。移位器 1307-1311 用于获得多径信号, 所述多径不包括来自最早的路径的信号。因此, 循环移位器的数量比 L 小 1。所述多径信号可以像在这种情况下那样使用多个循环移位器同时被获得, 或可以使用单个循环移位器、改变移位的数量来依序被获得。

[0121] 循环移位器 1307 将 $x_{0,0}^{(0)}$ 循环移位一次, 并且向天线 #0 的前置码矩阵产生器 1325 输出产生的信号 $x_{0,1}^{(0)}$ 。循环移位器 1309 将 $x_{0,0}^{(0)}$ 循环移位二次, 并且向天线 #0 的前置码矩阵产生器 1325 输出产生的信号 $x_{0,2}^{(0)}$ 。最后, 循环移位器 1311 将 $x_{0,0}^{(0)}$ 循环移位 15 次, 并且向天线 #0 的前置码矩阵产生器 1325 输出产生的信号 $x_{0,15}^{(0)}$ 。

[0122] 天线 #0 的前置码矩阵产生器 1325 通过组合 IFFT 处理器 1301 和循环移位器 1307-1311 的输出产生天线 #0 的前置码矩阵 $\mathbf{x}_0^{(0)} = \{x_{0,0}^{(0)} \ x_{0,1}^{(0)} \ \dots \ x_{0,15}^{(0)}\}$ 。天线 #0 的前置码矩阵被示出在方程 (8) 中。

$$[0123] \quad \mathbf{x}_0^{(0)} = \{x_{0,0}^{(0)} \ x_{0,1}^{(0)} \ \dots \ x_{0,15}^{(0)}\}$$

[0124]

$$= \begin{bmatrix} x_0^{(0)}(0) & x_0^{(0)}(127) & \cdots & x_0^{(0)}(113) \\ x_0^{(0)}(1) & x_0^{(0)}(0) & \cdots & x_0^{(0)}(114) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_0^{(0)}(127) & x_0^{(0)}(126) & \cdots & x_0^{(0)}(112) \end{bmatrix} \quad (8)$$

[0125] 类似地, 天线 #1 的前置码矩阵产生器 1327 产生天线 #1 的前置码矩阵 $x_1^{(0)} = [x_{1,0}^{(0)} x_{1,1}^{(0)} \dots x_{1,15}^{(0)}]$, 天线 #2 的前置码矩阵产生器 (未示出) 产生天线 2 的前置码矩阵 $x_2^{(0)} = [x_{2,0}^{(0)} x_{2,1}^{(0)} \dots x_{2,15}^{(0)}]$, 天线 #3 的前置码矩阵产生器 1305 产生天线 #3 的前置码矩阵 $x_3^{(0)} = [x_{3,0}^{(0)} x_{3,1}^{(0)} \dots x_{3,15}^{(0)}]$ 。

[0126] 天线前置码矩阵组合器 1331 通过组合从四个天线前置码矩阵产生器 1325-1329 接收的四个天线前置码矩阵而产生节点 B#0 的前置码矩阵 $x^{(0)} = [x_0^{(0)} x_1^{(0)} x_2^{(0)} x_3^{(0)}]$ 。在图 7 中图解的其他节点 B 的前置码矩阵产生器 703-709 以相同的方式来产生相应节点 B 的前置码矩阵。因此, 在产生节点 B 的前置码矩阵中考虑多径传播。

[0127] 图 14 是图解按照本发明的一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 N 个发送天线的发送器的操作的流程图。参见图 14, 发送器在步骤 1403 产生要通过 N 个发送天线发送的 $B \times N$ 个码元, 并且通过以预定的编码方法编码所述 $B \times N$ 个码元而产生 N 个数据信号。所述 $B \times N$ 个码元是通过以预定的编码和调制方案对信息比特流进行编码和调制而产生的信号。

[0128] 在步骤 1405, 发送器确定是否是发送前置码序列的时间。如果是发送前置码序列的时间, 则发送器在所述 N 个信号和所述 N 个前置码序列之间选择所述 N 个预定的前置码序列。但是, 如果不是发送前置码序列的时间, 则发送器在步骤 1409 选择所述 N 个数据信号。

[0129] 在步骤 1411 和 1413, 发送器通过 N 个天线发送所述 N 个数据信号或所述 N 个前置码信号。具体上, 发送器 IFFT 处理要通过天线 #0 发送的信号, 串行转换所述 IFFT 信号, 将所述串行信号转换为模拟信号, RF 处理所述模拟信号, 并且通过天线 #0 来发送所述 RF 信号。另外, 所述发送器 IFFT 处理要通过天线 #1 发送的信号, 串行转换所述 IFFT 信号, 将所述串行信号转换为模拟信号, RF 处理所述模拟信号, 并且通过天线 #1 来发送所述 RF 信号。相应地, 发送器 IFFT 处理要通过所述 N 个相应的天线发送的每个信号, 串行转换所述 IFFT 信号, 将所述串行信号转换为模拟信号, RF 处理所述模拟信号, 并且通过对应的天线来发送所述 RF 信号。

[0130] 图 15 是图解按照本发明的一个实施例的在 OFDM 通信系统中使用 M 个接收天线的接收器的操作的流程图。参见图 15, 接收器在步骤 1503 通过下述方式来获得 M 个时域输入信号: 通过 RF 处理通过 M 个天线接收的信号, 将其转换为数字信号, 并且并行转换所述数字信号。

[0131] 在步骤 1505, 接收器确定是否是接收前置码信号的时间。如果是接收前置码序列的时间, 则接收器对于所述 M 个输入信号执行多小区信道估计。所产生的信道估计被提供到相应天线的均衡器, 以用于解调所述输入信号。

[0132] 但是, 如果不是接收前置码序列的时间, 则接收器在步骤 1509 FFT 处理所述 M 个

输入信号,使用所述信道估计来信道补偿所述 FFT 信号并且以预定的方法解码所述 M 个信道补偿的信号,由此产生一个信号流。接收器然后通过串行化所述天线信号并且解调所述串行信号而恢复原始信息比特流。

[0133] 图 16 是图解在图 15 中图解的多小区估计步骤 1507 的详细流程图。参见图 16,接收器在步骤 1603 计算可容纳节点 B 的最大数量 N_S ,在服务节点 B 及其相邻节点 B 的已知前置码矩阵当中按照接收功率来选择 N_S 个前置码矩阵,并且使用所述 N_S 个前置码矩阵来产生多小区前置码矩阵 x_S 。

[0134] 在步骤 1605,接收器计算 x_S 的伪逆 $(x_S^H x_S)^{-1} x_S^H$ 。接收器在步骤 1607 通过组合通过所述 M 个天线 y_0, y_1, \dots, y_{M-1} 而接收的 M 个信号而产生所接收信号矩阵 y 。

[0135] 在步骤 1609,接收器将 y 乘以 $(x_S^H x_S)^{-1} x_S^H$,由此产生信道估计 \hat{h} 。接收器在步骤 1611 通过 A 点 FFT 处理 \hat{h} 而产生频域信道估计 \hat{H} 。

[0136] 图 17 是图解在图 16 中图解的多小区前置码矩阵产生步骤 1603 的详细流程图。参见图 17,在步骤 1703,接收器使用与节点 B#0 相关联的已知频域前置码信息来产生节点 B#0 的前置码矩阵 $x^{(0)}$ 。因此,接收器产生节点 B#1 到 $\#(N_B-1)$ 的时域前置码矩阵。

[0137] 在步骤 1705,接收器在所述 N_B 个节点 B 前置码矩阵之中按照接收功率来选择 N_S 个节点 B 前置码矩阵,并且产生多小区前置码矩阵 x_S 。

[0138] 图 18 是图解在图 17 中图解的节点 B 前置码矩阵产生步骤 1703 的详细流程图。参见图 18,在步骤 1803,接收器通过 IFFT 处理发送天线 #0 的已知前置码信号 $X_0^{(0)}$ 来产生时域信号 $x_{0,0}^{(0)}$,然后将 $x_{0,0}^{(0)}$ 循环移位一次到 $(L-1)$ 次来产生 $(L-1)$ 个时域信号。在步骤 1805,接收器通过将 $X_{0,0}^{(0)}$ 与 $(L-1)$ 个循环移位的信号组合来产生节点 B#0 的前置码矩阵。类似地,对于其他节点 B 产生前置码矩阵。

[0139] 现在,在下面的图示中评估按照本发明的多小区信道估计器的性能。

[0140] 图 19 是图解按照服务节点 B 及其相邻节点 B 的总数在 SCMLE (单个小区最大似然性估计器) 和 MCMLLE (多小区最大似然性估计器) 之间在性能方面的一个比较的图。所述 SCMLE 表示传统使用的单个小区最大似然性估计器,而 MCMLLE 表示多小区最大似然性估计器。当节点 B 的数量从 1 向 2 和 4 变化时,在使用 128 个副载波的系统评估按照本发明的 MCMLLE 的性能。

[0141] 可以从图 19 注意到,当在参见图 3 和 4 所述的规程中产生前置码时,即当使用正交前置码时,SCMLE 和 MCMLLE 都同等地执行。在给出非正交前置码的情况下,当节点 B 的数量增加时,观察到性能变差。对于传统的 SCMLE,严重的蜂窝之间的干扰大大地增加了 MSE (均方误差),而虽然蜂窝之间的干扰增加了,但是 MCMLLE 具有相同的性能。但是,如果 N_B 小于 N_S ,则示出不同的趋势。

[0142] 图 20 是图解按照服务节点 B 及其相邻节点 B 的总数在 SCMLE 和 MCMLLE 之间在性能方面的另一比较的图。在图 20 中,可容纳节点 B 的数量是 4,它小于服务节点 B 及其相邻节点 B 的数量 (为 6)。6 个前置码中的 4 个是正交的,而其他 2 个前置码是非正交的,由此引起干扰。如图 20 中所示,SCMLE 显著地受到干扰的影响,而 MCMLLE 胜过 SCMLE。

[0143] 按照如上所述的本发明,消除蜂窝之间干扰的多小区估计方法的使用使得能够在 OFDM 通信系统中进行更精确的信道估计,并且也提高了数据解调性能。

[0144] 虽然已经参照本发明的特定优选实施例示出和说明了本发明,但是本领域的技术

人员会明白,在不脱离所附的权利要求所限定的本发明的精神和范围的情况下,可以进行形式和细节上的各种改变。

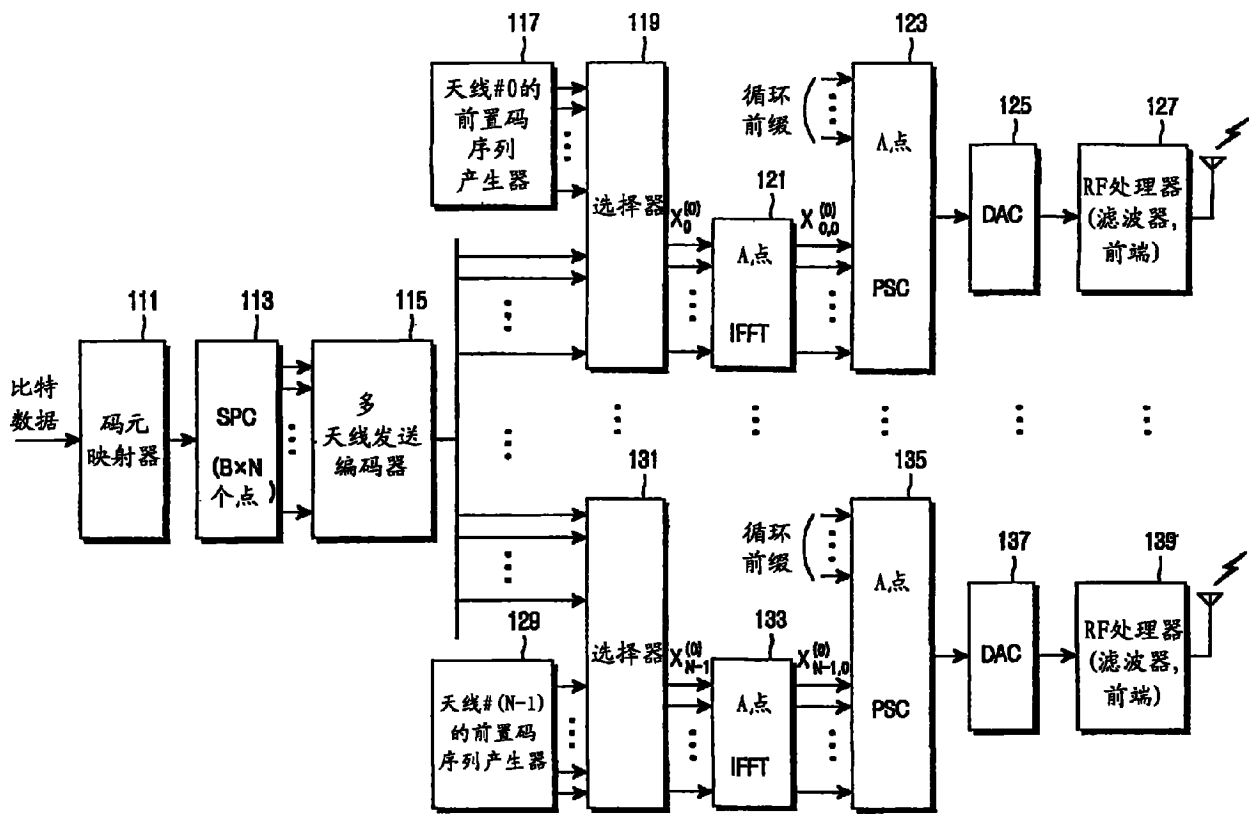


图 1

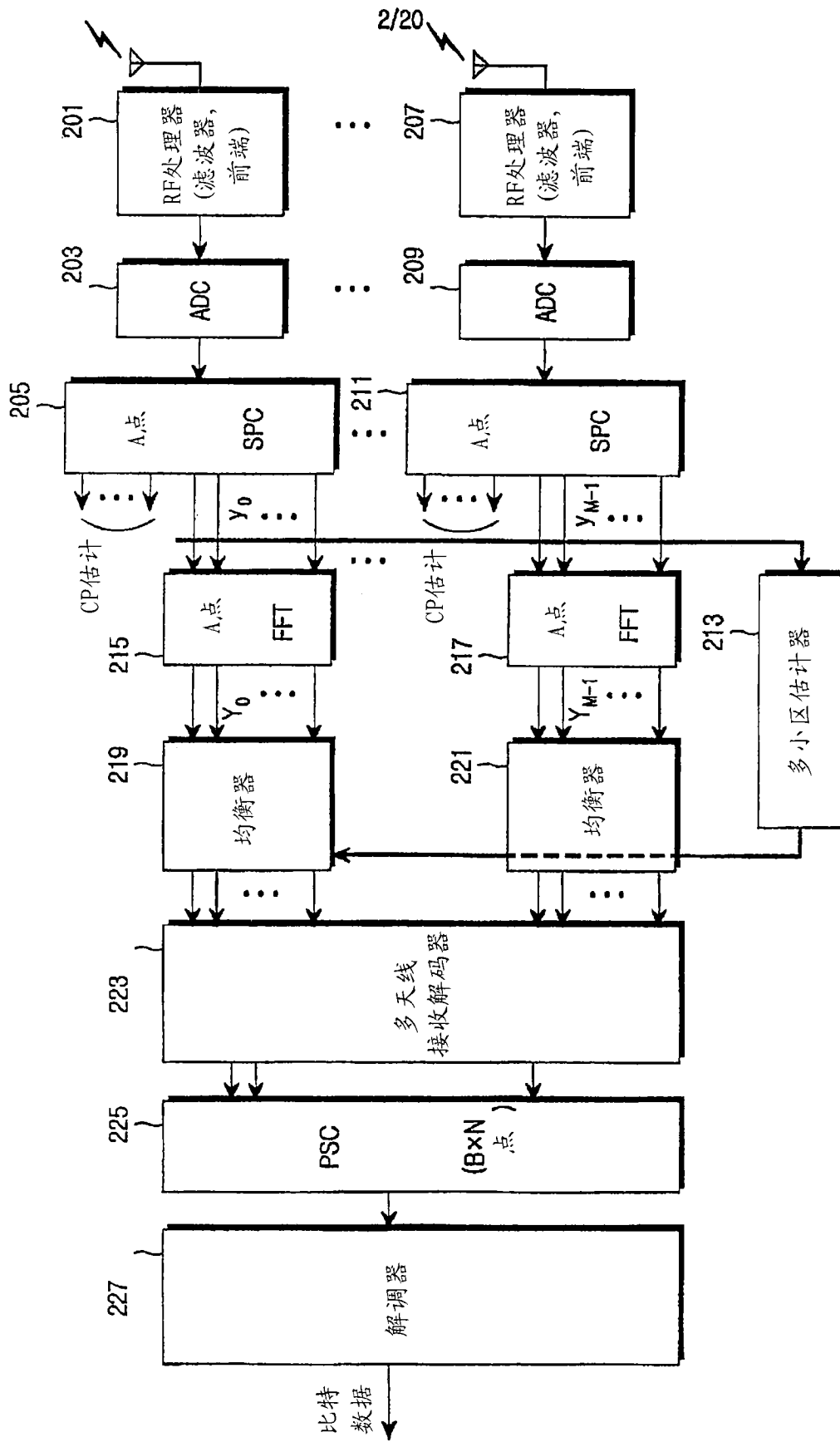


图 2

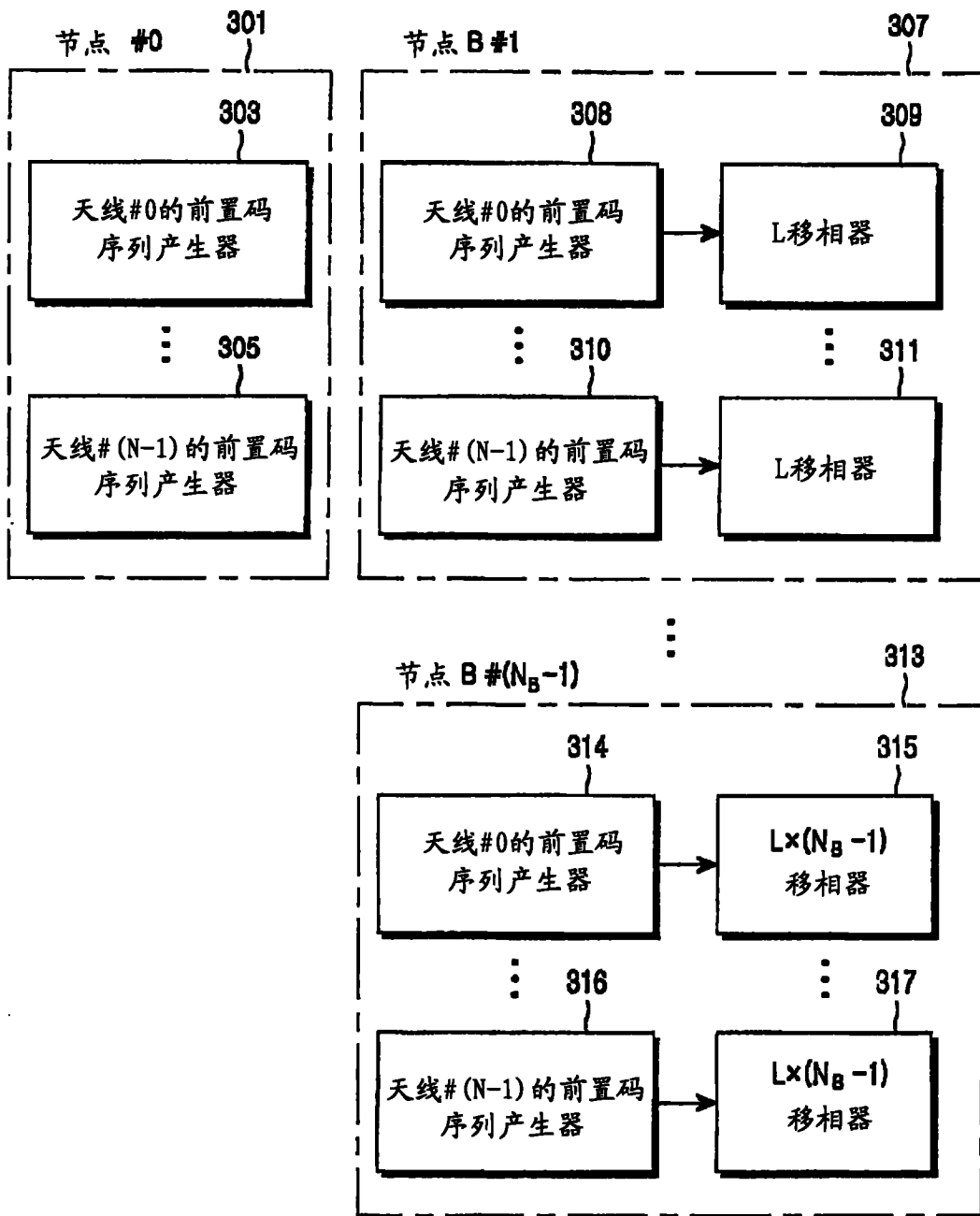


图 3

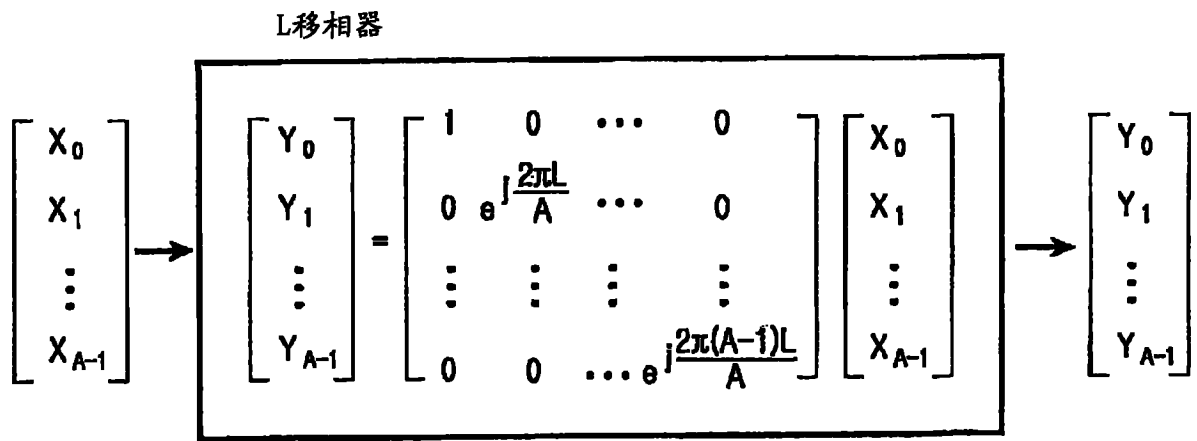


图 4

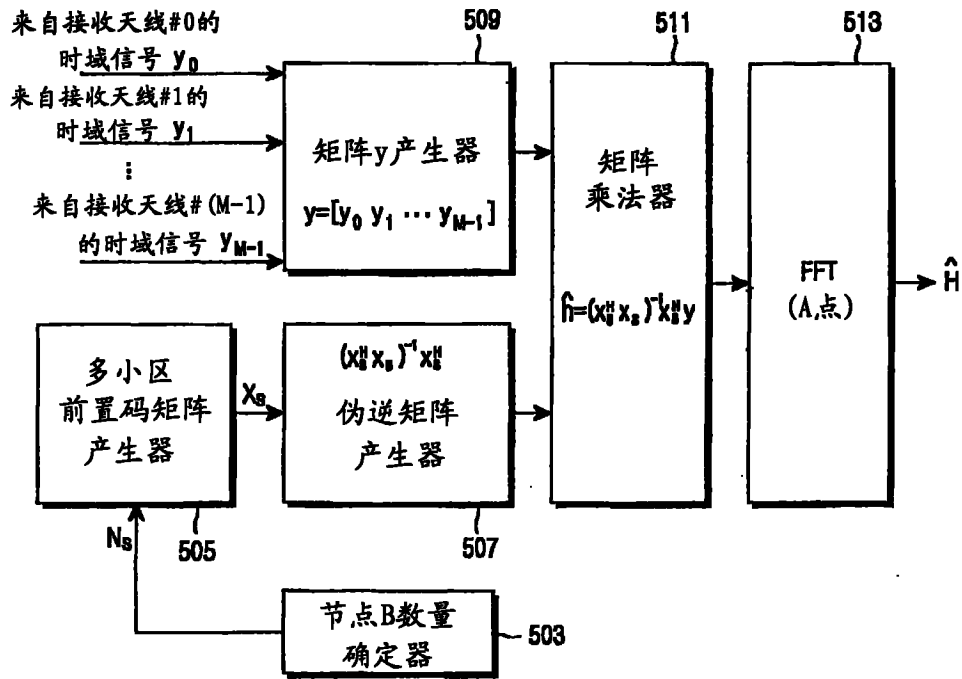


图 5

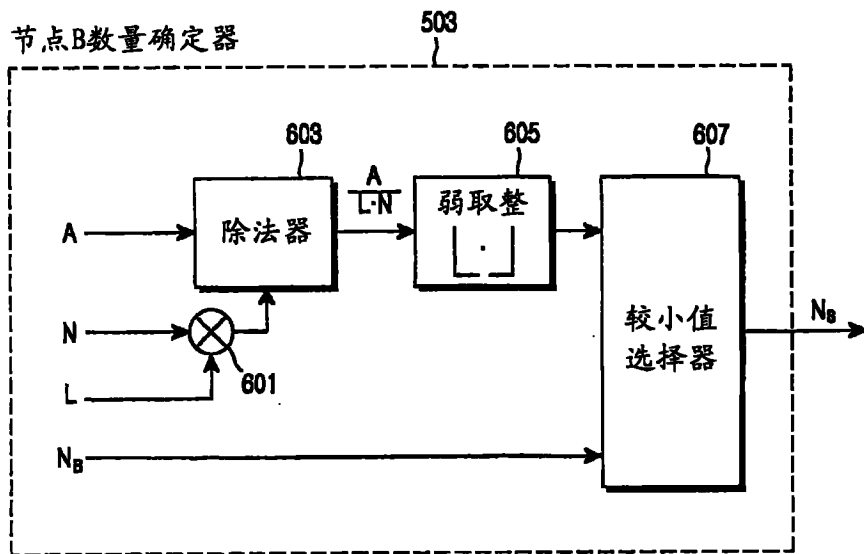


图 6

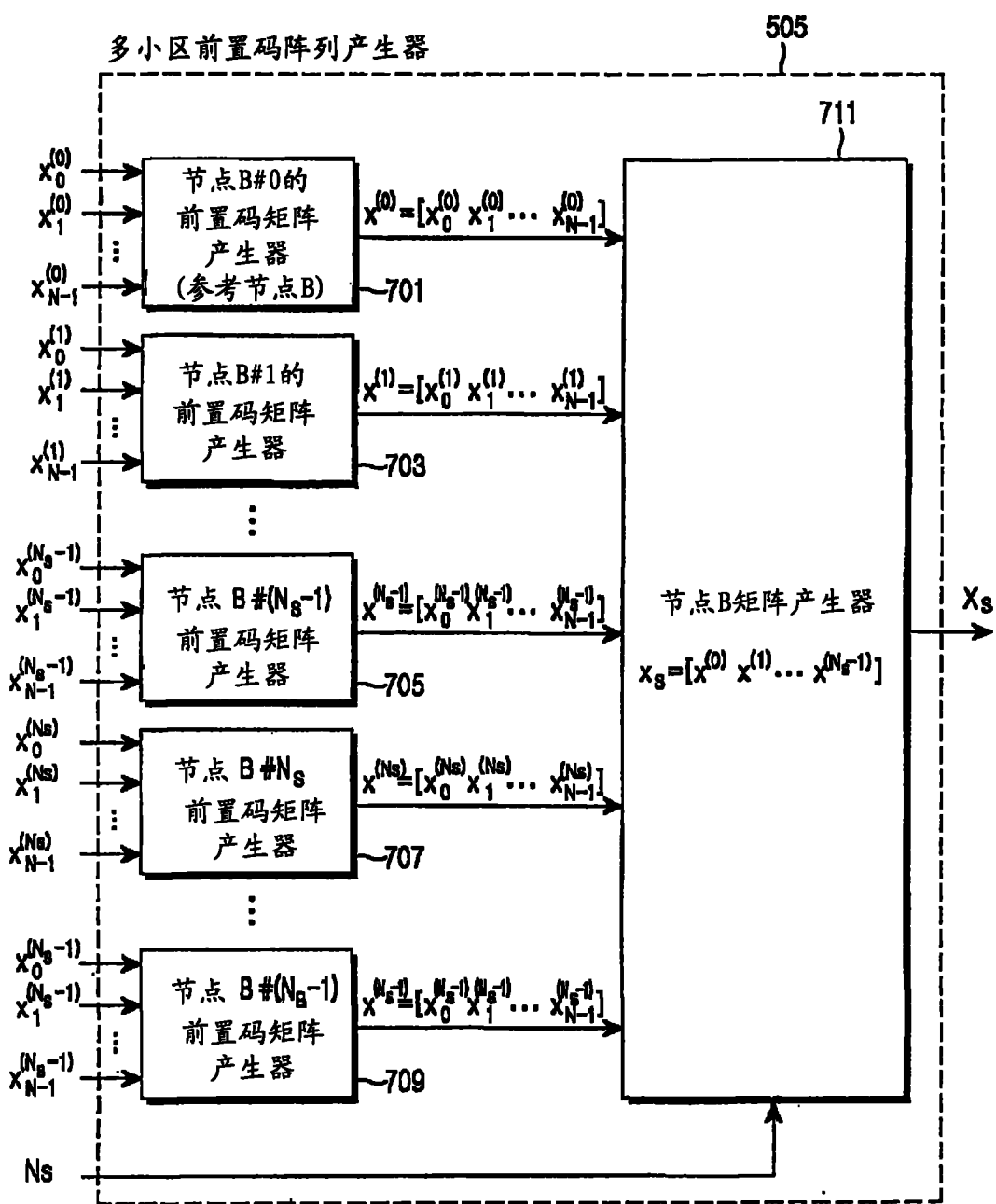


图 7

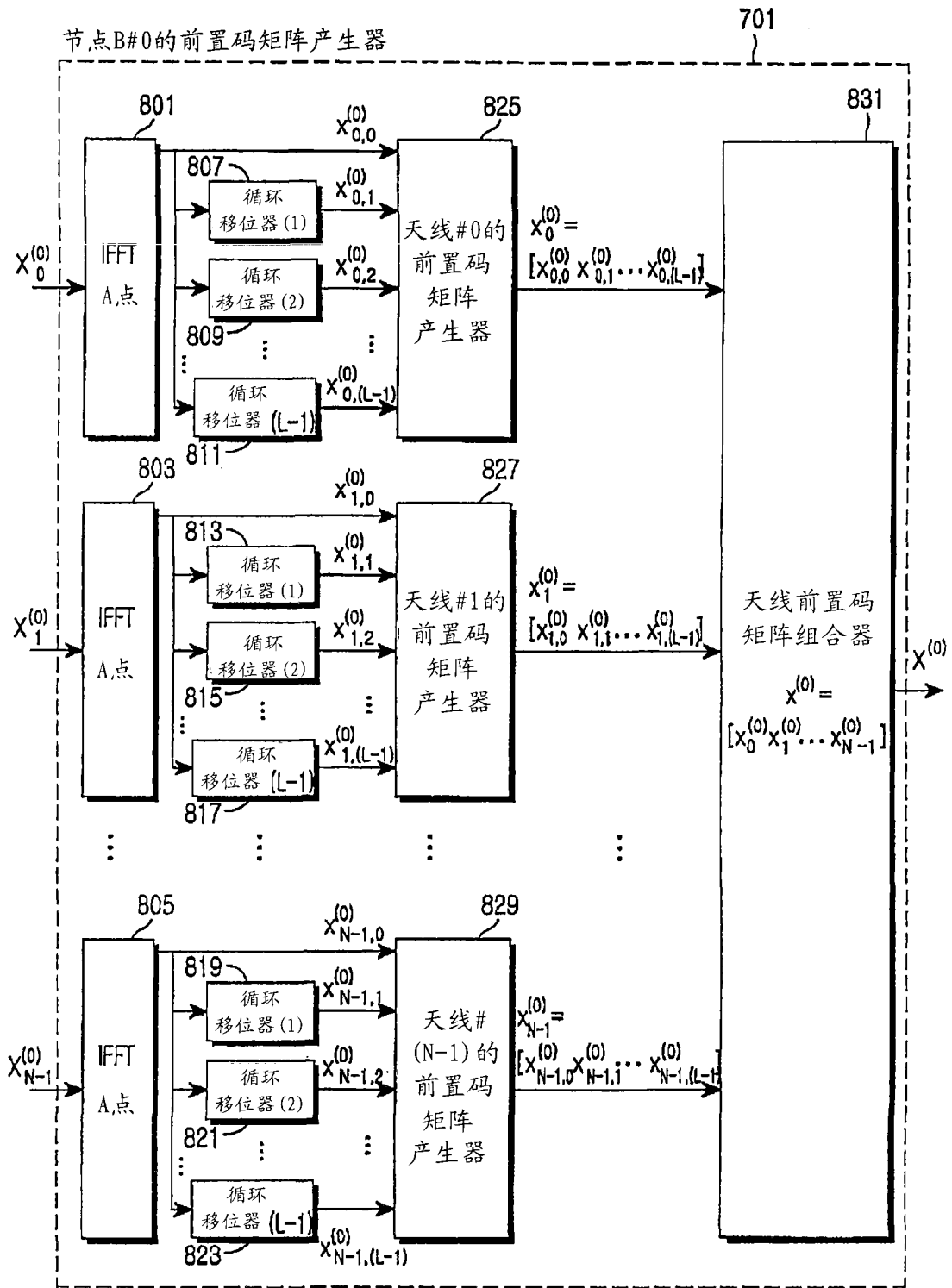


图 8

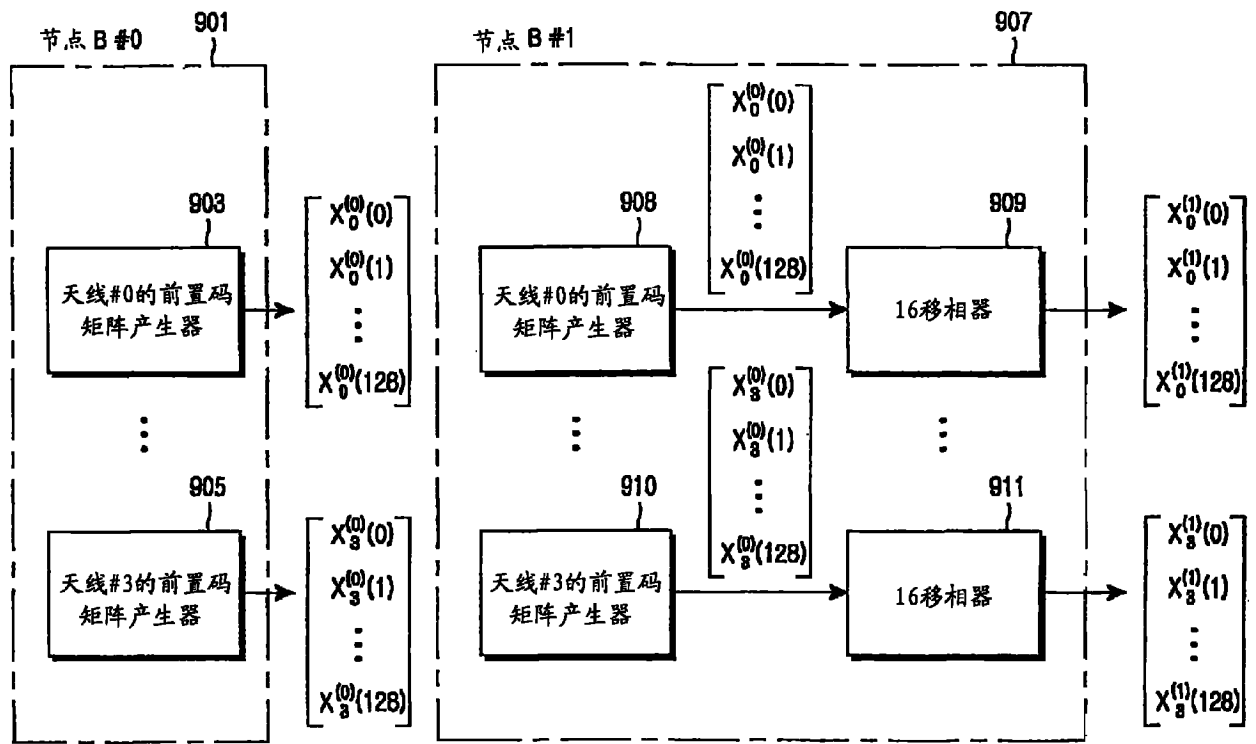


图 9

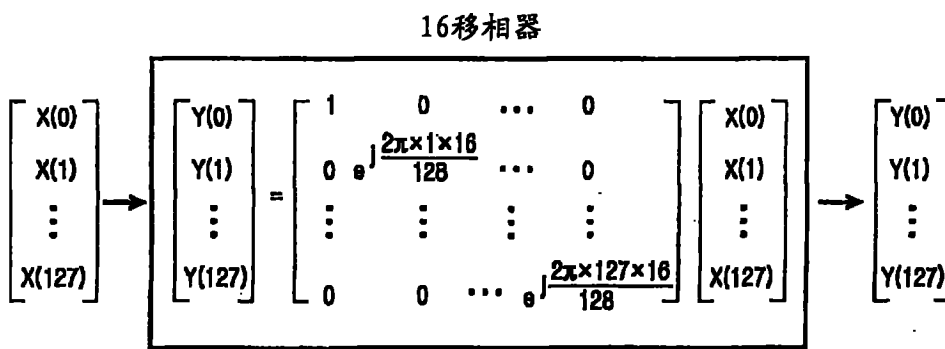


图 10

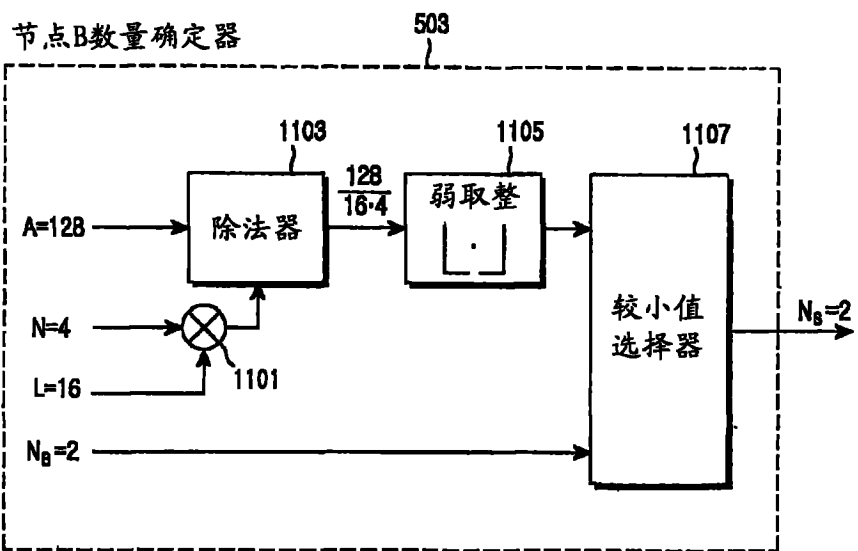


图 11

图 12

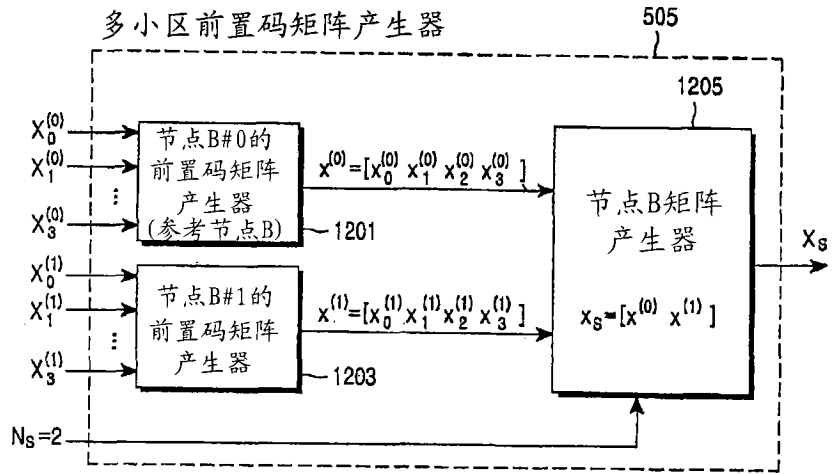


图 13

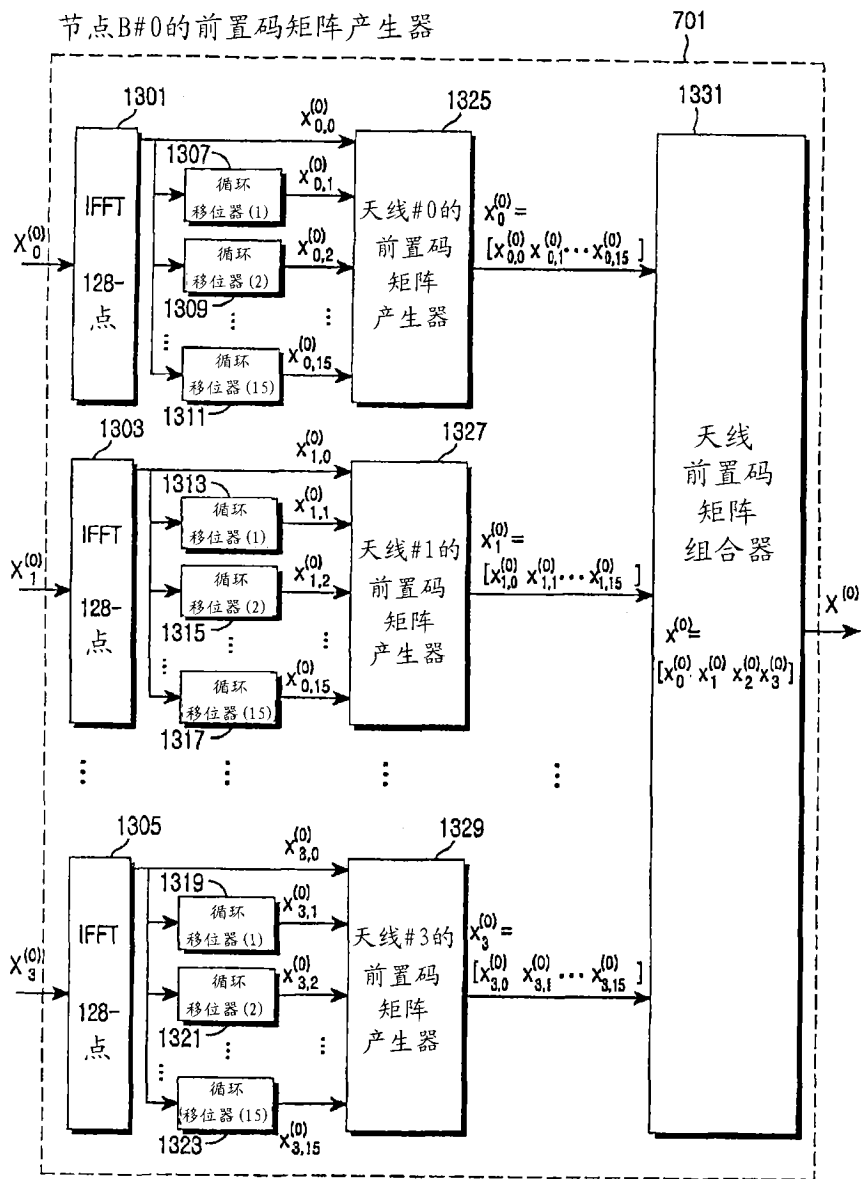


图 14

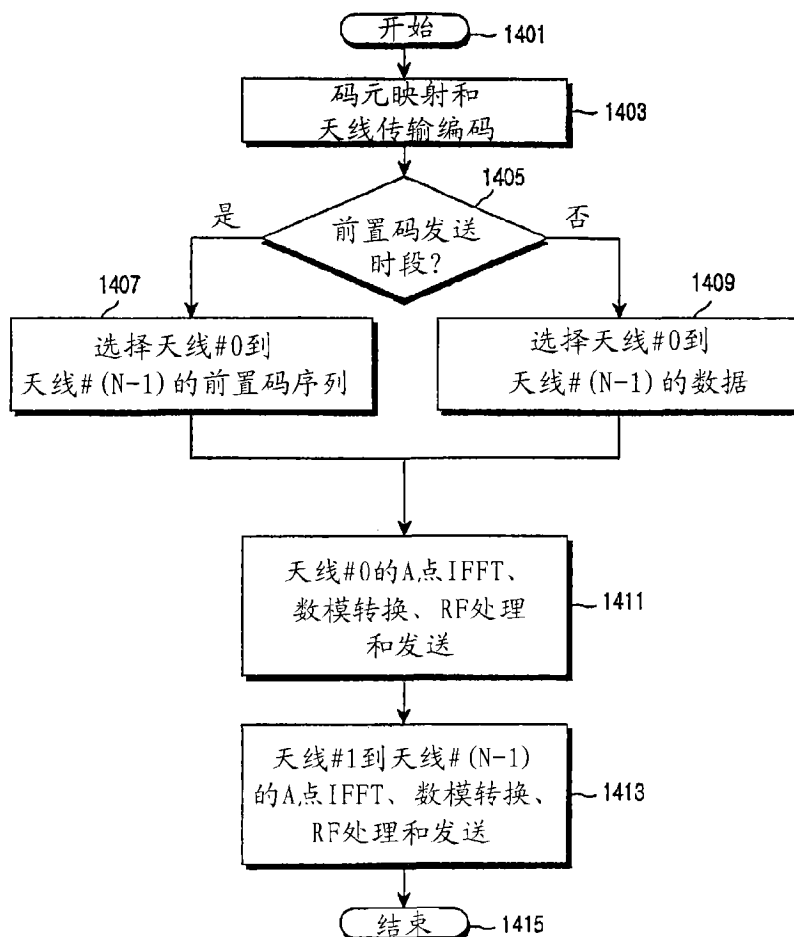


图 15

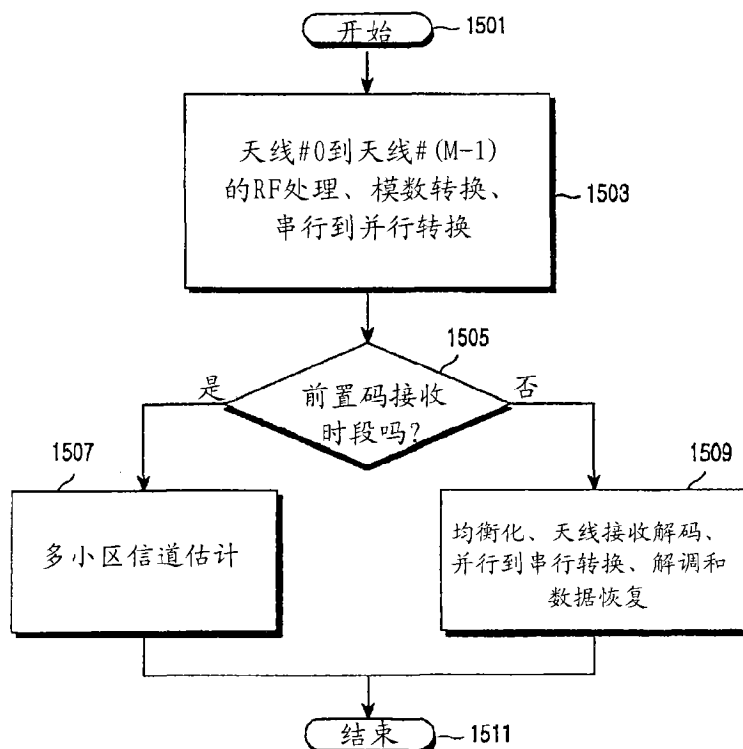


图 16

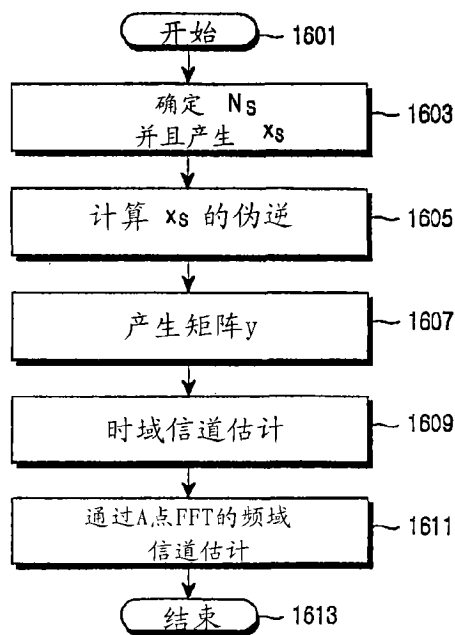


图 17

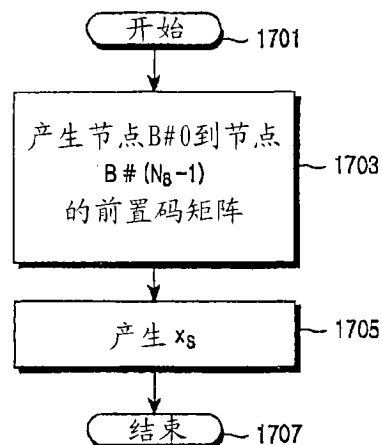
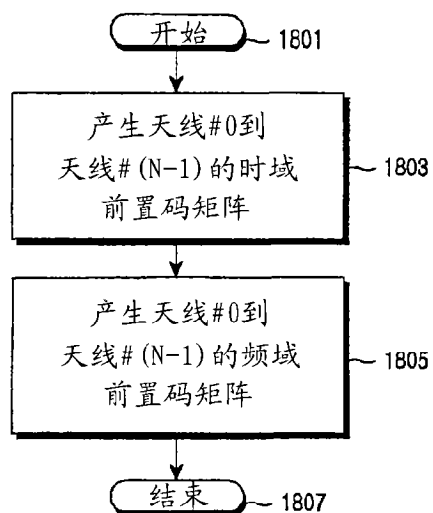


图 18



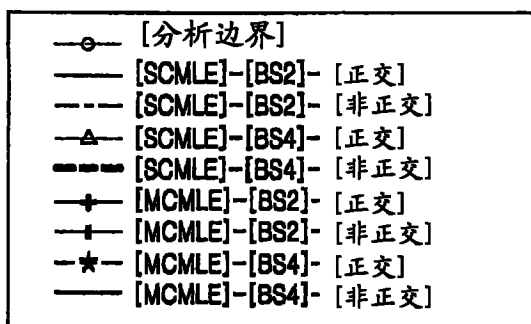
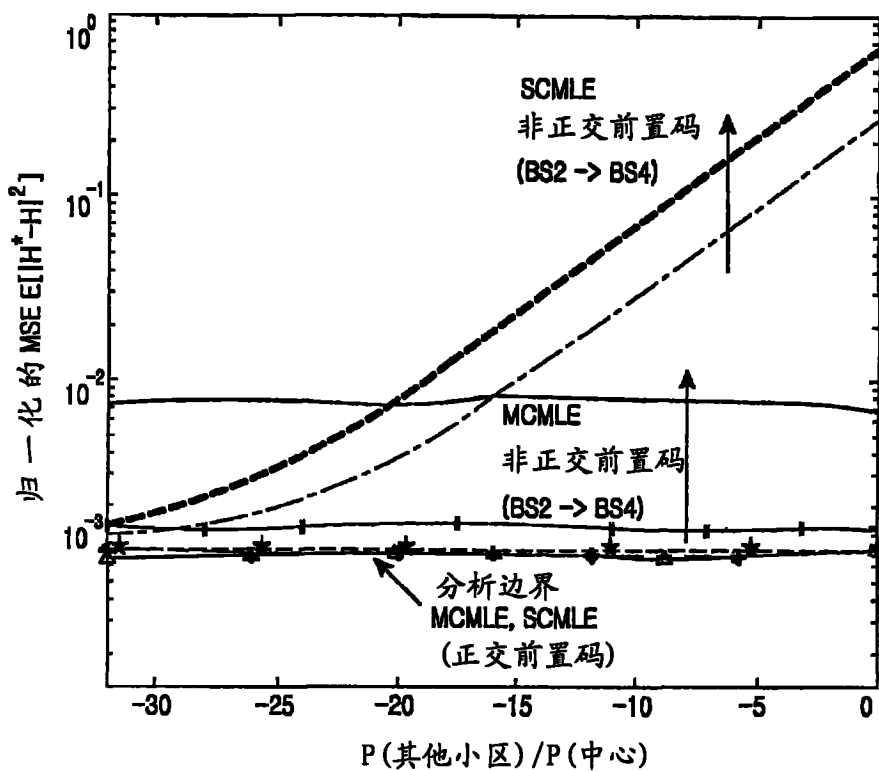


图 19

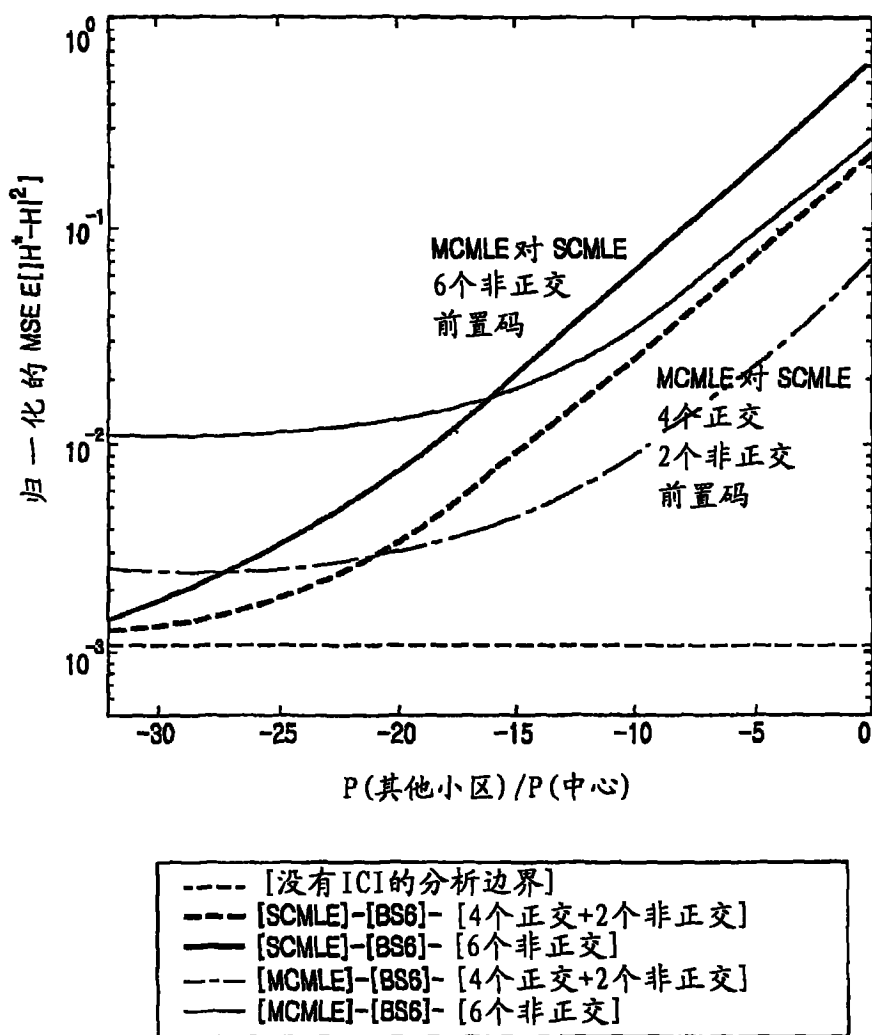


图 20