



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101233710 B

(45) 授权公告日 2011. 07. 20

(21) 申请号 200680028041. 5

(22) 申请日 2006. 06. 08

(30) 优先权数据

174391/2005 2005. 06. 14 JP

241901/2005 2005. 08. 23 JP

010500/2006 2006. 01. 18 JP

077821/2006 2006. 03. 20 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 01. 30

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2006/311543 2006. 06. 08

(87) PCT申请的公布数据

W02006/134829 JA 2006. 12. 21

(73) 专利权人 株式会社 NTT 都科摩

地址 日本东京都

(72) 发明人 丹野元博 樋口健一 佐和桥卫

岸山祥久

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 黄小临

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

H04L 25/02 (2006. 01)

H04L 25/03 (2006. 01)

H04L 5/00 (2006. 01)

H04L 7/08 (2006. 01)

H04W 56/00 (2009. 01)

H04B 1/7075 (2011. 01)

(56) 对比文件

JP 2003218788 A, 2003. 07. 31, 全文.

CN 1353517 A, 2002. 06. 12, 全文.

审查员 汪巍

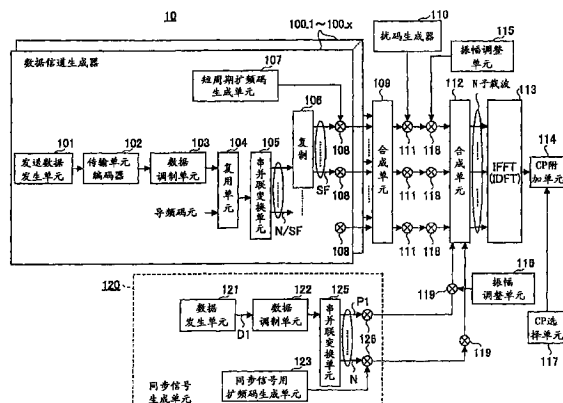
权利要求书 5 页 说明书 23 页 附图 36 页

(54) 发明名称

发送装置、接收装置、移动通信系统及同步信道发送方法

(57) 摘要

本发明的发送装置包括振幅调节部件, 该振幅调节部件对为了移动台确立同步而从基站发送的同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值。



1. 一种发送装置,其特征在于,包括:

振幅调节部件,对为了移动站确立同步而从基站发送的同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值,

所述振幅调节序列值在时域和频域具有一定的振幅并具有周期性自相关特性。

2. 如权利要求 1 所述的发送装置,其特征在于,

所述振幅调节部件乘以具有周期性自相关特性的序列值作为振幅调节序列值。

3. 如权利要求 1 所述的发送装置,其特征在于,

所述振幅调节部件在作为任意的复数的序列被乘以时,乘以在时域和频域具有一定的振幅和完全的周期性自相关特性的序列值作为振幅调节序列值。

4. 如权利要求 1 所述的发送装置,其特征在于,

所述振幅调节部件乘以具有互相关特性的序列值作为振幅调节序列值。

5. 如权利要求 1 所述的发送装置,其特征在于,包括:

合成部件,将被乘以振幅调节序列值的同步信道和数据码元序列进行合成。

6. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件以帧周期而插入所述同步信道。

7. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件以帧周期而插入多个所述同步信道。

8. 如权利要求 7 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件以帧周期而等间隔地插入所述同步信道。

9. 如权利要求 6 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件将所述同步信道配置在子帧的末尾。

10. 如权利要求 6 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件将所述同步信道进行时间复用后发送。

11. 如权利要求 6 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件将所述同步信道分配给 OFDM 码元的至少一部分子载波。

12. 如权利要求 11 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件将所述同步信道等间隔地分配给 OFDM 码元的至少一部分子载波。

13. 如权利要求 11 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件使用子载波之间的相位差而分配所述同步信道。

14. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件使用所分配的频率的至少一部分而离散地分配同步信道。

15. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件分配同步信道,以使其至少与一部分的数据信道重叠而时分复用。

16. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件分配同步信道,以使其至少与一部分的数据信道重叠而频分复用。

17. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件分配同步信道,以使其至少与一部分的数据信道进行码分复用。

18. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件将所述同步信道分离为帧定时检测用的主同步信道和组检测用的副同

步信道,与所述数据码元序列进行合成。

19. 如权利要求 18 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件将所述副同步信道作为应用了信道编码的控制比特,与所述数据码元序列进行合成。

20. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件将所述同步信道分离为帧定时检测用的主同步信道和扰码或扰码组的控制信息检测用的副同步信道,与所述数据码元序列进行合成。

21. 如权利要求 18 所述的发送装置,其特征在于,

所述副同步信道包含表示帧定时的信息、表示扰码的信息、表示扰码组的信息、表示小区结构的信息、表示 BCH 发送带宽的信息、表示发送天线数的信息、循环前缀长度以及基准信号的带宽中的至少一个。

22. 如权利要求 18 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件配置为使所述主同步信道和所述副同步信道进行对相同的 OFDM 码元进行频分复用、对相同的 OFDM 码元进行码分复用以及对不同的 OFDM 码元进行时分复用的其中一个。

23. 如权利要求 22 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件在使所述主同步信道和所述副同步信道对相同的 OFDM 码元进行频分复用时,不规则地配置所述主同步信道和所述副同步信道。

24. 如权利要求 22 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件在使所述主同步信道和所述副同步信道对不同的 OFDM 码元进行时分复用时,隔开规定的 OFDM 码元而进行配置。

25. 如权利要求 24 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件在时间轴上相邻配置所述主同步信道和所述副同步信道。

26. 如权利要求 22 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件在一帧内的 2 个或 4 个 OFDM 码元中配置所述主同步信道和所述副同步信道在。

27. 如权利要求 5 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件使帧的一部分为单播。

28. 如权利要求 27 所述的发送装置,其特征在于,

所述合成部件在所述单播专用的子帧的一部分配置报告信道。

29. 如权利要求 22 所述的发送装置,其特征在于,

在由副同步信道通知报告信道的带宽时,所述合成部件使用与该报告信道的带宽相同带宽的基准信号。

30. 如权利要求 1 所述的发送装置,其特征在于,包括:

循环前缀附加部件,根据是否进行广播通信而附加具有不同的循环前缀长度的循环前缀。

31. 如权利要求 30 所述的发送装置,其特征在于,

所述循环前缀附加部件附加循环前缀,以使同步信道被配置在帧的开头和末尾中的一个。

32. 如权利要求 6 所述的发送装置,其特征在于,
包括用于生成导频信号的导频信号生成部件,
所述合成部件将所述导频信号配置在子帧的末尾。
33. 如权利要求 1 所述的发送装置,其特征在于,包括:
多个天线;以及
在所述多个天线之间错开发送定时而进行发送的发送部件。
34. 如权利要求 33 所述的发送装置,其特征在于,
所述发送部件应用发送分集来发送同步信道。
35. 如权利要求 33 所述的发送装置,其特征在于,
所述发送部件至少从两个天线发送同步信道,从两个天线发送公共导频信道。
36. 如权利要求 33 所述的发送装置,其特征在于,
所述发送部件在同步信道的一定时间后发送报告信道。
37. 一种基站,其特征在于,
包括多个权利要求 1 所述的发送装置,
所述多个发送装置在扇区之间共用帧定时。
38. 一种接收装置,其特征在于,包括:
同步信号副本生成部件,生成与整数值近似的同步信道副本;
相关部件,进行接收到的多载波信号和同步信号副本的相关检测,并基于其结果来检测表示各个峰值的相关值和其定时;
第一存储器,存储所述检测的阈值和其定时;
定时检测电路,从存储在所述第一存储器中的相关值和其定时中选择最大相关值和其定时,作为扰码接收定时,并根据所述扰码接收定时计算 FFT 定时;以及
第二存储器,存储所述检测的最大相关值和其定时以及所述计算的 FFT 定时,
该接收装置输出所述扰码接收定时和所述 FFT 定时。
39. 如权利要求 38 所述的接收装置,其特征在于,
所述相关部件使用接近正负 1 的波形作为同步信道的时间波形。
40. 如权利要求 38 所述的接收装置,其特征在于,
所述相关部件基于多个循环前缀长度而检测定时。
41. 如权利要求 38 所述的接收装置,其特征在于,
所述相关部件基于基准信号的检测结果而检测循环前缀长度。
42. 如权利要求 38 所述的接收装置,其特征在于,
所述相关部件基于多个循环前缀长度而检测小区 ID。
43. 如权利要求 38 所述的接收装置,其特征在于,
所述相关部件基于基准信号之间的相位差而检测小区 ID。
44. 如权利要求 38 所述的接收装置,其特征在于,
在应用扇区间正交导频时,所述相关部件在相邻的 3 个子载波中进行与正交导频模式相应的同相加法运算,取出扇区的基准信号。
45. 一种接收装置,其特征在于,包括:
FFT 定时检测部件,基于主同步信道而检测 FFT 定时;

FFT 部件,基于所述 FFT 定时,对接收信号进行 FFT 处理 ;
信号分离器,将所述 FFT 处理过的接收信号分配到主同步信道和副同步信道 ;
信道估计部件,基于所述主同步信道而进行信道估计 ;以及
解调部件,基于所述信道估计的结果,进行所述副同步信道的解调。

46. 如权利要求 45 所述的接收装置,其特征在于,
所述信道估计部件将检波的副同步信道两侧的规定数量的主同步信道作为基准而进行信道估计。

47. 如权利要求 45 所述的接收装置,其特征在于,
所述信道估计部件将在与检波的副同步信道相同子载波的上方和两侧的规定数量的主同步信道作为基准而进行信道估计。

48. 一种移动通信系统,包括发送装置和接收装置,其特征在于,
所述发送装置包括 :
振幅调节部件,对为了移动站确立同步而从基站发送的同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值,

所述振幅调节序列值在时域和频域具有一定的振幅并具有周期性自相关特性,
所述接收装置包括 :
同步信号副本生成部件,生成与整数值近似的同步信道副本 ;
相关部件,进行接收到的多载波信号和同步信号副本的相关检测,并检测表示各个峰值的相关值和其定时 ;

第一存储器,存储所述检测的阈值和其定时 ;
定时检测电路,从存储在所述第一存储器中的相关值和其定时中选择最大相关值和其定时,作为扰码接收定时,并根据所述扰码接收定时计算 FFT 定时 ;以及

第二存储器,存储所述检测的最大相关值和其定时以及所述计算的 FFT 定时,
该接收装置输出所述扰码接收定时和所述 FFT 定时。

49. 一种同步信道发送方法,其特征在于,包括 :
同步信道生成步骤,生成同步信道 ;
振幅调节步骤,对同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值 ;以及
合成步骤,将被乘以振幅调节序列值的同步信道与数据码元序列进行合成,
所述振幅调节序列值在时域和频域具有一定的振幅并具有周期性自相关特性。

50. 如权利要求 49 所述的同步信道发送方法,其特征在于,
所述振幅调节步骤包括乘以具有完全的周期性自相关特性的序列值作为振幅调节序列值的步骤。

51. 如权利要求 50 所述的同步信道发送方法,其特征在于,
所述合成步骤包括以帧周期插入所述同步信道的步骤。

52. 如权利要求 50 所述的同步信道发送方法,其特征在于,
所述合成步骤以帧周期插入多个所述同步信道。

53. 如权利要求 52 所述的同步信道发送方法,其特征在于,
所述合成步骤包括以帧周期等间隔地插入所述同步信道的步骤。

54. 如权利要求 50 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

所述合成步骤包括将所述同步信道配置在子帧的末尾的步骤。

55. 如权利要求 50 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

所述合成步骤包括将所述同步信道等间隔地分配给 OFDM 码元的至少一部分子载波的步骤。

56. 如权利要求 50 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

所述合成步骤包括将所述同步信道分离到帧定时检测用的主同步信道和组检测用的副同步信道,并与所述数据码元序列进行合成的合成步骤。

57. 如权利要求 56 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

所述合成步骤将所述副同步信道作为应用了信道编码的控制比特,与所述数据码元序列进行合成。

58. 如权利要求 50 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

所述合成步骤包括将所述同步信道分离到帧定时检测用的主同步信道和扰码或扰码组的控制信息检测用的副同步信道,与所述数据码元序列进行合成的合成步骤。

59. 如权利要求 56 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

所述副同步信道包含表示系统带宽的信息和表示发送天线数量的信息中的至少一个。

60. 如权利要求 56 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

所述合成步骤包括将所述主同步信道和所述副同步信道配置在相同的码元的步骤。

61. 如权利要求 49 所述的同步信道发送方法,其特征在于,包括:

循环前缀附加步骤,根据是否进行广播通信而附加具有不同的循环前缀长度的循环前缀。

62. 如权利要求 49 所述的同步信道发送方法,其特征在于,

包括用于生成导频信号的导频信号生成步骤,

所述合成步骤包括将所述导频信号配置在子帧的末尾的步骤。

发送装置、接收装置、移动通信系统及同步信道发送方法

技术领域

[0001] 本发明涉及通过 OFDM 方式进行通信的发送装置、接收装置、移动通信系统及同步信道发送方法。

背景技术

[0002] 在多载波 CDMA (Multi Carrier Code Division Multiple Access :MC-CDMA) 方式和 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 正交频分复用) 调制方式等多载波传输方式中, 在发送端由多个子载波对信息信号进行调制, 以减少多路径延迟波导致的波形失真为目的而在发送信号中插入保护间隔。

[0003] 作为使用了 OFDM 调制方式的多载波传输方式中的 FFT 定时的检测方式, 已知有通过取得在每个码元中所插入的保护间隔部分的相关而检测 FFT 定时的方法。此外, 已知有通过作为定时检测用信号, 将相同的信号重复发送两次, 并在接收端取两个码元之间的相关, 从而检测 FFT 定时的方法。

[0004] 此外, 有将同步信号在特定的定时复用并发送的发送装置 (例如, 参照专利文献 1)。该发送装置中, 同步信号在所有的子载波中被以突发串式发送。例如, 在该发送装置中, 在设一个扰码模式的开始时间和同步信号的发送定时相同时, 在一个扰码模式的重复时间 τ 内发送两次同步信号。

[0005] 专利文献 1 : 特开 2003-152681 号公报

[0006] 非专利文献 1 : R. L. Frank and S. A. Zadoff, "Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties", IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-8, pp. 381-382, 1962.

[0007] 非专利文献 2 : D. C. Chu. "Polyphase codes with good periodic correlation properties", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 531-532, July 1972.

[0008] 非专利文献 3 : A. Milewski, "Periodic sequences with optimal properties for channel estimation and fast start-up equalization", IBM J. Res. Develop, vol. 27, No. 5, pp. 426-431, 1983.

[0009] 非专利文献 4 : B. M. Popovic, "Generalised chirp-like polyphase sequence with optimum correlation properties", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 38, pp. 1406-1409, July 1992.

[0010] 非专利文献 5 : N. Suehiro and M. Hatori, "Modulatable orthogonal sequences and their application to SSMA systems", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 34, pp. 93-100, Jan. 1998.

[0011] 非专利文献 6 : 3GPP TS25. 213 Spreading and modulation (FDD)

发明内容

[0012] 发明要解决的课题

[0013] 但是,上述的背景技术中存在以下问题。

[0014] 在时域中,OFDM的信号被加上了各种各样的子载波的信号。因此,在发送放大器中,需要将这些信号放大后由无线进行发送。但是,在发送放大器中,将有宽度的信号线性放大较为困难。这时,有时降低平均功率并进行限幅等处理,以不产生失真。

[0015] 但是,在进行了这样的处理时,存在数据劣化、同步信道(SCH:Synchronization channel)的检测精度变差的问题。

[0016] 此外,同步信道在系统中成为负载,所以为了不降低系统的效率,在同步信道中只能分配所有无线资源即时间和频率的极少一部分。这时,若不能调整同步信道的发送功率,则能够提供给同步信道的信号功率也会变小,所以存在移动台的小区搜索时间变长的问题。

[0017] 因此,本发明是鉴于上述问题而完成的,其目的在于提供能够改善同步信道的检测精度的发送装置、接收装置、移动通信系统及同步信道发送方法。

[0018] 解决课题的方案

[0019] 为了解决上述课题,本发明的发送装置的一个特征在于,包括振幅调节部件,对同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值。

[0020] 根据这样的结构,能够以比数据单元更大的功率来发送同步信道。

[0021] 此外,本发明的接收装置的一个特征在于,包括:同步信号副本生成部件,生成与整数值近似的同步信道副本;以及相关部件,进行接收到的多载波信号和同步信号副本的相关检测,并基于其结果来检测表示各个峰值的相关值和其定时。

[0022] 根据这样的结构,能够减少接收装置中的有关相关处理的运算处理量。

[0023] 此外,本发明的移动通信系统是包括发送装置和接收装置的移动通信系统,一个特征在于,所述发送装置包括:振幅调节部件,对同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值,所述接收装置包括:同步信号副本生成部件,生成与整数值近似的同步信道副本;以及相关部件,进行接收到的多载波信号和同步信号副本的相关检测,并检测表示各个峰值的相关值和其定时。

[0024] 根据这样的结构,在发送装置中,能够以比数据单元更大的功率来发送同步信道,在接收装置中,能够减少有关相关处理的运算处理量。

[0025] 此外,本发明的同步信道发送方法的一个特征在于,包括:同步信道生成步骤,生成同步信道;振幅调节步骤,对同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值;以及合成步骤,将被乘以振幅调节序列值的同步信道与数据码元序列进行合成。

[0026] 根据这样的结构,能够以比数据单元更大的功率来发送同步信道,能够提高接收装置中的帧检测精度。

[0027] 发明效果

[0028] 根据本发明的实施例,可以实现能够改善同步信道的检测精度的发送装置、接收装置、移动通信系统及同步信道发送方法。

附图说明

[0029] 图1是表示本发明一实施例的发送装置的方框图。

- [0030] 图 2A 是表示时域中的重复波形的说明图。
- [0031] 图 2B 是表示频域中的锯齿型的波形的说明图。
- [0032] 图 3 是表示同步信道码号和扰码组号的对应的一例的说明图。
- [0033] 图 4A 是表示同步信道的波形的生成方法的说明图。
- [0034] 图 4B 是表示基本波形的重复及由码反转的 P-SCH 信号波形的说明图。
- [0035] 图 4C 是表示基站中的 P-SCH 信号的生成的方框图。
- [0036] 图 5A 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0037] 图 5B 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0038] 图 5C 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0039] 图 5D 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0040] 图 6A 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0041] 图 6B 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0042] 图 7 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0043] 图 8 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0044] 图 9 是表示同步信道的波形的说明图。
- [0045] 图 10A 是表示同步信道的配置的说明图。
- [0046] 图 10B 是表示 S-SCH 中使用的信号波形的说明图。
- [0047] 图 10C 是表示 S-SCH 中使用的信号波形的说明图。
- [0048] 图 11A 是表示同步信道的种类的说明图。
- [0049] 图 11B 是表示 P-SCH 和 S-SCH 的复用方法的说明图。
- [0050] 图 12 是表示主同步信道的结构的说明图。
- [0051] 图 13A 是表示副同步信道的结构的说明图。
- [0052] 图 13B 是表示副同步信道的配置的说明图。
- [0053] 图 13C 是表示副同步信道的结构的说明图。
- [0054] 图 13D 是表示副同步信道的配置的说明图。
- [0055] 图 13E 是表示 P-SCH 和 S-SCH 的复用方法的说明图。
- [0056] 图 13F 是表示副同步信道的配置的说明图。
- [0057] 图 13G 是表示 P-SCH 和 S-SCH 的复用方法的说明图。
- [0058] 图 13H 是表示 P-SCH 和 S-SCH 的复用方法的说明图。
- [0059] 图 14 是表示同步信道码号和 CP 长度的对应的一例的说明图。
- [0060] 图 15 是表示同步信道码号、扰码号和 CP 长度的对应的一例的说明图。
- [0061] 图 16 是表示同步信道码号和扰码号的对应的一例的说明图。
- [0062] 图 17A 是表示同步信道的配置的说明图。
- [0063] 图 17B 是表示同步信道的配置的说明图。
- [0064] 图 18A 是表示本发明一实施例的接收装置的方框图。
- [0065] 图 18B 是表示本发明一实施例的接收装置的方框图。
- [0066] 图 19A 是表示帧定时检测的说明图。
- [0067] 图 19B 是表示帧定时检测的说明图。
- [0068] 图 19C 是表示帧定时检测的说明图。

- [0069] 图 20 是表示同步信道的结构的说明图。
- [0070] 图 21 是表示子帧的结构的说明图。
- [0071] 图 22 是表示本发明一实施例的发送装置的方框图。
- [0072] 图 23 是表示相关计算方法的说明图。
- [0073] 图 24A 是表示本发明一实施例的接收装置的方框图。
- [0074] 图 24B 是表示本发明一实施例的接收装置中的 S-SCH 检测时的同步检波的说明图。
- [0075] 图 24C 是表示本发明一实施例的接收装置中的 S-SCH 检测时的同步检波的说明图。
- [0076] 图 24D 是表示本发明一实施例的接收装置中的 S-SCH 检测时的同步检波的说明图。
- [0077] 图 25A 是表示对于副同步信道的平均化数的 SNR 和检测概率的关系的说明图。
- [0078] 图 25B 是表示对于副同步信道的平均化数的 SNR 和检测概率的关系的说明图。
- [0079] 图 26 是表示本发明一实施例的接收装置的方框图。
- [0080] 图 27A 是表示同步信道和公共导频信道的结构的说明图。
- [0081] 图 27B 是表示本发明一实施例的对于多个发送天线的 SCH 的发送方法的说明图。
- [0082] 图 27C 是表示本发明一实施例的对于多个发送天线的 SCH 的发送方法的说明图。
- [0083] 图 28 是表示本发明一实施例的发送装置的动作的流程图。
- [0084] 图 29A 是表示本发明一实施例的接收装置的动作的流程图。
- [0085] 图 29B 是表示本发明一实施例的接收装置的动作的流程图。
- [0086] 图 29C 是表示通过基准信号的小区 ID 检测的说明图。
- [0087] 图 29D 是表示通过基准信号的小区 ID 检测的说明图。
- [0088] 图 29E 是表示本发明一实施例的接收装置的动作的流程图。
- [0089] 图 29F 是表示本发明一实施例的接收装置的动作的流程图。
- [0090] 图 30 是表示各个扇区的同步信道的发送方法的说明图。
- [0091] 标号说明
- [0092] 10 发送装置
- [0093] 20 接收装置

具体实施方式

- [0094] 下面,参照附图说明本发明的实施例。
- [0095] 另外,在用于说明实施例的所有图中,具有相同功能的部分使用相同的标号,并省略重复的说明。
- [0096] 说明本发明实施例的移动通信系统。
- [0097] 本实施例的移动通信系统包括发送装置 10 和接收装置 20。
- [0098] 下面,参照图 1 说明本实施例的发送装置 10。
- [0099] 发送装置 10 发送同步信道。接收装置 20 使用该同步信道来检测码元定时和帧定时。并且,接收装置 20 使用同步信道检测扰码或扰码组等的控制信息。
- [0100] 发送装置 10 设置在发送无线信号的基站中。发送装置 10 包括多个数据信道生成

器 100.1 ~ 100.x。在各个数据信道生成器 100 中,将从发送数据发生单元 101 输入的发送数据序列在传输路径编码器 102 中进行编码,在数据调制单元 103 中进行数据调制。然后,在复用单元 104 对调制后的数据序列复用导频码元,在串并联变换单元 105 进行串并联变换而成为频率轴上的 N/SF 个的信息码元序列。串并联变换后的频率轴上的 N/SF 个的信息码元序列通过复制单元 106,每个信息码元被复制与短周期扩频码的序列长度相等的码元数 SF 个,并被排列在频率轴上。对于被排列在频率轴上的 N 个信息码元序列,由乘法器 108 乘以短周期扩频码生成器 107 所生成的短周期扩频码。

[0101] 在第 1 合成单元 109 中,对被乘以从各个数据信道生成器 100 输出的各个短周期扩频码的、序列长度为 N 的频率轴上的码元序列进行复用。对于被复用的序列长度为 N 的码元序列,在 N 个乘法器 111 的各个乘法器中,在频率方向上被乘以从扰码生成器 110 输出的扰码,并且对于被乘以扰码的码元序列,在 N 个乘法器 118 的各个乘法器中被乘以振幅调整单元 115 输出的振幅调节序列值,并输出到第 2 合成单元 112。第 2 合成单元 112 将被乘以扰码及振幅调节序列值的序列长度为 N 的码元序列和在同步信号生成单元 120 中所生成的同步信号,在 N 个子载波中相应的特定子载波中进行复用。

[0102] 傅立叶反变换装置 (IFFT) 113 将 N 个码元变换为正交多载波信号。CP (循环前缀) 附加单元 114 在每个傅立叶对象时间对该多载波信号插入在 CP 选择单元 117 所选择的 CP。然后,发送装置 10 将该 CP 附加单元 114 输出的多载波信号作为无线信号而输出到空间。

[0103] 在上述的发送装置中,说明了应用 OFCDM 的情况,但也可以应用 OFDM。

[0104] 这时,与 OFCDM 的扩频关联的部分被消除。具体来讲,数据信道生成器 100.2 ~ 100.x、复制 106、短周期扩频码生成器 107、乘法器 108 及合成单元 109 被消除。此外,从串并联变换单元 105 输出 N 个信息码元。即,从串并联变换单元 105 输出的 N 个信息码元通过乘法单元 111 而被乘以扰码。

[0105] 说明同步信号生成单元 120 中的同步信号的生成处理。

[0106] 数据发生单元 121 生成同步信道的码。例如,数据发生单元 121 生成所有小区的公共码,例如 1。由此,与范围内的小区无关,接收装置 20 通过取公共的同步信道的时间波形和接收信号的相关,能够容易地进行定时检测。

[0107] 此外,如图 2A 所示,同步信号生成单元 120 也可以生成在时域中的重复波形。例如,数据发生单元 121 重复生成任意的基本波形。这时,在接收装置中,计算分离了重复周期的量的部分的相关值。在发送重复波形的定时,由于发送同样的波形,所以相关值变大。这时,在接收装置中,不需要知道 SCH 的波形,对分离的两处计算相关值,判断是否相同。

[0108] 通过这样利用任意的重复波形,在接收装置中的定时检测时,可进行自相关的定时检测和频率偏移补偿。例如,由于相同的信号被重复发送,接收装置测量其相位并进行比较。接收装置基于相位的旋转量,能够进行定时检测和频率偏移补偿。这样,用接收信号的自相关来进行定时检测和频率偏移补偿,从而与副本相关的情况相比,能够减少运算量。

[0109] 此外,如图 2B 所示,若将时域中的重复波形进行频率变换,则可得到频域中的锯齿型的波形。同步信号生成单元 120 也可以生成该频域下的锯齿型的波形。由此,能够得到与上述的效果相同的效果。

[0110] 此外,时域中的重复波形的重复次数或者频域中的锯齿型的波形的锯齿间距也可以比 2 大。

[0111] 此外,数据发生单元 121 也可以生成扰码和扰码组等的每个控制信息中所定义的同步信道用码。这时,如图 3 所示地,在扰码和扰码组等的每个控制信息中被定义同步信道。即,表示同步信道的同步信道码号和扰码和扰码组等控制信息相对应。这时,接收装置 20 通过计算被定义的所有同步信道波形和接收信号的相关,能够检测帧定时及扰码和扰码组等控制信息,能够缩短小区搜索的时间。因此,能够减少接收装置 20 中的消耗功率。

[0112] 数据调制单元 122 对该同步信号用数据进行调制,并且,在串并联变换单元 125 进行串并联变换后成为频率轴上的 N 个码元序列。对码元序列的各个信号,由各个乘法器 126 在频率方向上乘以同步信号用扩频码生成器 123 所生成的同步信号用扩频码,从而生成 N 个并联同步信号。

[0113] 例如,同步信号用扩频码生成器 123 根据参照图 3 说明的同步信道码号和扰码组号的对应,乘以与同步信道码对应的扰码组号所包含的扰码。

[0114] 各个乘法器 126 生成 N 个并联同步信号,输入到 N 个乘法器 119。在 N 个乘法器 119 的各个乘法器中,被乘以由振幅调节单元 116 所输入的振幅调节序列值,输出到第 2 合成单元 112。

[0115] 下面,详细说明本实施例的发送装置 10 的振幅调整单元 115 和 116 中的处理。

[0116] 振幅调整单元 115 和 116 对同步信道乘以调节振幅的振幅调节序列值。例如,振幅调整单元 115 和 116 使用时域信号的峰值功率与平均功率比 (PAPR :peak-to-average power ratio,峰均功率比) 变得充分小的信号,进行降低同步信道的 PAPR 的处理。

[0117] 在发送放大器中,数据信道被随机地输入数据,所以 PAPR 上升。因此,成为如图 4A 所示的随机的波形。在图 4A 中,纵轴是基站的发送功率,横轴是时间。

[0118] 另一方面,同步信道是基准被固定的模式 (pattern),所以,通过选择某个模式,能够选择 PAPR 较低的信号。

[0119] 在图 4A 中,用虚线表示了放大器能够输出的上限功率时,数据单元估计信号的变动边际 (margin),补偿设定得低于平均。

[0120] 作为同步信道而生成 PAPR 为零,即不产生峰值的时间波形时,能够相应地发送比数据信道的平均大的输出信号。因此,能够提高接收装置 20 中的同步信道的检测精度。

[0121] 振幅调整单元 115 和 116 为了形成不产生 PAPR 的波形,将振幅调整序列值输入到乘法单元 118 和 119。这里,振幅调整序列值具有以下特性。

[0122] (a) 在时域及频域具有一定的振幅,例如序列的各个信号分量以 $\exp(j\theta)$ (j 是虚数单位) 为基本形。

[0123] (b) 具有理想周期性自相关 (Perfect periodic autocorrelation) 特性。例如,除了零移位 (Zero shift) 之外自相关为 0。

[0124] 作为具有这样的特性的序列,可列举 CAZAC 序列 (Constant AmplitudeZero AutoCorrelation sequence,恒定幅度零自相关序列) (例如,参照非专利文献 1、2 及 3)。这样,通过使用 CAZAC 序列 (CAZAC 码),自相关特性较佳,所以在接收装置中,能够提高基于副本相关的定时检测精度。

[0125] 并且,也可以使用在上述特性的基础上还具有以下特性的序列。

[0126] (c) 即使乘以该序列作为任意的复数的序列也仍具有上述的 (a)、(b) 的特性。

[0127] (d) 具有最佳的互相关 (optimum crosscorrelation) 特性。例如,在序列长度为

N 上,将自相关(绝对值)抑制为 $1/\sqrt{N}$ 。

[0128] 作为具有以上的特性的序列,可列举 GCL(Generalized Chirp-Like) 序列(例如,参照非专利文献 4)、Generalized Frank 序列(例如,参照非专利文献 5)。

[0129] 此外,也可以使用 Golay 码(例如,参照非专利文献 6)。通过使用 Golay 码,自相关特性较佳,所以在接收装置中,能够提高基于副本相关的定时检测精度。此外,根据码的性质,能够简化相关处理。

[0130] 此外,在频域中,也可以使用通过将 SCH 带宽内生成的 PN 码由 IFFT 变换为时域而生成的信号。通过使用这样的信号,自相关特性较佳,所以在接收装置中,能够提高基于副本相关的定时检测精度。

[0131] 此外,作为基本波形,也可以使用上述三种波形的任意一个,并将该波形重复发送。由此,能够简化接收装置中的接收处理。例如,接收装置只包括一个与基本波形对应的相关器,对其输出进行合成。

[0132] 此外,在重复基本波形时,也可以包含码反转。由此,能够改善自相关特性,能够提高接收装置中的定时检测精度。

[0133] 此外,也可以使在接收装置端,能够基于接收到的被重复发送的基本波形,选择根据自相关来进行定时检测还是根据副本相关来进行定时检测。例如,在重视处理量时,即要减少处理量时,接收装置根据自相关来进行定时检测。此外,在重视检测精度时,接收装置根据副本相关来进行定时检测。

[0134] 例如,作为 P-SCH 信号波形,使用将自相关特性较好的基本波形进行码反转后重复的波形。

[0135] 例如,在时域中,使用长度为 10FDM 码元长 L 的 $1/N$ 的基本波形。这时,基本波形使用 Golay 码、Gold 码、正交 Gold 码等自相关特性较好的码。如图 4B 所示,将基本波形进行码反转后重复 N 次,从而形成作为信号整体其自相关特性也较好的码。在图 4B 中,横轴是时间(t)。例如,将基本波形 A 进行码反转后重复 N 次。图 4 中,用 -A 表示将基本波形 A 码反转后的波形。

[0136] 若原样则会产生信号频带外分量,所以使其通过期望的信号带宽的滤波器,成为最终的 P-SCH 信号波形。

[0137] 例如,在参照图 1 说明的发送装置 10 中,如图 4C 所示地使同步信号用扩频码生成单元 123 包括:基本波形生成单元 123-1;被输入基本波形生成单元 123-1 的输出信号的重复及码反转单元 123-2;以及被输入重复及码反转单元 123-2 的输出信号的频带限制滤波器 123-3。

[0138] 基本波形生成单元 123-1 生成码长度为 L/N 的基本波形。重复及码反转单元 123-2 进行码长度为 L/N 的基本波形的重复及码反转。例如,重复及码反转单元 123-2 进行 N 次码长度为 L/N 的基本波形的重复及码反转。其结果,码长度成为 L。

[0139] 频带限制滤波器 123-3 使波形通过期望的信号带宽的滤波器,从而输出最终的 P-SCH 信号波形。

[0140] 期望的信号带宽为如下两种。

[0141] (1) 设为提供给 S-SCH 的带宽。由此,可以消除对 SCH 频带外的其他信道的影响。

[0142] (2) 设为系统带宽。由此,会出现若干对 SCH 频带外的其他信道的影响,但 SCH 信

号波形的失真会变小,所以能够提高移动台中的检测精度。

[0143] 在移动台端,准备与基本波形对应的相关器,将该输出进行码反转后合成。由此,能够以低运算处理量实现检测精度高的副本相关。

[0144] 下面,详细说明本实施例的发送装置 10 的合成单元 112 中的处理。

[0145] 如图 5A 所示,合成单元 112 以帧周期插入同步信道。在以帧周期插入同步信道时,合成单元 112 例如对同步信道进行时间复用,即保存到一部分时隙的 OFDM 码元中发送。这时,例如帧构成为时隙长度的整数倍。1 帧由多个时隙,例如 15 个时隙构成,1 时隙由多个 OFDM 码元,例如 7 个 OFDM 码元构成。

[0146] 由此,在发送装置 10 中,在重发等闭环控制上,能够不意识到加入了同步信道的时隙而进行控制。即,往返时间(Round Trip Time)不变。此外,在接收装置 20 中,通过取接收信号和同步信道副本在时域中的相关,能够确定同步信道的接收定时,能够同时检测出码元定时与帧定时。此外,也可以是接收装置 20 通过取接收信号和同步信道副本在频域中的相关,确定同步信道的接收定时。这时,接收装置 20 在帧检测后,使用带有扰码的公共导频信道来检测扰码。

[0147] 通过只在帧的一处设置同步信道,在同步信道被检测时,还能检测出帧的边界。此外,与设置多个的情况相比,可以提高同步信道的发送功率,能够提高检测精度。

[0148] 此外,也可以是接收装置 20 在帧检测和扰码组检测后,使用带有扰码的公共导频信道来检测扰码。

[0149] 至此,例如 W-CDMA 中,在时隙周期、即每个时隙中插入了同步信道,所以以最先检测出码元定时,然后检测出帧定时的两级步骤来进行帧定时的检测。该方法中,通过同步信道能够进行时隙的定时检测,但无法确定是帧的哪个部分。因此,在时隙的定时检测后检测是帧的哪个部分。根据本实施例,同步信道被检测出的时刻,可以确定帧,可了解时间定时,因此能够同时检测出码元定时和帧定时。

[0150] 在本实施例中,说明了以帧为单位(周期)插入一处同步信道的情况,但也可以插入多处。即,可以至少插入一处同步信道。

[0151] 例如,可以如图 5B 所示地,插入同步信道以使每个帧成为两周期,也可以如图 5C 所示地,插入同步信道以使每个帧成为四周期。

[0152] 接收装置 20 通过取接收信号和同步信道副本的相关,确定同步信道的接收定时。这时取多个帧的相关并平均化。例如,在 1 帧内有 1 万处采样点时,在 1 万处取相关,并在其中寻找相关最大处。这时,平均多个帧的情况下,需要将 1 万个相关值暂时存储在存储器中。然后,在下一个帧取 1 万处的相关,通过将各处的相关值相加,从而提高 S/N。因此,准备的存储器的容量变大。

[0153] 通过设置多个同步信道对上述的多个帧进行平均化时,存储器的容量可以较小。每个帧为两周期信道时容量为 1/2,每个帧为四周期信道时容量为 1/4。

[0154] 近而,通过增加每个帧的同步信道的数量,能够减少使用的存储器的容量。

[0155] 配置多个同步信道时,配置以使其均等。即,以帧周期等间隔地插入同步信道。由此,能够容易地进行多个帧的平均化处理。

[0156] 此外,配置多个同步信道时,配置以使其不均等。由此,能够容易地检测出帧的边界。

[0157] 此外,通过在帧内插入多个同步信道,在接收端对多个同步信道的相关输出进行合成,从而能够得到时间分集效应,能够提高定时检测精度。

[0158] 此外,如图 5D 所示,合成单元 112 以帧为周期对同步信道进行时间复用,也可以设置独立的时隙,插入同步信道。这时,帧成为时隙长的整数倍 + 同步信道长。由此,可以使时隙内的结构全部相同,可以构成简单的无线 I/F。即,能够简化发送接收处理。

[0159] 下面,说明同步信道的结构。

[0160] 如图 6A 所示,在 W-CDMA 中,时隙的开头保存了同步信道,但不仅是同步信道,还保存了数据信道。即,同步信道与其他信道被码复用后发送。该结构中,其他信道可以无需考虑同步信道而构成,但只能将总发送功率的一部分分配给同步信道。因此,在接收装置 20 中,为了检测同步信道而需要长时间平均化。在图 6A 中,纵轴是发送功率(码),横轴是时间。

[0161] 在本实施例中,如图 6B 所示,在某一时间,例如 OFDM 码元被分配给同步信道,因此能够将总发送功率分配给同步信道。通过这样构成,接收装置 20 可以缩短接收处理的时间,能够进行码元 + 帧定时检测。例如,10FDM 码元被分配给同步信道。在图 6B 中,纵轴是发送功率(码),横轴是时间。

[0162] 在 W-CDMA 中,仅 1 时隙无法检测同步信道,如频率复用型那样,使用时间上较长的同步信道。在 W-CDMA 中,使用多个时隙,取其相关,检测同步信号。即,为了进行同步信号的检测,需要一定程度的采样数。因此,在接收装置 20 中的接收时间变长,运算处理量也较大。

[0163] 在本实施例中,在发送装置 10 能够将总发送功率分配给同步信道,因此能够增大分配的功率,能够缩短同步信道的发送时间。例如,在 W-CDMA 中需要 1 帧的 10% 左右的时间,但本实施例中能够减少到 1% 左右的时间。

[0164] 此外,在接收装置 20,能够缩短取帧的相关的时间,还能减少运算处理量。此外,能够用 1 次的同步信道进行码元 + 帧定时的检测,所以能够削减必要的缓冲量,还能减少消耗功率。

[0165] 此外,合成单元 112 在如图 7 所示地将同步信道进行时间复用,也可以分配给 10FDM 码元的一部分子载波。例如,等间隔地分配给 10FDM 码元的一部分子载波。此外,为了提高副本相关时的检测精度,也可以不等间隔地分配。在图 7 中,纵轴是频率,横轴是时间。

[0166] OFDM 中,为了提高对于多路径的耐性,增加子载波数从而使 OFDM 码元长度变长。因此,将 10FDM 码元全部分配给同步信号时,负载变大。

[0167] 因此,合成单元 112 对一部分子载波分配同步信道,将剩余的子载波分配给其他信道。由此,能够降低同步信道的负载。

[0168] 此外,即使是总发送功率被固定的情况下,通过改变同步信道与被复用的信道的发送功率分配比,能够调整同步信道的发送功率。此外,能够调整被复用的信道的发送功率。同步信道的发送功率的调整,例如在小区设计时通过操作员进行。

[0169] 此外,合成单元 112 也可以如图 8 所示地,使用分配频率的至少一部分来离散地分配同步信道(正交复用型 FDM)。由此,能够得到频率分集效应。

[0170] 此外,合成单元 112 也可以如图 8 所示地分配同步信道,以使其叠加在至少一部

分的数据信道而成为时分复用（非正交复用型 TDM）。这时，同步信道叠加在至少一部分的 OFDM 码元而时分复用后被发送。

[0171] 此外，合成单元 112 也可以如图 8 所示地分配同步信道，以使其等间隔地叠加在至少一部分的数据信道而成为频分复用（非正交复用型 FDM）。由此，能够得到频率分集效应。

[0172] 此外，合成单元 112 也可以如图 8 所示地分配同步信道，以使其与至少一部分的数据信道码分复用（非正交复用型 CDM）。

[0173] 其结果，如图 9 所示，属于扰码组的同步信道码 $P_k(1), p_k(2), \dots, p_k(2n)$ ($k = 1, 2, \dots, K_{\text{grp}}$) 被分配给子载波。分配给子载波的同步信道码被输入到傅立叶反变换单元 (IFFT 单元) 113，变换为正交多载波信号，被输入到 CP 附加单元 114。CP 附加单元 114 在每个傅立叶对象时间所输入的多载波信号中，插入 CP 选择单元 117 所选择的循环前缀 (CP)。然后，发送装置 10 将该 CP 附加单元输出的多载波信号、即 SCH 时间波形作为无线信号输出到空间。该 SCH 时间波形被定义相当于组数的量。

[0174] 此外，也可以在子载波之间以差动编码来配置同步信道序列。

[0175] 这时，在接收装置端，由子载波之间的延迟相关来取出相位差信息，从而检测同步信道序列。

[0176] 在子载波中直接加上同步序列时，若在频域存在衰落变动（频率选择性衰落），则在频率轴上较长区间内无法进行同相相加。

[0177] 使用子载波之间的相位差（通过差动编码）而加上同步信道序列，从而即使在频域存在衰落变动，只要相邻的子载波之间的衰落变动较小，通过用延迟检波性的相关来取出子载波之间的相位差，就能进行同相加法运算，能够得到比存在衰落变动时更高的检测精度。

[0178] 此外，可以使用长序列的相关，所以可以准备很多序列。即，可以使用同步信道来发送很多信息。

[0179] 这时，如图 10A 所示，不限于相邻的子载波之间，在同步信道在每隔两个子载波等情况下也能够应用。此外，通过准备两种序列并两级层化，从而能够增加可发送的控制信息量。

[0180] 例如，两种序列分别为 16 个模式时，可以发送 $16 \times 16 = 256$ 种信息。这时，使用同步信道，例如，发送 16 个小区 ID、两个帧定时、两个扇区结构、两个 MIMO 天线结构、两个 CP 长度等信息。这时，作为两种序列的配置方法，例如可以轮番设为序列 1、序列 2。此外，作为序列，可以应用 GCL 序列、Walsh 序列等。例如，应用了 GCL 序列时，GCL 序列 1 为 $G1(1), G1(2), G1(3), \dots$ ，GCL 序列 2 为 $G2(1), G2(2), G2(3), \dots$ 。

[0181] 此外，作为后述的副同步信道的码，除了 GCL 码、Walsh 码以外，还可以使用在频域中 (1) 正交码，或者 (2) 准正交码，或者 (3) 自相关和互相关特性较好的码中的任意一个。

[0182] 具体来讲，使用在频率轴上相位以固定旋转速度进行旋转的正交码。

[0183] 由此，对于任意序列长的码，能够形成正交码，能够改善第 2 阶段的检测精度。

[0184] 并且，对于上述码，也可以进行系统中预先规定的频率轴上的扰频。这时，扰频不是对每个小区采用不同的扰频，而是进行一种扰频。在上述码中，由于在频率轴上相位以固定旋转速度进行旋转，所以在时间轴上形成脉冲波形，从发送放大器的效率的观点来看并不理想。在频率轴上进行扰频而变得无规则，从而能够解决发送放大器的效率问题。扰码

为移动台已知,因此在取副同步信道的相关之前进行解扰 (descramble),取其相关,从而能够顺利地进行相关检测。

[0185] 这里,也可以将属于扰码组的同步信道码 $p_k(1)$, $p_k(2)$, ..., $p_k(2n)$ 分离为用于检测帧定时和用于检测扰码组等控制信息。例如,将用于帧定时的同步信道设为主同步信道 (Primary-SCH),将用于组检测的同步信道设为副同步信道 (Secondary-SCH)。这里,设 Primary-SCH 为所有小区公共的波形。此外,Secondary-SCH 具有在每个扰码组定义的波形。主同步信道和副同步信道与数据码元序列合成。

[0186] 即,在主同步信道中被检测出接收定时,在副同步信道中被检测出接收帧和有关扰码的信息。例如,在主同步信道中,被通知码元定时 (FFT 定时)。此外,将主同步信道的插入间隔设为 1 帧,能够通过主同步信道而通知帧定时。使得能够通过主同步信道检测出码元定时和帧定时,从而无需通过副同步信道来通知帧定时。

[0187] 此外,例如,也可以通过副同步信道检测扰码的组,也可以通过其检测至扰码组的扰码。通过检测至扰码,能够立即进行解调处理。例如,定义码为副同步信道,将不同码的模式分别与各个扰码组相对应。例如,有 64 种码组时,准备 64 种码的模式。如果,有 512 种扰码时,准备 512 种码的模式。这样,取与同步信道的相关。至此,使用导频信道从扰码组中检测了扰码。

[0188] 此外,也可以将由副同步信道通知的信息仅设为扰码组的信息。由此,在接收装置中,能够减少接收处理的负担,能够提高检测精度。

[0189] 此外,也可以由公共导频信道 (Common pilot channel :CPICH) 的模式来通知表示扰码组的信息。通过由 CPICH 的模式来通知,可以不需要用于通知扰码组的物理信道即副同步信道。

[0190] 此外,也可以由副同步信道来通知表示系统带宽的信息。通过设同步信道的发送带宽为 1.25MHz 或者 5MHz,在小区搜索阶段,移动台不需要识别系统带宽。此外,分配给同步信道的无线资源会成为负载,因此优选将其尽量减少。

[0191] 此外,也可以由副同步信道来通知表示报告信道的带宽的信息。例如,对报告信道的每个带宽使用不同的副同步信道的信号,从而在接收端可以由副同步信道来检测出报告信道的带宽。

[0192] 此外,也可以由副同步信道来通知表示发送天线数的信息。例如,同步信道和 CPICH 的发送天线数最大设为 2。由此,在小区搜索阶段,不需要识别发送天线数。

[0193] 此外,也可以由副同步信道来通知扇区数等有关小区结构的信息。例如,按照小区的扇区数而使用不同的副同步信道的信号,从而在接收端能够由副同步信道来检测出小区结构。

[0194] 此外,也可以由副同步信道来通知有关基站的天线数的信息。例如,按照发送天线数而使用不同的副同步信道的信号,从而在接收端能够由副同步信道来检测出发送天线数。

[0195] 此外,也可以由副同步信道来通知有关循环前缀 (CP) 长度的信息。例如,按照 CP 长度而使用不同的副同步信道的信号,从而在接收端能够由副同步信道来检测出 CP 长度。

[0196] 作为用于 S-SCH 的信号波形,例如使用在同一定时互相关特性较好的码。

[0197] 在 S-SCH 中,通过发送不同的码来通知控制信息,例如小区 ID 组。这时,为了使识

别不同的控制信息变得简单,因此使用不同码之间的相关,例如互相关特性较好的码。但是,与 W-CDMA 时不同,成为频率轴上的码配置,因此不需要考虑频率轴上的移位,只要是在同一定时,即没有频率方向的移位的状态下互相关特性较好的码即可。根据这一点,由于上述的 Walsh 码和 CAZAC 码在同一定时正交,因此适用。例如,如图 10B 所示,使用了在同一定时互相关特性较好的码 1 ($c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, \dots, c_{n-1}, c_n$) 和码 2 ($d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, \dots, d_{n-1}, d_n$) 时,可以由码 1 通知信息 A,由码 2 通知信息 B。在图 10B 中,横轴是频率。

[0198] 此外,作为用于 S-SCH 的信号波形,例如也可以使用包含定时移位而自相关和互相关特性较好的码。例如,通过在频率轴上移位而生成不同的定时。

[0199] 除了互相关特性之外,还使用包含定时移位而自相关和互相关特性较好的码,从而除了码之外还可以通过定时移位,例如码的相位来通知信息。因此,能够加大发送的控制信息数。例如,能够将可发送的信息量增加码数 $\times$ 相位移位数。作为具有这样的特性的码,例如可以应用 Gold 码、正交 Gold 码等。例如,如图 10C 所示,使用了在同一定时互相关特性较好的码 1 ($c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, \dots, c_{n-1}, c_n$) 和、将码 1 移位了规定的相位,例如相位偏移量 1 的码 1 ($c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, \dots, c_{n-2}, c_n$) 时,可以通过码 1 通知信息 A,通过将码 1 移位了相位偏移量 1 的码 1 来通知信息 C。图 10C 中,横轴是频率。

[0200] Primary-SCH 和 Secondary-SCH 被复用发送。例如,也可以像参照图 7 说明的那样,对 10FDM 码元的一部分子载波分配 Primary-SCH,对剩余的子载波分配 Secondary-SCH。这时,如图 11A 所示,对 10FDM 码元的一部分子载波,分配 Primary-SCH ($P(k)$) ($k = 1, 3, \dots, 2n-1$) 和 Secondary-SCH ($S(k)$) ($k = 2, 4, \dots, 2n$)。

[0201] 此外,也可以将 Primary-SCH 和 Secondary-SCH 分配给不同时隙中发送。此外,也可以像参照图 8 说明的那样,使用分配频率的至少一部分,离散地分配 Primary-SCH 和 Secondary-SCH (正交复用型 FDM)。由此,能够得到频率分集效应。

[0202] 此外,也可以分配为使 Primary-SCH 和 Secondary-SCH 叠加到至少一部分的数据信道而成为时分复用 (非正交复用型 TDM)。这时,Primary-SCH 和 Secondary-SCH 叠加到至少一部分的 OFDM 码元而时分复用后发送。

[0203] 此外,也可以使 Primary-SCH 和 Secondary-SCH 等间隔地叠加到至少一部分的数据信道而成为频分复用 (非正交复用型 FDM)。由此,能够得到频率分集效应。

[0204] 此外,也可以分配为使 Primary-SCH 和 Secondary-SCH 与至少一部分的数据信道码分复用 (非正交复用型 CDM)。

[0205] 同步信道被分离为 Primary-SCH 和 Secondary-SCH 而发送时,接收装置 20 由 Primary-SCH 检测帧定时,并基于所检测的帧定时,使用 Secondary-SCH 检测扰码信道。

[0206] 由此,在帧定时检测时刻计算一种同步信道波形,这里计算 Primary-SCH 和接收信号的相关即可,此外,在帧定时检测后,仅在帧定时计算同步信道波形,这里基于 Secondary-SCH 和接收信号计算即可,因此与相应于码组数量来定义所有页面 (page) 的同步信道波形的结构相比,能够减少接收装置中的运算量。

[0207] 此外,由 S-SCH 通知表示扰码组的信息时,也可以预先定义组数量的不同的波形,由该波形进行通知。由此,在组数较少时,能够减少接收处理的负担,能够提高检测精度。

[0208] 此外,由 S-SCH 通知表示扰码组的信息时,也可以应用了信道编码的控制比特的形式进行通知。由此,特别是组数较多时和由 S-SCH 通知表示扰码的信息以外的控制信

息时,能够减少接收处理的负担,能够提高检测精度。此外,也可以应用 CRC,因此能够提高检测的可靠性。

[0209] 此外,如图 11B 所示,也可以将 P-SCH 和 S-SCH 在同一 OFDM 码元上用 FDM 进行复用。在图 11B 中,纵轴是频率,横轴是时间。

[0210] 由此,与用 TDM 复用的情况相比,在分配 SCH 的码元数相同时,P-SCH 和 S-SCH 都能在很多 OFDM 码元中,例如在时间上离散配置,因此能够加大时间分集效应。

[0211] 此外,S-SCH 和 P-SCH 被配置在同一 OFDM 码元中,所以在 S-SCH 检测时,容易进行以 P-SCH 作为基准的同步检波。能够在与 S-SCH 接收定时相同的时间进行信道估计,因此能够进行有效的同步检波。

[0212] 作为 P-SCH 和 S-SCH 的 FDM 方法,有以下两种。

[0213] (1) 设为每隔 1 个子载波的规则的配置,使 P-SCH 和 S-SCH 交错。由此,能够得到较高的频率分集效应。

[0214] 同步检波 S-SCH 时,对于周频率轴上任意 S-SCH 的子载波,P-SCH 始终均等地配置在其两侧,因此能够高精度地进行以 P-SCH 作为基准的信道估计。由于是 FDM,因此也不会产生 P-SCH 和 S-SCH 的干扰。

[0215] (2) 设为 P-SCH 和 S-SCH 在频率轴上不规则地交替插入配置。这时,配置的方法由系统事先定义。作为 (1) 的问题点,P-SCH 在频率轴上每隔 1 个子载波配置时,在时域成为两次重复波形,因此在定时检测时出现多个峰值而使检测精度劣化。通过在频率轴上不规则地配置 P-SCH,能够避免该问题点。

[0216] 例如,在 10msec 帧内 2 个或 4 个 OFDM 码元中配置 P-SCH 和 S-SCH。通过在 10msec 帧内配置多个,能够得到时间分集效应。

[0217] 在 2 个或 4 个 OFDM 码元中配置 P-SCH 和 S-SCH 时,W-CDMA 的 SCH 的负载,例如,假设 10% 的发送功率比时,能够减小 SCH 负载到约 1% 以下。例如,用 5MHz 以上的系统带宽发送 1.25MHz 的 SCH 时,能够减小 SCH 负载。

[0218] 此外,由于能够在时间上集中配置 SCH,因此能够用比 W-CDMA 更少的 SCH 负载来实现高速小区搜索。

[0219] 下面,参照图 12 说明主同步信道的发送处理和接收处理。

[0220] 发送装置 10 也可以由不连续的 (discrete) 子载波来发送主同步信道。例如,每隔 1 个子载波进行发送。例如,从某个子载波开始由第 1、3、5、7 号子帧,以所有小区公共的 PN-like 的模式进行发送。这时,所有的子帧发送公共的主同步信道。其结果,时间信号成为相当于载波间隔的重复信号。即,通过每隔 1 个子载波进行发送,时间上同样的模式被重复。即,在有效数据期间 (Effective data duration) 被重复两次时间上同样的模式。同样地,每隔两个子载波发送时,在有效数据期间被重复三次时间上同样的模式。即,空出子载波的间隔进行发送,从而相同的信号被重复发送。

[0221] 由此,移动台 (接收装置) 比较被重复发送的主同步信道,通过计算主同步信道之间的相位旋转量等,能够取得频率同步。

[0222] 作为接收端的处理,检测接收信号之间在时域中的互相关。这时,在隔开 1 载波以上来配置同步信道时是有效的。这时,能够根据相关值的相位旋转量而检测频率漂移 (drift) 量。

[0223] 此外,检测接收信号和主同步信道在时域中的相关。这时,能够根据 OFDM 码元内的部分相关的相位旋转量而检测频率漂移(drift)量。

[0224] 下面,参照图 13A 和图 13B 说明副同步信道的发送处理和接收处理。

[0225] 在帧中配置多个副同步信道时,也可以配置不同的副同步信道。即,对帧的每个同步信道改变码模式。例如,根据扰码组和子帧的位置而设为不同的调制模式。

[0226] 说明这时的接收处理。

[0227] 作为副同步信道的检测方法,有频域处理和时域处理。

[0228] 频域处理中如图 13A 所示,由主同步信道而得知码元定时,因此已知进行 FFT 处理的场所。所以,在 FFT 处理后进行。在使用绝对相位时,检测接收信号和副同步信道的相关。这时,有时因衰落的相位旋转而产生特性劣化。在使用与接近的主同步信道的绝对相位时,使特性追随衰落的相位旋转。即,把主同步信道看作导频,返回副同步信道的相位。然后计算相关值。

[0229] 时域处理在 FFT 之前进行,检测接收信号和副同步信道的相关。这时,在隔开两个载波以上来配置时,存在接收信号之间的互相关。

[0230] 此外,如图 13B 所示,将主同步信道和副同步信道配置在同一码元中。由此,能够减少由主同步信道进行信道估计时的衰落的影响。例如,在不同的码元位置上配置了主同步信道和副同步信道时,特别在快速移动中受到衰落变动的影响。例如,在不同的码元位置上被配置主同步信道 $P_1, P_2, P_3, \dots, P_{N/2}$ 和副同步信道 $S'_{k,1}, S'_{k,2}, S'_{k,3}, \dots, S'_{k,N/2}$ (k :扰码组索引, N :子载波号)。主同步信道在所有小区通用,副同步信道是表示扰码的码控制比特(扰码)。

[0231] 此外,也可以如图 13C 所示地,对同一 OFDM 码元由 FDM 进行复用,即不是像图 13B 那样交错配置 P-SCH 和 S-SCH,而是连续地配置 P-SCH 和 S-SCH。此外,也可以如图 13D 所示地,对同一 OFDM 由 CDM 进行复用,即使 P-SCH 和 S-SCH 重叠。

[0232] 如图 13E 所示,将 P-SCH 和 S-SCH 在同一 OFDM 码元上进行码复用,从而与用 FDM 进行复用的情况相比,P-SCH 在频率轴上连续配置,因此不会产生每隔 1 子载波配置 P-SCH 时产生的定时检测精度的劣化问题。

[0233] 此外,可以取较大的 S-SCH 的子载波数,即频率轴上的码长度,所以能够发送很多控制信息,例如小区 ID 组等。

[0234] 对 S-SCH 进行同步检波时,在频率轴上对于任意一个 S-SCH 的子载波,P-SCH 都被复用在同一子载波上,所以可进行将 P-SCH 作为基准的信道估计。

[0235] 例如,在 10msec 帧内 2 个或 4 个 OFDM 码元中配置 P-SCH 和 S-SCH。

[0236] 这样,通过在 10msec 帧内配置多个,能够得到时间分集效应。

[0237] 在 2 个或 4 个 OFDM 码元中配置 P-SCH 和 S-SCH 时,W-CDMA 的 SCH 的负载,例如,假设 10% 的发送功率比时,能够减小 SCH 负载到约 1% 以下。例如,用 5MHz 以上的系统带宽发送 1.25MHz 的 SCH 时,能够减小 SCH 负载。由于能够在时间上集中配置 SCH,因此能够用比 W-CDMA 更少的 SCH 负载来实现高速小区搜索。

[0238] 此外,也可以如图 13F 所示地将 P-SCH 和 S-SCH 在不同的 OFDM 码元上用 TDM 进行复用。

[0239] 例如,如图 13G 所示,将 P-SCH 和 S-SCH 在不同的 OFDM 码元上用 TDM 进行复用。由

此,与用 FDM 复用的情况相比,P-SCH 在频率轴上连续配置,因此不会产生每隔 1 子载波配置 P-SCH 时产生的定时检测精度的劣化问题。

[0240] 此外,可以取较大的 S-SCH 的子载波数,即频率轴上的码长度,所以能够发送很多控制信息,例如小区 ID 组等。

[0241] 作为 P-SCH 和 S-SCH 的配置,有以下所示的两种配置。

[0242] (1) 如图 13G 所示,隔开规定的帧量而配置 P-SCH 和 S-SCH。由此,例如隔开 5msec 而配置时,5msec 的单位可采用相同的结构。

[0243] (2) 如图 13H 所示,在时间轴上相邻地配置 P-SCH 和 S-SCH。由此,在 S-SCH 检测时,能够进行以 P-SCH 为基准的同步检波。

[0244] 具体来讲,在 10msec 帧内 2 个或 4 个 OFDM 码元中配置 P-SCH 和 S-SCH。

[0245] 这样,通过在 10msec 帧内配置多个,能够得到时间分集效应。

[0246] 在 2 个或 4 个 OFDM 码元中配置 P-SCH 和 S-SCH 时,W-CDMA 的 SCH 的负载,例如,假设 10% 的发送功率比时,能够减小 SCH 负载到约 1% 以下。例如,用 5MHz 以上的系统带宽发送 1.25MHz 的 SCH 时,能够减小 SCH 负载。

[0247] 此外,由于能够在时间上集中配置 SCH,因此能够用比 W-CDMA 更少的 SCH 负载来实现高速小区搜索。

[0248] 下面,详细说明本实施例的发送装置 10 的 CP 附加单元 114 中的处理。

[0249] CP 附加单元 114 在每个傅立叶对象时间,对多载波信号中插入 CP 选择单元 117 所选择的 CP。

[0250] CP(cyclic Prefix) 是为了即使信号因延迟波而在各种各样的定时到达,也能够吸收对信号处理的影响而设置的。实际上,一般由系统测量一组多路径,并基于其结果而决定 CP。这时,如果是来自一个基站的信号,则可知会产生哪种程度的延迟,因此基于该延迟而决定 CP。

[0251] 但是,是由来自多个基站的信号所合成的组播时,除了单纯的多路径引起的接收定时的分散之外,还会产生从多个基站发送信号而导致的传播延迟。即,被追加传播延迟的差,比接收来自一个基站的信号的情况,其分散更大。因此,组播的情况和普通的通信,例如单播的情况下,延迟的大小完全不同。

[0252] 因此,在本实施例中,作为无线帧,准备多种,例如两种。即,准备 CP 长度不同的多种,例如两种 CP。组播时使用具有较长的 CP 长度的 CP,单播时使用具有较短 CP 长度的 CP。单播时,若使用 CP 长度较长的 CP,则传输效率下降,因此在组播时使用 CP 长度较长的 CP。

[0253] 如图 14 所示,CP 选择单元 117 将同步信道码号和 CP 长度相对应地存储。CP 选择单元 117 基于该对应而选择 CP 长度。

[0254] 此外,CP 选择单元 117 也可以例如图 15 所示地,将同步信道码号和扰码组号以及 CP 长度相对应地存储。图 15 中,表示了 CP 长度为两种的情况。

[0255] 此外,CP 选择单元 117 也可以例如图 16 所示地,将同步信道码号和扰码组号相对应地存储。

[0256] 在本实施例中,说明使用 CP 长度不同的两种 CP 的情况。

[0257] 如上所述,具有较长的 CP 长度的 CP 在从多个基站发送相同的信号的组播的情况下使用。由此,可以吸收来自多个基站的传播延迟。

[0258] 具有较短 CP 长度的 CP 在组播以外的例如单播时使用。

[0259] CP 附加单元 114 将由 CP 选择单元 117 所指定的 CP 附加到从 IFFT 输出的多载波信号中。

[0260] 例如,如图 17A 和图 17B 所示,CP 附加单元 114 附加 CP,以使同步信道被配置在帧的开头或者末尾。图 17A 表示 CP 长度较短的情况,即帧内的 OFDM 码元数较大的情况,图 17B 表示 CP 长度较长的情况,即帧内的 OFDM 码元数较小的情况。在同一系统内,使用不同的 CP 长度时,子载波的间隔一定时,帧内的 OFDM 码元数会改变,因此对于帧边界的同步信道的位置也会改变。这样,通过附加 CP,以使同步信道被配置在帧的开头或者末尾,能够与 CP 长度无关地,使对于同步信道位置的帧边界的位置不变,因此能够容易进行接收装置 20 中的帧边界(帧定时)的检测。

[0261] 下面,参照图 18A 说明本发明实施例的接收装置 20。

[0262] 本实施例的接收装置 20 包括扰码接收定时检测电路 200。

[0263] 扰码接收定时检测电路 200 输入由天线接收到的组播信号,检测并输出扰码接收定时及 FFT 定时。

[0264] 具体来讲,扰码接收定时检测电路 200 将由天线接收到的组播信号输入到相关器 201。另一方面,同步信号副本生成器 202 生成预先设定的同步信号副本,依次输入到相关器 201 中。在相关器 201 中,进行接收到的多载波信号和同步信号副本的相关检测,其结果,所得到的表示各个峰值的相关值和其定时被存储在相关值和定时的存储器 203 中。定时检测电路 204 从相关值和定时的存储器 203 内的存储值中选择最大相关值和定时,作为扰码接收定时存储在存储器 205 中。定时检测电路 204 还通过扰码接收定时来计算 FFT 定时,存储到存储器 205。FFT 定时从该存储器 205 被输出到 CP 除去电路,扰码接收定时被输出到扰码确认电路和解调电路。

[0265] 例如,作为 P-SCH 信号波形,使用了将自相关特性较好的基本波形反转后重复的波形时,接收装置 20 成为图 18B 所示的结构。

[0266] 即,在参照图 18A 说明的接收装置 10 中,相关器 201 由对于基本波形的相关器 201-1、被输入对于基本波形的相关器 201-1 的输出信号的码反转单元 201-2、被输入码反转单元 201-2 的输出信号的对于上位层码的相关器 201-3 所构成。

[0267] 对于基本波形的相关器 201-1 进行多载波信号和基本波形的相关检测。这里,码长为 L/N 。码反转单元 201-2 将对于基本波形的相关器 201-1 的输出信号进行码反转。对于上位层码的相关器 201-3 对于码反转单元 201-2 的输出进行与上位层码的相关检测,并将 P-SCH 相关值输入到相关值和定时的存储器 203 中。这里码长为 N 。由此,可以不需要码长为 L 的较长的相关值。

[0268] 下面,参照图 19A、图 19B、图 19C、图 20 说明相关器 201 中的处理。

[0269] 相关器 201 取 CP 长度最小的同步信道副本与接收信号的相关。由此,能够用一种搜索方法来检测帧定时。

[0270] 例如,如图 19A 所示,接收装置 20 设定有效码元 S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4 作为相关计算中使用的同步信道,设定 S_4 被保存的同步信道副本作为 CP。例如,使用 CP 长度较短的 SCH。即,复制 S_4 的部分设为 CP。该同步信道副本中保存了 CP 长度最小的 CP。

[0271] 这里,从发送装置 10 发送了被附加 CP 长度较短的 CP 的信号时,在 S_4 的部分中出

现相关峰值（图 19B）。另一方面，从发送装置 10 发送了被附加 CP 长度较长的 CP 的信号时，也在 S4 的部分中出现相关峰值（图 19C）。

[0272] 从发送装置 10 发送了被附加 CP 长度较短的 CP 的信号和被附加 CP 长度较长的 CP 的信号时，出现相关峰值的都是 S4 的部分。由于同步信道副本的信号长度已知，因此 OFDM 码元的结尾可知，取相关的定时可知。

[0273] 此外，通过将同步信道配置在帧的末尾，能够容易地检测出帧的边界。

[0274] 此外，如图 20 所示，在将 1 帧分割为多个子帧中，也可以在子帧的末尾，即子帧的最后 OFDM 码元中配置同步信道。子帧中被配置有 OFDM 码元和保护间隔。保护间隔（循环前缀）的长度被定义为多种，例如两种，其长度也可以对每个子帧都不同。例如，保护间隔的长度基于发送方法，例如单播或者组播而决定。

[0275] 这时，各个子帧内的码元数存在两种。例如，存在组播的子帧和单播的子帧这两种。即，子帧内的码元数会改变。有效码元长和较短的保护间隔通用。

[0276] 将主同步信道配置在子帧的末尾，在移动台端计算 CP 长度较短的主同步信道的码元和接收信号的相关。这时，子帧的 CP 长度较长或者较短时，都在从子帧的末尾开始 CP 长度较短的主同步信道的长度之前的定时，观测相关值的峰值。即，有效数据码元长 + 较短的 CP 长量，在具有较短的 CP 长量的 CP 的子帧，具有较长的 CP 长量的 CP 的子帧中相同，所以终端能够不必识别 CP 长度而进行载波频率和同步定时检测。由此，不必识别子帧中所使用的 CP 长度，即与 CP 长度无关，同步信道的发送定时（位置）不变，因此即使没有 CP 长度的信息，移动台也能计算相关值而进行同步信道的搜索，能够确定帧定时。此外，帧之间的相关值的平均化也可以不意识到 CP 长度而进行。此外，进行多个子帧之间的平均化时，同步信道的发送定时也（位置）不变，因此容易进行平均化。

[0277] 此外，同步信道没有被配置在子帧的末尾时，假设与较长的 CP 长对应的定时和与较短的 CP 长对应的定时，并取其相关。

[0278] 此外，同步信道没有被配置在子帧的末尾时，也可以通知 CP 长。例如，对每个帧预先指定 CP 长的长度。预先保存用于表示同步信道中所使用的 CP 的 CP 长的信息。

[0279] 公共导频也可以同样地配置在子帧的末尾。

[0280] 此外，系统所定义的特定的一部分子帧，例如开头的子帧一定设为单播。即，开头的子帧在组播中不使用。

[0281] 组播的子帧为了能够进行软合并（soft-combining）而设为在小区之间通用的扰码，因此在小区搜索时，组播的子帧的公共导频无法在扰码检测时使用。

[0282] 因此，将开头的子帧一定设为单播（采用小区固有的扰码），从而能够解决上述的问题，能够在小区搜索中将公共导频用于扰码检测。

[0283] 此外，在 BCH 中，被报告小区固有的系统信息，因此通过由单播发送而配置在开头的单播专用的子帧中，从而可实现高效的无线帧结构。

[0284] 作为一例，参照图 21 说明在 10msec 的每个无线帧中被发送两个同步信道的情况。开头的子帧一定设为单播，使用被乘以小区固有的扰码的导频。后续的子帧可使用于单播或者 MBMS。单播时应用施加了小区固有的扰码的导频和较短的 CP，MBMS 时应用施加了小区公共的扰码的导频和较长的 CP。

[0285] 此外，通过将 BCH 配置在同步信道的一定时间之后，移动台能够在使用同步信道

进行小区搜索后,立即接收 BCH,能够减少 BCH 接收完毕为止的时间。

[0286] 下面,说明用不同的 CP 长的基准信号 (Reference signal) 来进行小区 ID 检测的情况。

[0287] 这时,也可以由系统预先规定特定的子帧的 CP 长。

[0288] 例如,决定帧开头的子帧使用较长的 CP 长 (long CP) 或者较短的 CP (shortCP)。在小区搜索时,使用子帧的基准信号来检测小区 ID。此外,使用基准信号,除了小区 ID 之外,还可以检测扇区 ID 等其他信息。

[0289] 这时,由 S-SCH 通知帧内的各个子帧的 CP 长。例如,通知所有子帧的 CP 长。由此,由 S-SCH 通知的信息数量增加,但在小区搜索中能够利用所有子帧的基准,因此能够快速检测出小区 ID。

[0290] 此外,也可以仅对一部分子帧,由 S-SCH 通知 CP 长。在小区搜索中,不需要使用那么多子帧数,因此可以将由 S-SCH 通知的信息数设为必要最低限度。移动台仅利用被通知的子帧的基准信号。

[0291] 此外,也可以使系统中使用的各个子帧的 CP 长为完全任意,移动台盲 (blind) 检测 CP 长。这时,检测与两个 CP 长对应的基准信号,使用相关值较大一方的结果。

[0292] 说明基准信号的带宽。

[0293] SCH 由 1.25MHz 的固定带宽所发送,但基准信号的带宽在小区搜索阶段不知道。因此,根据以下的方法来决定所使用的基准信号的带宽。

[0294] (1) 由 S-SCH 通知基准信号的带宽。由此,由 S-SCH 通知的信息数增加,但能够利用基准信号的所有带宽,能够实现快速小区搜索。

[0295] (2) 使用与由 S-SCH 通知的 BCH 带宽相同带宽的基准信号。由 S-SCH 通知 BCH 的带宽时,至少以 BCH 带宽以上的带宽来发送基准信号,因此在小区搜索中使用与 BCH 相同带宽的基准信号。由此,不用增加由 S-SCH 通知的信息数量,就能够利用较宽的带宽的基准信号。

[0296] 下面,说明公共导频被配置在子帧的末尾时的发送装置 10 的结构。如图 22 所示,发送装置 10 包括与合成单元 109 连接的导频信号生成单元 130。

[0297] 在图 22 中,应用 OFDM 时,也同样消除了与 OFDM 的扩频相关联的部分。具体来讲,数据信道生成器 100.2 ~ 100.x、复制 106、短周期扩频码生成单元 107、乘法器 108 以及合成单元 109 被消除。此外,从串并联变换单元 105 输出 N 个信息码元。即,从串并联变换单元 105 输出的 N 个信息码元通过乘法单元 111 被乘以扰码。

[0298] 此外,从发送装置 10 发送同步信道至接收装置 20 时,需要通知有关被附加的 CP 长的信息,例如由控制信道通知。这时,需要通知有关被附加在控制信道的 CP 长的信息,通过预先设定控制信道附加具有较长的 CP 长的 CP,使接收装置 20 知道。

[0299] 此外,发送装置 10 也可以由前帧的控制信道通知有关被附加的 CP 长的信息,在接收装置 20 中也可以由低层取其相关进行区别。

[0300] 此外,在计算相关时,接收装置 20 计算接收信号和同步定时副本的相关,基本上需要实数 (复数) 计算。

[0301] 这时,如图 23 所示,相关器 201 对于同步信道副本,使其近似于整数值,例如 ± 1 。由此,能够用接收采样信号的加减运算来进行接收装置 20 中的相关处理。此外,相关器 201

设想该相关处理,将同步信道的的时间波形使用接近整数值例如 ± 1 的信号。例如,在移动台的接收装置中,计算该信号和接收信号的相关。这时,能够由加减运算来实现相关计算。由此,能够减少接收装置 20 中的运算处理量,减少消耗功率。

[0302] 下面,参照图 24 说明设想了在频域中的处理的接收装置。

[0303] 接收装置 30 包括:被输入接收信号的 FFT 单元 302;与 FFT 单元 302 连接的信号分离器 304;与信号分离器 304 连接的信道估计单元 306;与信号分离器 304 和信道估计单元 306 连接的解调单元 308;与解调单元 308 连接的副同步信道相关单元 310;与副同步信道相关单元 310 连接的峰值检测单元 312。

[0304] 通过 FFT 定时检测单元,使用主同步信道求 FFT 定时,并输入到 FFT 单元 302。

[0305] 在 FFT 单元 302 中,进行 FFT 处理,并输入到信号分离器 304。

[0306] 通过信号分离器 304,被复用的信号分配到主同步信道 (P-SCH) 和副同步信道 (S-SCH)。

[0307] 例如,在 P-SCH 和 S-SCH 由 FDM 复用时,信道估计单元 306 对于 S-SCH 的同步检波,使用检波的 S-SCH 子载波两侧的 N 个 P-SCH 作为基准(相当于导频)而进行信道估计。这时,P-SCH 的码为已知。

[0308] N 越大则噪音干扰的抑制效果越高,但过大则会受到频率选择性衰落的影响。因此,作为 N 使用 1 ~ 3 左右的值。此外,这时,也可以随着从检波的 S-SCH 子载波的距离越远,使用较小的加权。

[0309] 例如,如图 24B 所示地对 s2 进行检波时,使用 p2 和 p3 进行信道估计。进而,也可以加上 p1 和 p4 进行信道估计。从这一观点出发,对于信道估计来说优选使用 CAZAC 码这样的低振幅的码作为 P-SCH。

[0310] 此外,例如,在 P-SCH 和 S-SCH 由 TDM 复用时,信道估计单元 306 对于 S-SCH 的同步检波,也可以使用与检波的 S-SCH 子载波相同的子载波上端和两侧的 N 个 P-SCH 作为基准(相当于导频)而进行信道估计。这时,P-SCH 的码为已知。

[0311] N 越大则噪音干扰的抑制效果越好,但过大则会受到频率选择性衰落的影响。因此,作为 N 使用 1 ~ 6 左右的值。此外,这时,也可以随着从检波的 S-SCH 子载波的距离越远,使用较小的加权。

[0312] 例如,如图 24C 所示地对 s4 进行检波时,使用 p4 进行信道估计。进而,也可以加上 p3 和 p5 进行信道估计。

[0313] 此外,例如,在 P-SCH 和 S-SCH 由 CDM 复用时,信道估计单元 306 对于 S-SCH 的同步检波,也可以使用与检波的 S-SCH 子载波相同的子载波上端和两侧的 N 个 P-SCH 作为基准(相当于导频)而进行信道估计。这时,P-SCH 的码为已知。

[0314] N 越大则噪音干扰的抑制效果越高,但过大则会受到频率选择性衰落的影响。因此,作为 N 使用 1 ~ 6 左右的值。此外,这时,也可以随着从检波的 S-SCH 子载波的距离越远,使用较小的加权。

[0315] 例如,如图 24D 所示地检波 s4 时,使用 p4 进行信道估计。进而,也可以加上 p3 和 p5 进行信道估计。

[0316] 主同步信道被输入到信道估计单元 306,副同步信道被输入到解调单元 308。

[0317] 在信道估计单元 306 中,进行信道估计,其结果被输入到解调单元 308。

[0318] 在解调单元 308 中,进行解调处理。这时,进行相位、振幅补偿。例如,解调单元 308 在衰落的影响较小的范围内使用与解调的副同步信道的子载波相邻的至少两侧的子载波的主同步信道而进行解调处理。

[0319] 副同步信道相关单元 310 取副同步信道的相关。

[0320] 峰值检测单元 312 通过检测峰值,进行扰码、帧定时等控制信息的检测。

[0321] 说明副同步信道相关时的主同步信道的频率方向的平均化数。

[0322] 图 25A 表示步行速度中的 SNR 和检测概率的关系。

[0323] 在图 25A 中,横轴表示 SNR,纵轴表示检测概率 (Detection probability)。Nref 表示主同步信道的子载波数。

[0324] 在图 25A 中, $f_D = 5.55\text{Hz}$ 、 $N_{\text{ref}} = 2$ 是两侧的一个子载波, $N_{\text{ref}} = 4$ 是两侧的两个子载波, $N_{\text{ref}} = 6$ 是两侧的三个子载波。

[0325] 根据图 25A,可知增加利用的子载波数,能够使检测概率提高。但是,通过增加利用的子载波数,衰落的影响也会变大。

[0326] 图 25B 表示车的行使速度中的 SNR 和检测概率的关系。

[0327] 在图 25B 中,横轴表示 SNR,纵轴表示检测概率 (Detection probability)。Nref 表示主同步信道的子载波数。

[0328] 在图 25B 中, $f_D = 5.55\text{Hz}$ 、 $N_{\text{ref}} = 2$ 是两侧的一个子载波, $N_{\text{ref}} = 4$ 是两侧的两个子载波, $N_{\text{ref}} = 6$ 是两侧的三个子载波。

[0329] 根据图 25B,可知增加利用的子载波数,能够使检测概率提高。但是,通过增加利用的子载波数,衰落的影响也会变大。

[0330] 下面,参照图 26 说明通过自相关而进行定时检测、频率偏移的补偿的接收装置 20。

[0331] 本实施例的接收装置 20 包括扰码接收定时检测电路 200。

[0332] 扰码接收定时检测电路 200 输入由天线接收到的多载波信号,检测并输出扰码接收定时和 FFT 定时。

[0333] 具体来讲,扰码接收定时检测电路 200 将天线用重复周期 T 发送的多载波信号在延迟附加单元 206 中,延迟时间 T ,并将被附加了延迟的信号和附加延迟之前的信号通过加法器 207 进行加法运算,加法运算过的信号在积分器 208 中对于重复时间 T 进行积分,并被输入到峰值检测单元 209。峰值检测单元 209 基于被输入的信号进行定时检测。通过这样构成,能够通过自相关而进行定时检测、频率偏移的补偿。

[0334] 此外,发送装置 10 也可以应用发送分集而发送同步信道 (SCH)。

[0335] 例如,利用适合于使用了 SCH 的小区搜索的发送分集而进行发送。在小区搜索中,与通常的数据信道的发送接收不同,基站 - 移动台之间的控制环没有确立,因此使用开环型的发送分集。此外,在小区搜索中,在接收装置 20 进行相关检测,因此适合切换型的发送分集或者延迟分集。例如,作为发送分集,可以应用 TSTD(Time Switched Transmit Diversity)、FSTD(Frequency Switched Transmit Diversity)、CDD(Cyclic Delay Diversity) 中的任意一个。

[0336] 此外,进行 MIMO 传输时,从多个天线中的特定的一个天线发送。此外,也可以通过 TSTD(Time Switched Transmit Diversity) 来发送。此外,也可以通过同时发送来得到延

迟分集。例如,具备 4 条天线的发送装置时,4 条发送天线都以 1/4 的功率进行发送。此外,这时,天线之间错开发送定时。由此,在接收装置端能够得到较高的路径分集效果。

[0337] 此外,在包括多个发送天线时,也可以仅从 2 条天线发送 SCH、CPICH。也可以是从所有天线发送 SCH,仅从 2 条天线发送 CPICH。

[0338] 从 4 条天线发送 CPICH 时,例如使其能够在频率轴上正交地进行发送。在接收装置中,通过被发送的公共导频信号而进行信道估计,进行控制信道的解调。从 4 条天线发送时,不得不使用频率轴上离散处的公共导频信号,因此存在信道估计精度下降的问题。优选导频的间隔在频率轴上较窄。因此,仅从 2 条天线发送 CPICH。由此,要正交复用的 CPICH 数减少为 2,所以能够保持较高的正交性。所以,能够提高利用了 CPICH 的信道估计等的精度,能够提高 L1/L2 控制信道等的接收质量。

[0339] 这时,移动台在小区搜索时设想最大仅从 2 条天线发送而进行处理即可。因此,能够简化接收处理,此外,还能简化无线接口。

[0340] 图 27A 表示发送天线数为 4 时的同步信道和公共导频信道的结构例。在该图的例子中,同步信道从 4 条发送天线发送,公共导频信道仅从 2 条发送天线发送。

[0341] 例如,说明发送天线数为 4 时,发送 SCH 和 CPICH 的 2 条天线的组合。

[0342] 发送 SCH 和 CPICH 的 2 条天线也可以为固定。例如,如图 27B 所示,有 #1 至 #4 的发送天线时,发送 SCH 和 CPICH 的天线通常设为 #1 和 #2。在图 27B 中,纵轴是发送天线,横轴是时间。

[0343] 此外,发送 SCH 和 CPICH 的 2 条天线也可以在系统中预先定义。由此,能够简化发送接收处理。

[0344] 此外,也可以随时间而改变发送 SCH 和 CPICH 的 2 条天线的组合。即,预先决定多个发送 SCH 和 CPICH 的 2 条天线的组合模式,并将该模式随时间而改变。

[0345] 例如,如图 27C 所示,有 #1 至 #4 的发送天线时,在时刻 $4n$ (n 为自然数) 时仅从 #1 和 #2 发送,在时刻 $4n+1$ 时仅从 #2 和 #3 发送,在时刻 $4n+2$ 时仅从 #3 和 #4 发送,在时刻 $4n+3$ 时仅从 #4 和 #1 进行发送。这时,组合模式的变更方法由系统预先定义。由此,发送接收处理会变得有些复杂,但能够得到分集效果(随机化)。

[0346] 此外,对于从 2 条天线发送的 SCH,也可以应用发送分集。通过这样仅设为 2 条天线,能够简化无线接口和发送接收处理,能够得到发送分集的优点。这时,作为对于 SCH 的发送分集,可以应用 TSTD、FSTD、CDD 中的任意一个。此外,作为对于 CPICH 的发送分集,可以应用 FDM、CDM 中的任意一个。此外,也可以将对于 SCH 的发送分集和对于 CPICH 的发送分集进行组合。

[0347] 下面,参照图 28 说明本实施例的发送装置 10 的动作。

[0348] 发送装置 10 的同步信号数据发生单元 121 基于同步信道的扰码和发送方法,例如单播或者组播而选择同步信道码号(步骤 S1602)。

[0349] 接着,对同步信号码元乘以与同步信道码号对应的扰码组号所包含的扰码(步骤 S1604)。

[0350] 接着,对同步信号乘以振幅调节序列值(步骤 S1606)。

[0351] 接着,附加与同步信道码号对应的 CP 后发送(步骤 S1608)。

[0352] 下面,对于本实施例的接收装置 20 的动作,分为不进行扰码组分配的情况和进行

的情况来说明。

[0353] 首先,参照图 29A 说明不进行扰码组分配的情况。

[0354] 定时检测电路 204 进行通过同步信道的码元和帧定时的检测 (步骤 S1702)。

[0355] 接着,定时检测电路 204 通过公共导频进行扰码 (或者小区 ID) 的检测 (步骤 S1704)。

[0356] 参照图 29B 说明进行扰码组分配的情况。

[0357] 定时检测电路 204 进行通过同步信道的码元和帧定时的检测 (步骤 S1706)。

[0358] 接着,定时检测电路 204 通过同步信道进行扰码组 (或者小区 ID 组) 的检测 (步骤 S1708)。

[0359] 接着,定时检测电路 204 通过公共导频进行扰码的检测 (步骤 S1710)。

[0360] 例如,定时检测电路 204 通过对基准信号之间的相位差进行积分,检测基准信号的相关。由于基准信号的子载波间隔较宽,因此通过对子载波之间的相位差进行积分来检测扰码。

[0361] 此外,也可以根据预先假定的扰码模式将相位差进行码反转而积分。由此,在扰码一致时能够得到较大的相关值。

[0362] 例如,由 S-SCH 检测了小区结构时,在一个扇区结构时,由该相关方法进行检测。

[0363] 如图 29C 所示,可以通过对同一子帧中的子载波之间的相位差进行积分来检测扰码,并且也可以如虚线所示,通过对不同的幅帧中的子载波之间的相位差进行积分来检测扰码。

[0364] 此外,例如,在应用了扇区间正交导频时,例如由 S-SCH 检测了小区结构的结果,检测出是 3 扇区结构时,由于由相邻的 3 个子载波构成正交模式,因此,如图 29D 所示,定时检测电路 204 用相邻的 3 个子载波进行与正交导频模式相应的同相加法运算,并取出假定的扇区的基准信号。其结果,作为基准信号,能够取出 c_1 、 c_2 、 c_3 、...

[0365] 接着,关于基准信号 c_1 、 c_2 、 c_3 、...,根据扰码模式对相邻块之间的相位差进行积分而检测扰码。

[0366] 如图 29D 所示,也可以用同一幅帧中的相邻的 3 个子载波进行与正交导频模式相应的同相加法运算,从而取出假定的扇区的基准信号,并且也可以如虚线所示,通过用不同的幅帧中的相邻的 3 个子载波进行与正交导频模式相应的同相加法运算,从而取出假定的扇区的基准信号。

[0367] 下面,参照图 29E 说明小区搜索步骤。

[0368] 在小区搜索中,被检测出要连接的载波频率,要连接的小区的接收定时,例如 FFT 定时、帧定时等,以及要连接的小区的扰码。

[0369] 接收定时也可以由保护间隔来检测。但是,切换 (handover) 处的小区搜索的定时检测,其精度较差。并且,保护间隔无法正确地同时检测出载波频率。在偏移的频率也被检测出较大的相关值。因此,优选通过同步信道进行定时检测。

[0370] 定时检测电路 204 进行载波频率的检测 (步骤 S2502)。

[0371] 接着,定时检测电路 204 进行接收定时 (码元电平) 的检测 (步骤 S2504)。

[0372] 这里,也可以同时检测步骤 S2502 和步骤 S2504。这时使用主同步信道。此外,在频域的处理中,FFT 处理变得非常大,因此优选在时域中进行处理。此外,通过保护间隔的

相关检测,进行预备检测,从而能够削减处理量。

[0373] 接着,定时检测电路 204 进行接收帧定时的检测(步骤 S2506)。

[0374] 例如,1 帧中配置有 1 处同步信道时,检测接收定时的同时,还进行接收帧的检测。

[0375] 另一方面,1 帧中配置有多个同步信道时,需要在接收定时的检测处理后进行接收帧的检测处理。为了进行接收帧的检测处理,使用副同步信道。

[0376] 接着,定时检测电路 204 进行扰码组的确认(步骤 S2508)。

[0377] 这里,也可以同时检测步骤 S2506 和步骤 S2508。这时,若同步信道发送周期为帧周期,则不需要帧定时检测。此外,这些处理中使用副同步信道。此外,可以在频域中进行处理,也可以在时域中进行处理。

[0378] 接着,进行扰码的确认(步骤 S2510)。

[0379] 作为小区搜索的步骤,也可以如图 29F 所示,在频率同步及定时的检测步骤后,经过帧定时检测、小区 ID 组(扰码组)检测、扇区及发送天线数检测、BCH 发送带宽检测、CP 长检测的步骤,进行小区 ID(扰码组)检测、扇区检测的步骤。

[0380] 该处理中,使用公共导频信道。此外,可以在频域中进行处理,也可以在时域中进行处理。

[0381] 下面,参照图 30 说明各个扇区中的同步信道的映射。

[0382] 例如,一个基站覆盖的小区由 3 个扇区构成时,在扇区之间使帧定时通用。

[0383] 在 W-CDMA 中,扇区之间定时错位,各个扇区中的扰码也各不相同。因此,在扇区之间也发送不同的副同步信道。

[0384] 在本实施例中,主同步信道在扇区之间使帧定时通用。扇区之间帧定时通用,其他扇区的主同步信道不会成为干扰,对帧定时的检测是有效的。

[0385] 此外,在本实施例中,副同步信道由各个扰码组定义。在一个基站中,扰码相同,由导频的模式所识别的扰码组也相同。因此,副同步信道也在扇区之间使帧定时通用。

[0386] 本国际申请主张基于 2005 年 6 月 14 日申请的日本专利申请 2005-174391 号的优先权,基于 2005 年 8 月 23 日申请的日本专利申请 2005-241901 号的优先权,基于 2006 年 1 月 18 日申请的日本国际申请 2006-010500 号的优先权,基于 2006 年 3 月 20 日申请的日本国际申请 2006-077821 号优先权,将 2005-174391 号、2005-241901 号、2006-010500 号和 2006-077821 号的全部内容援用到本国际申请中。

[0387] 工业上的可利用性

[0388] 本发明的发送装置、接收装置、移动通信系统及同步信道发送方法可以应用于无线通信系统中。

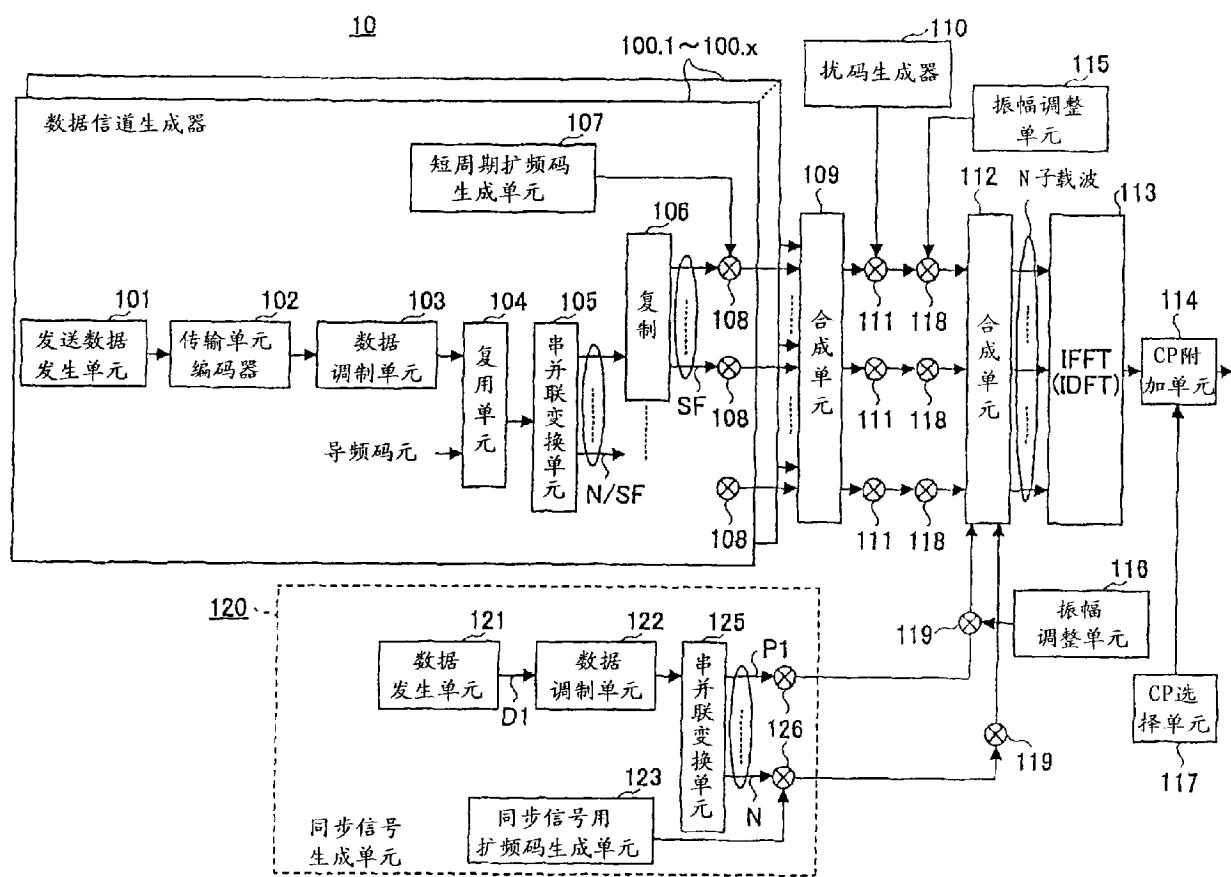


图 1

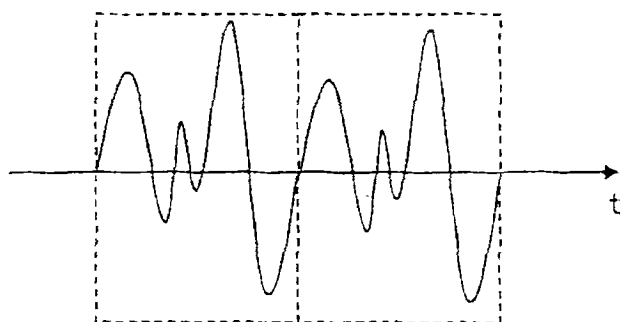


图 2A



图 2B

SCH码号	扰码组号
C(1)	#1
C(2)	#2
C(3)	#3
C(4)	#4
⋮	⋮
C(N _{CD})	#N _{CD}

图 3

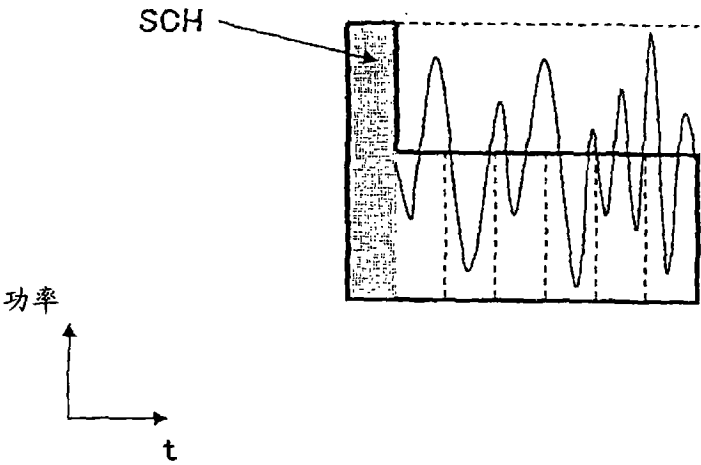


图 4A

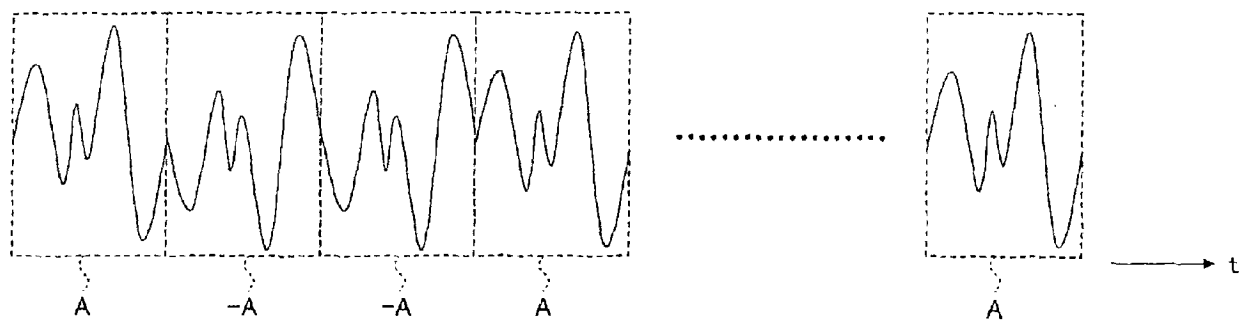


图 4B

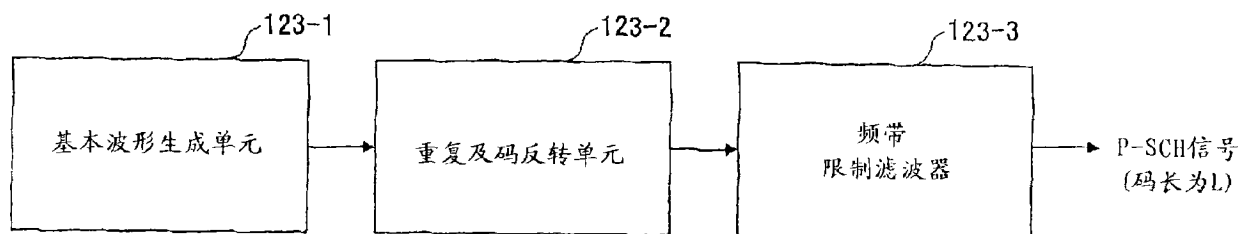


图 4C

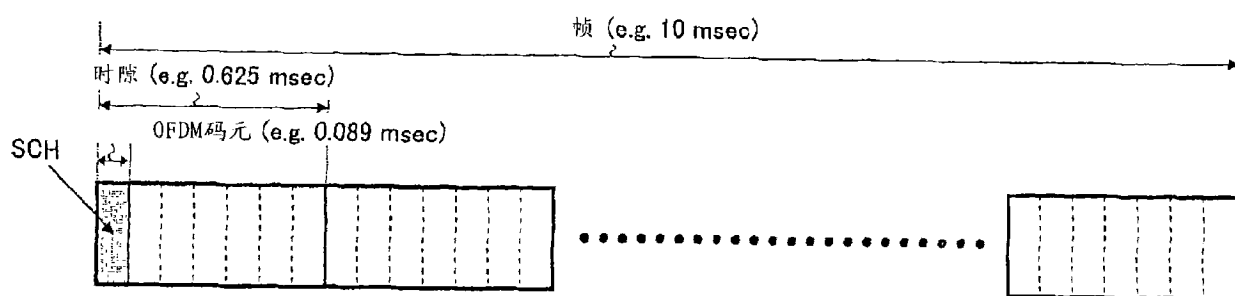


图 5A

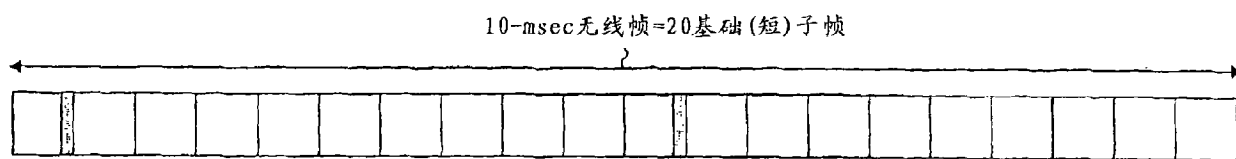


图 5B

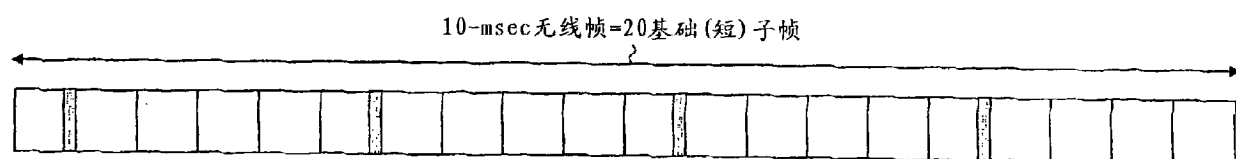


图 5C

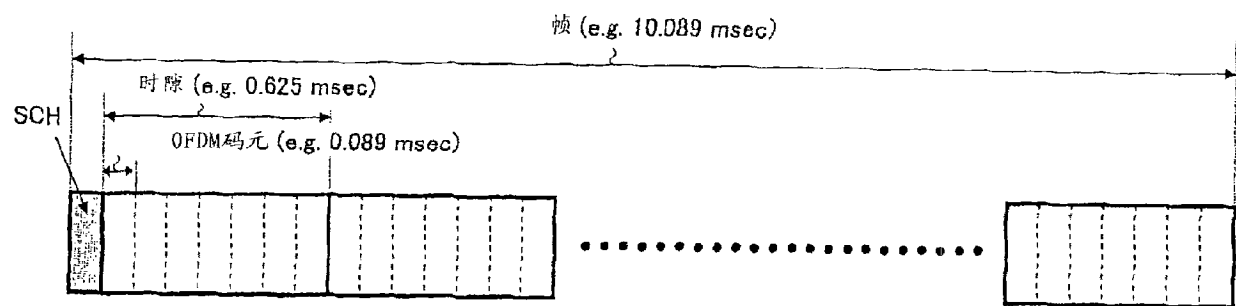


图 5D

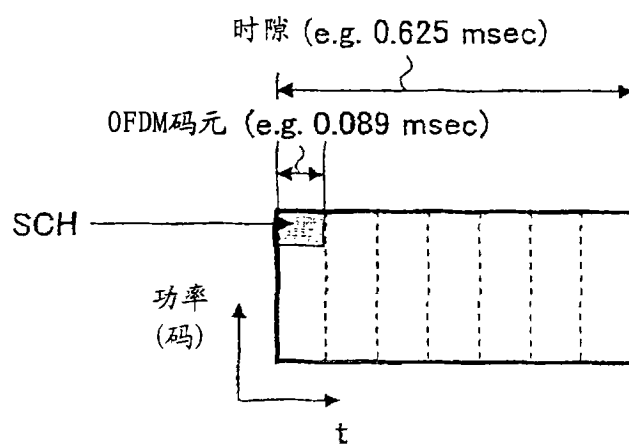


图 6A

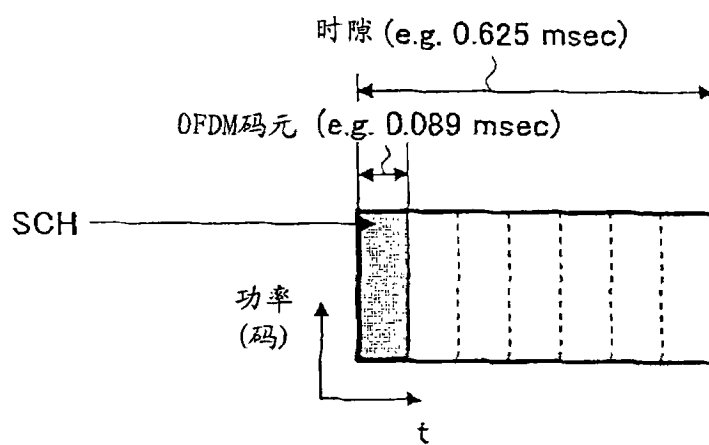


图 6B

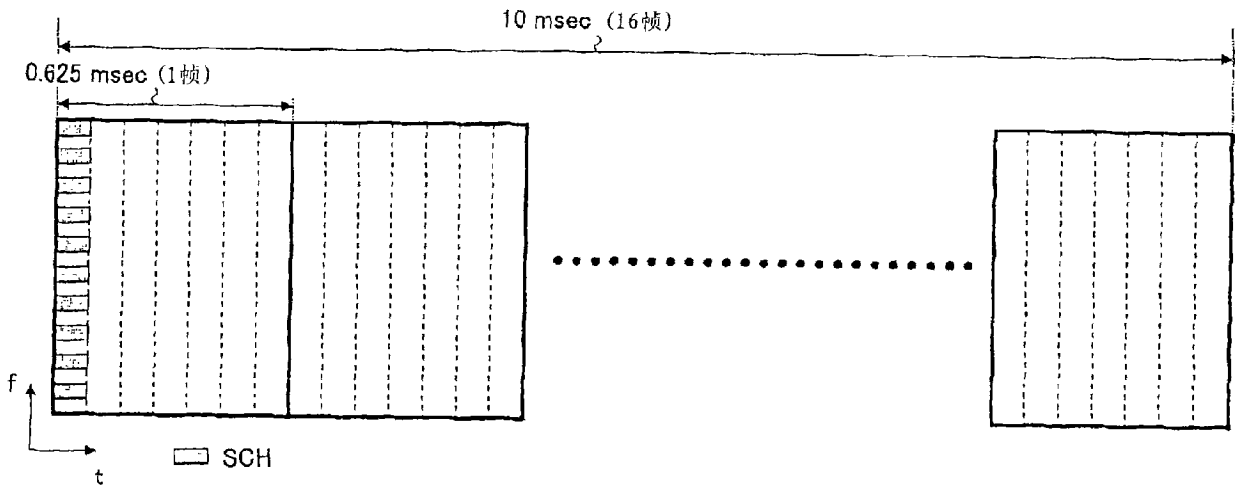


图 7

	TDM	FDM	CDM
正交复用型			
非正交复用型			

图 8

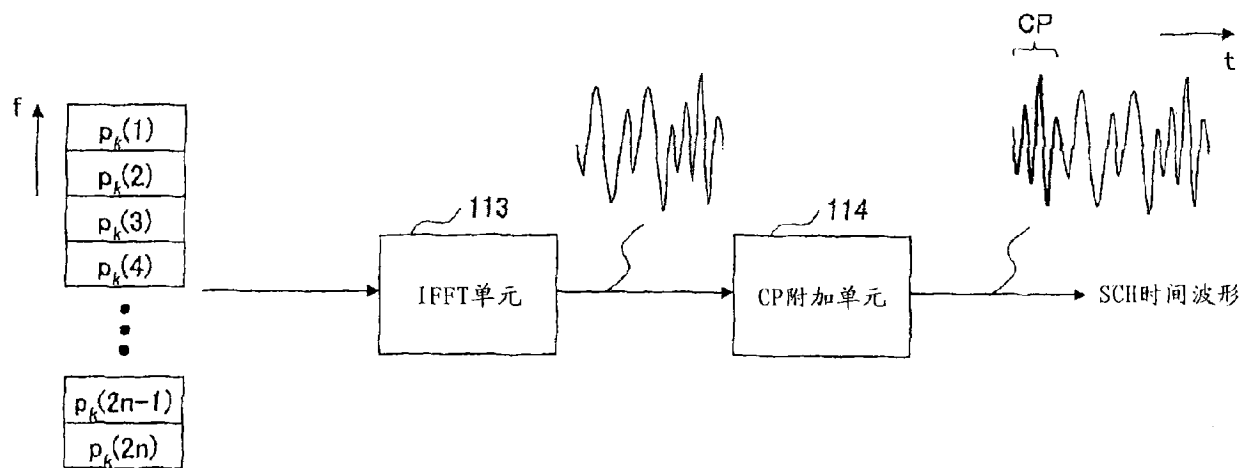


图 9

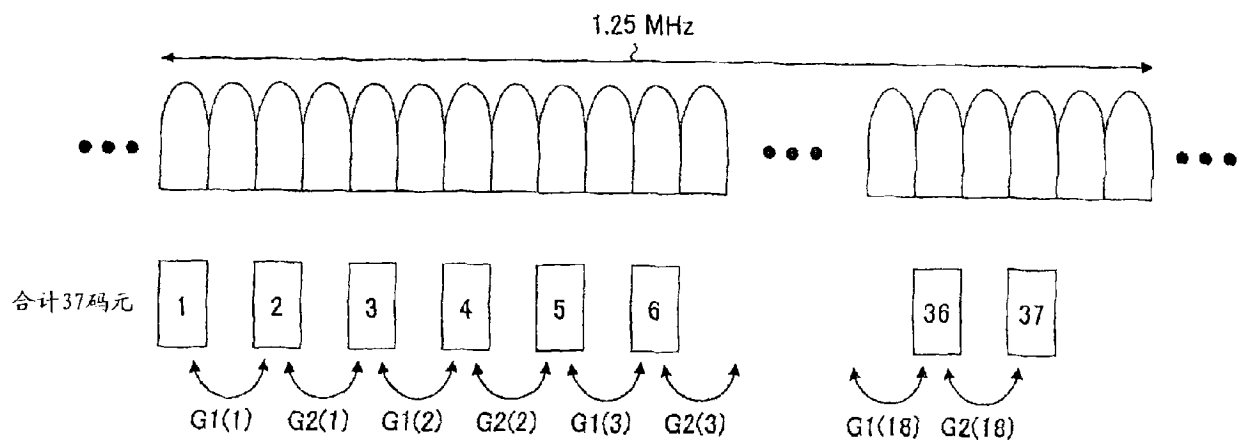


图 10A

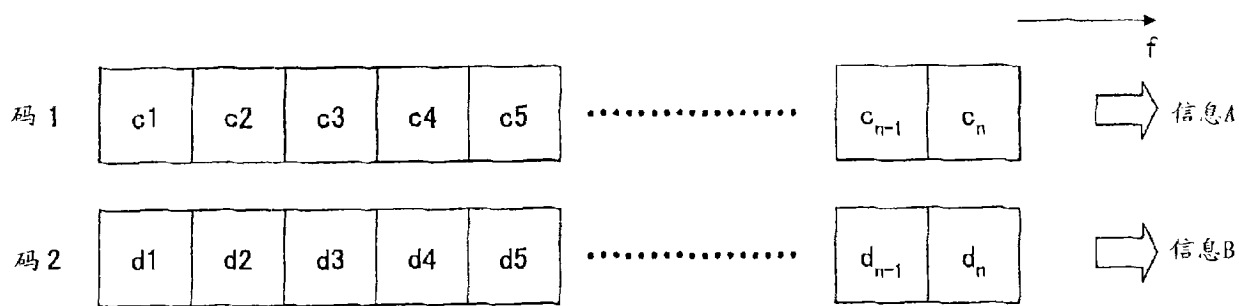


图 10B

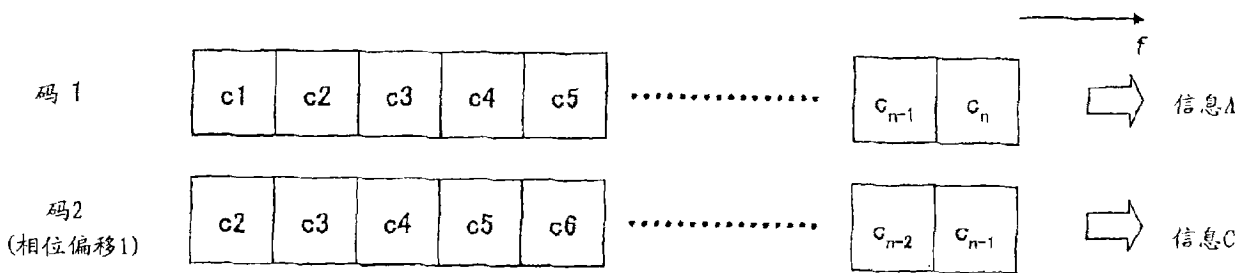


图 10C

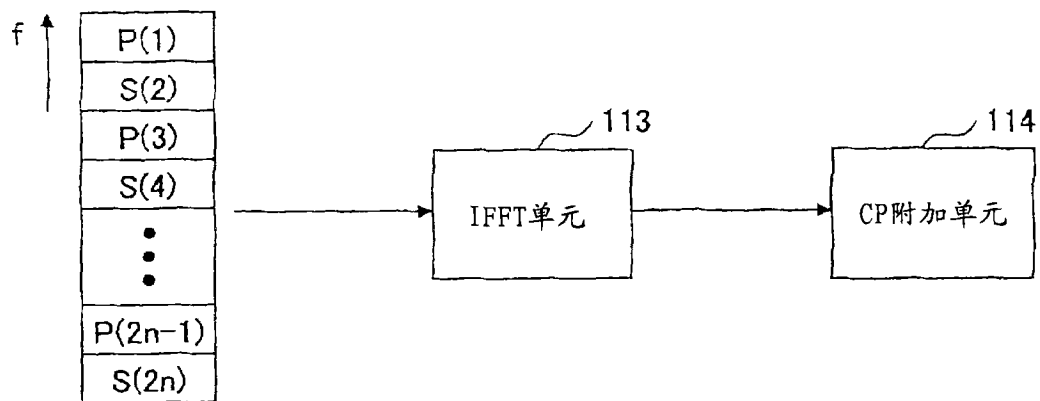


图 11A

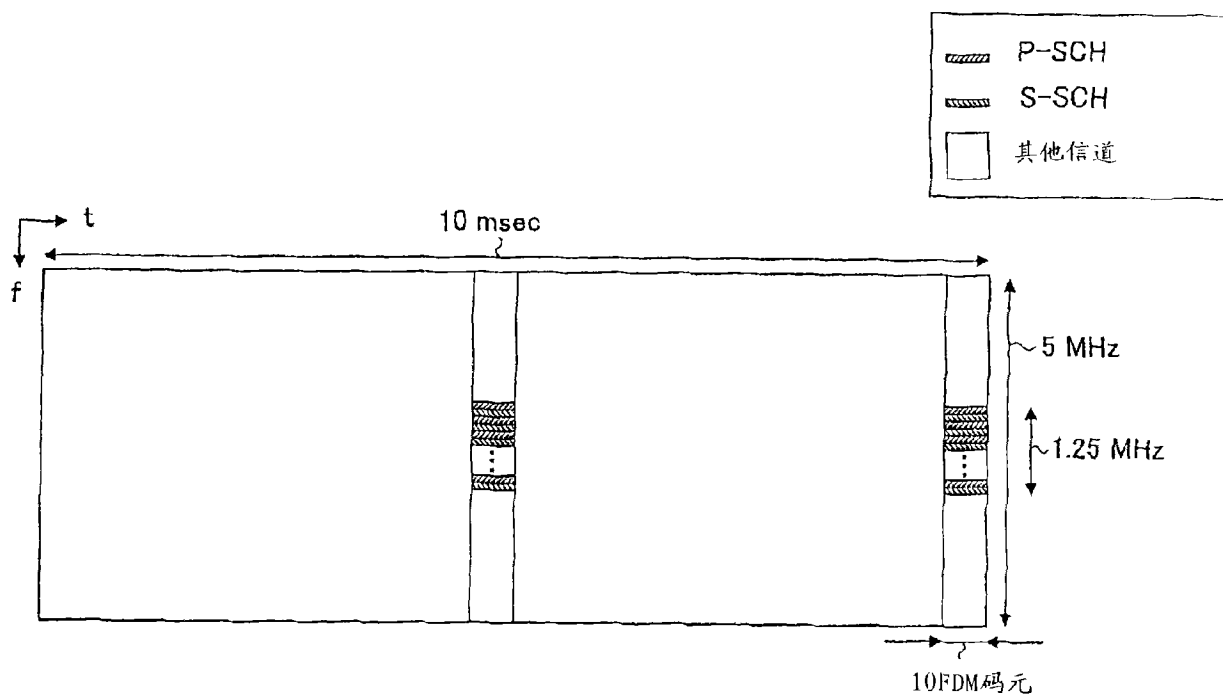


图 11B

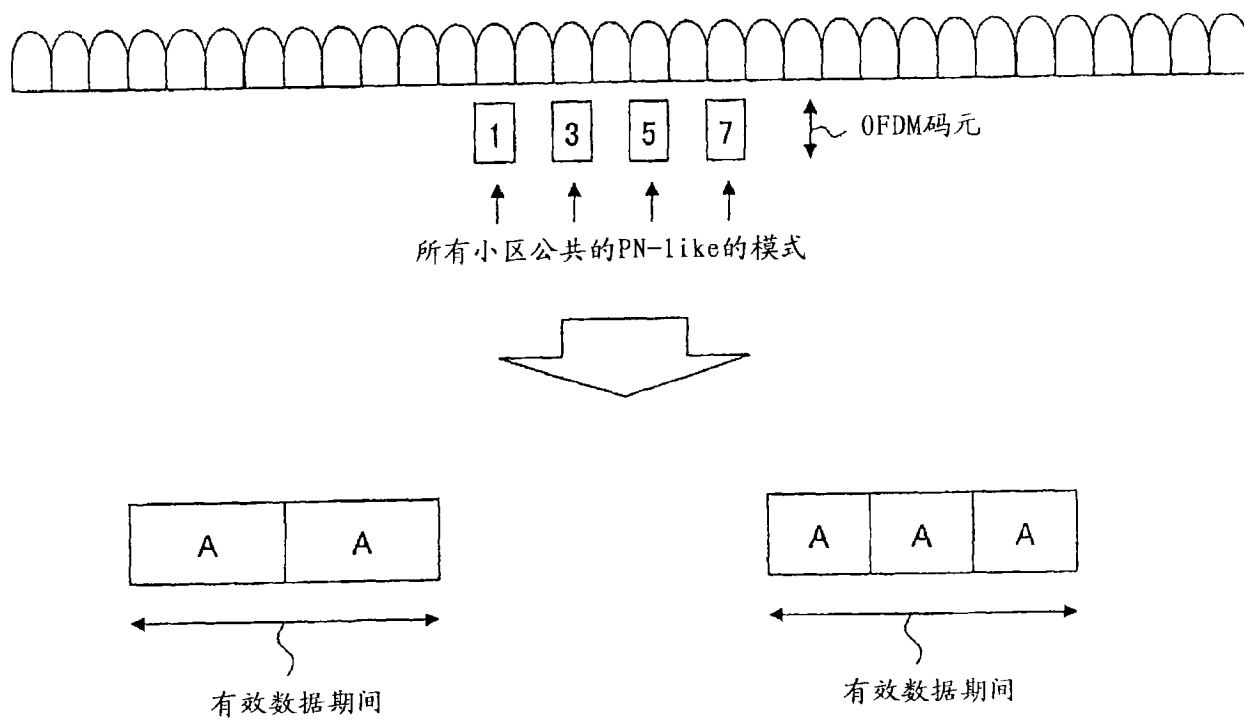


图 12

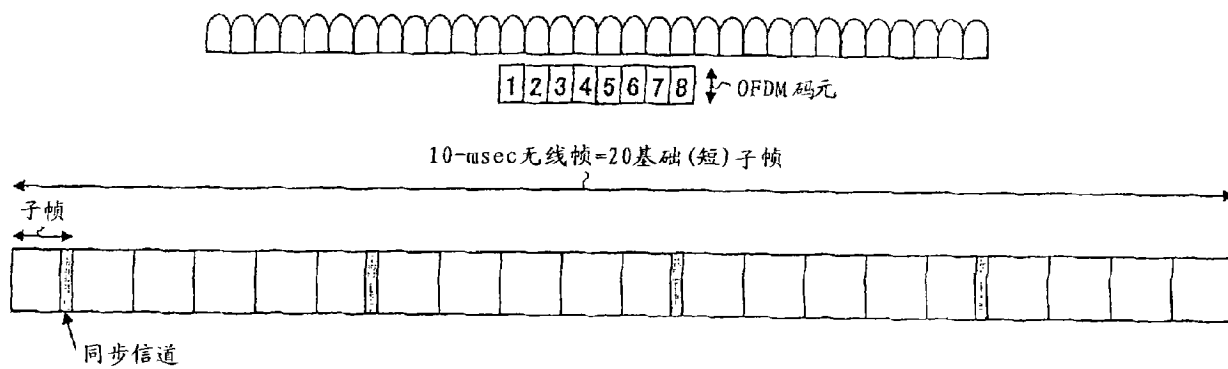
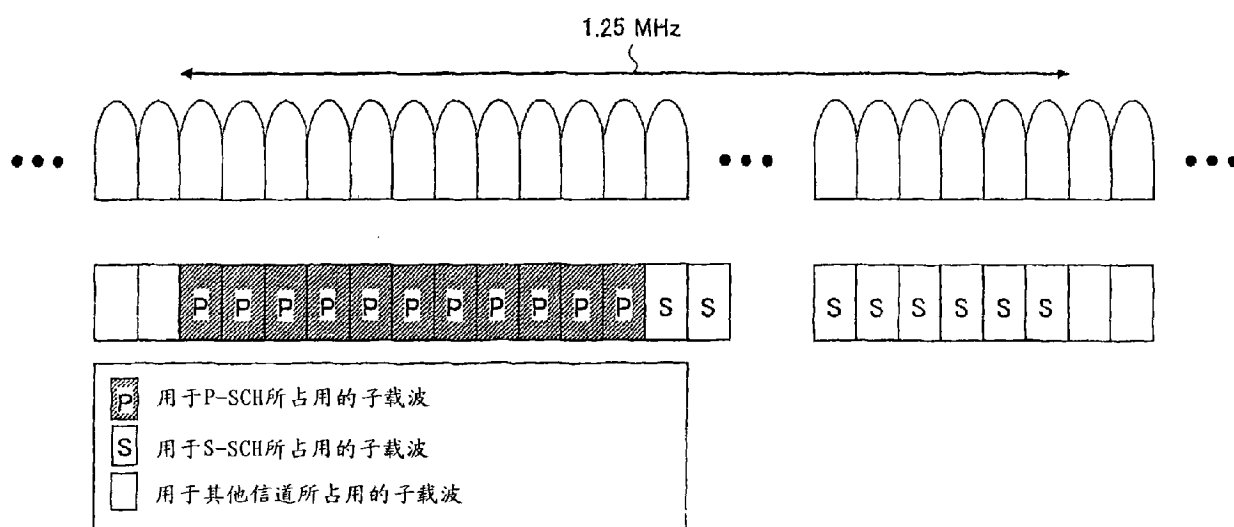
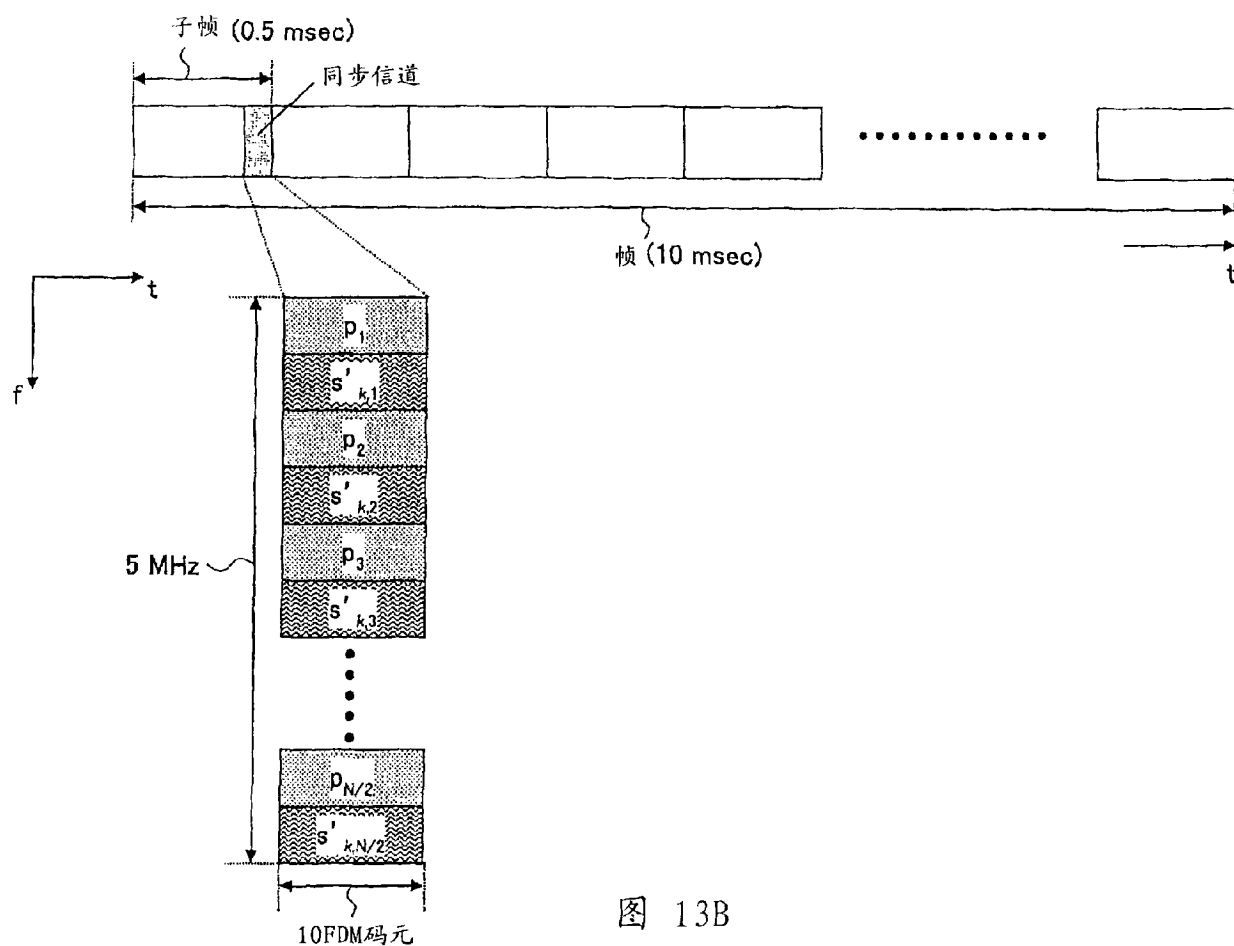


图 13A



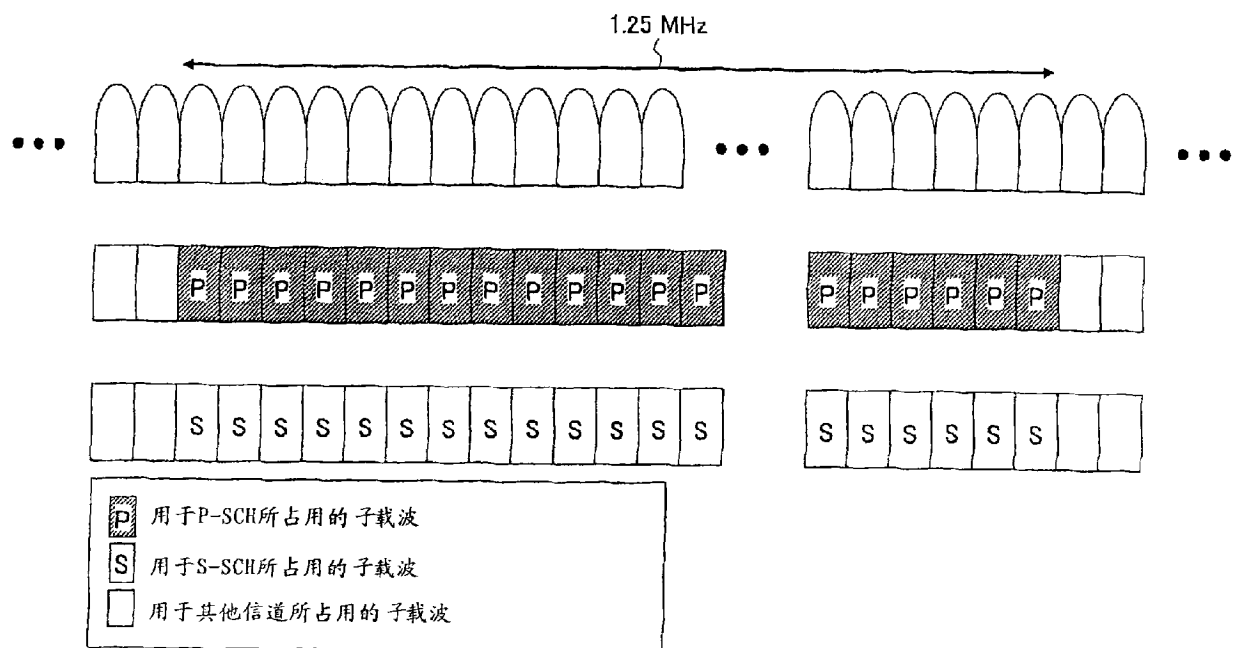


图 13D

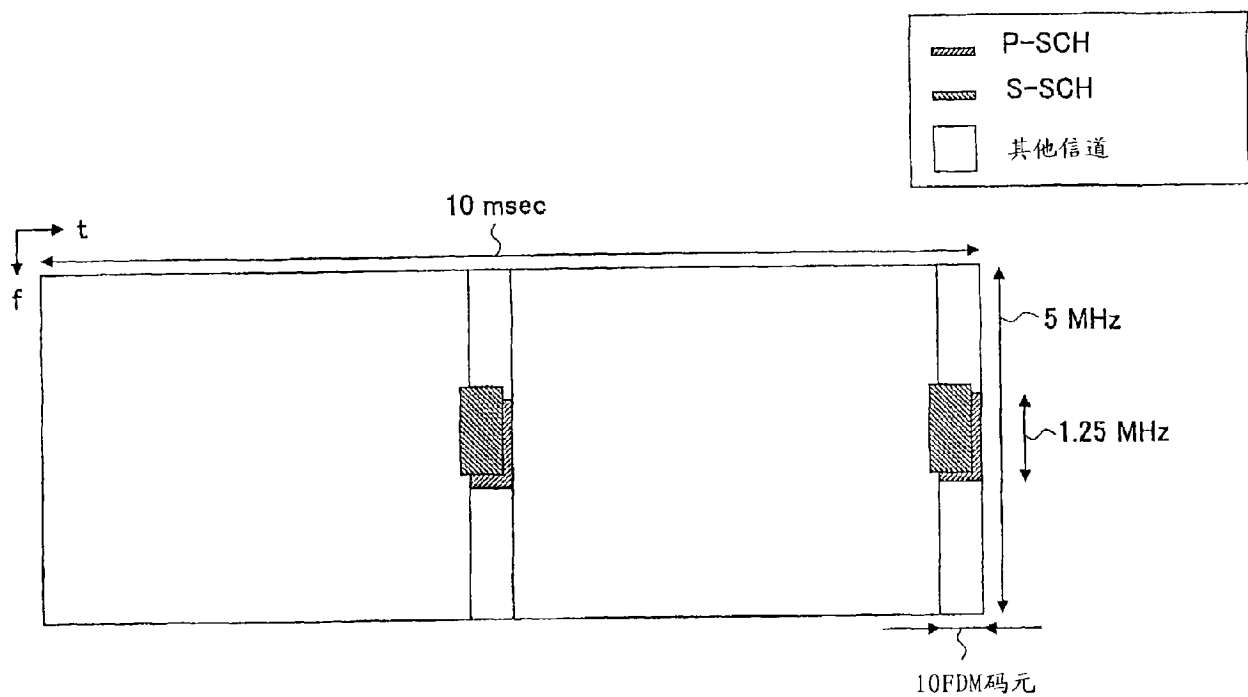


图 13E

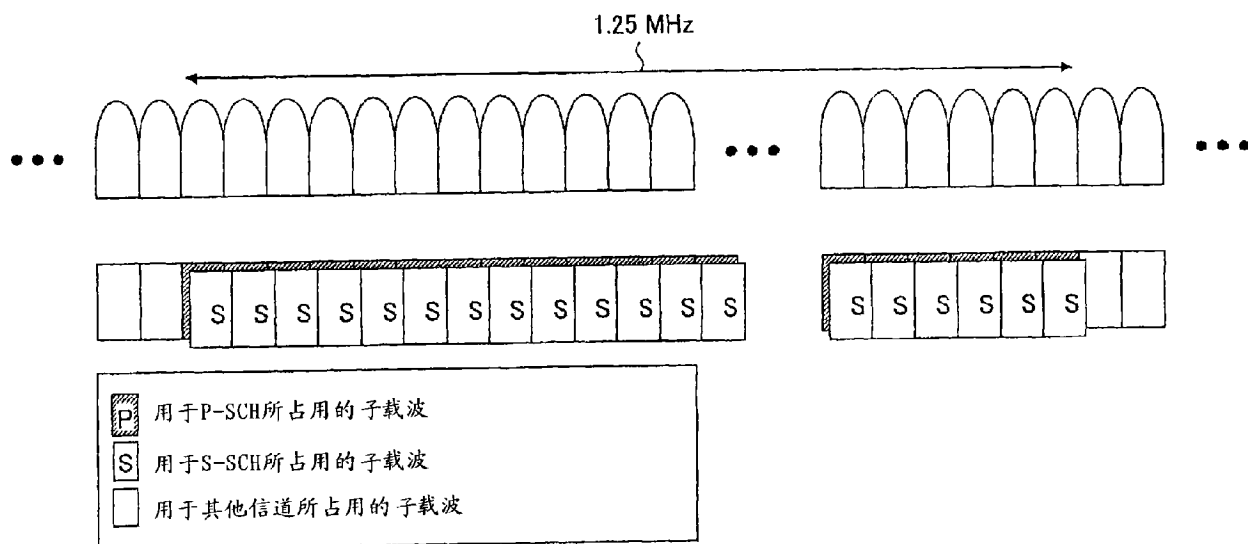


图 13F

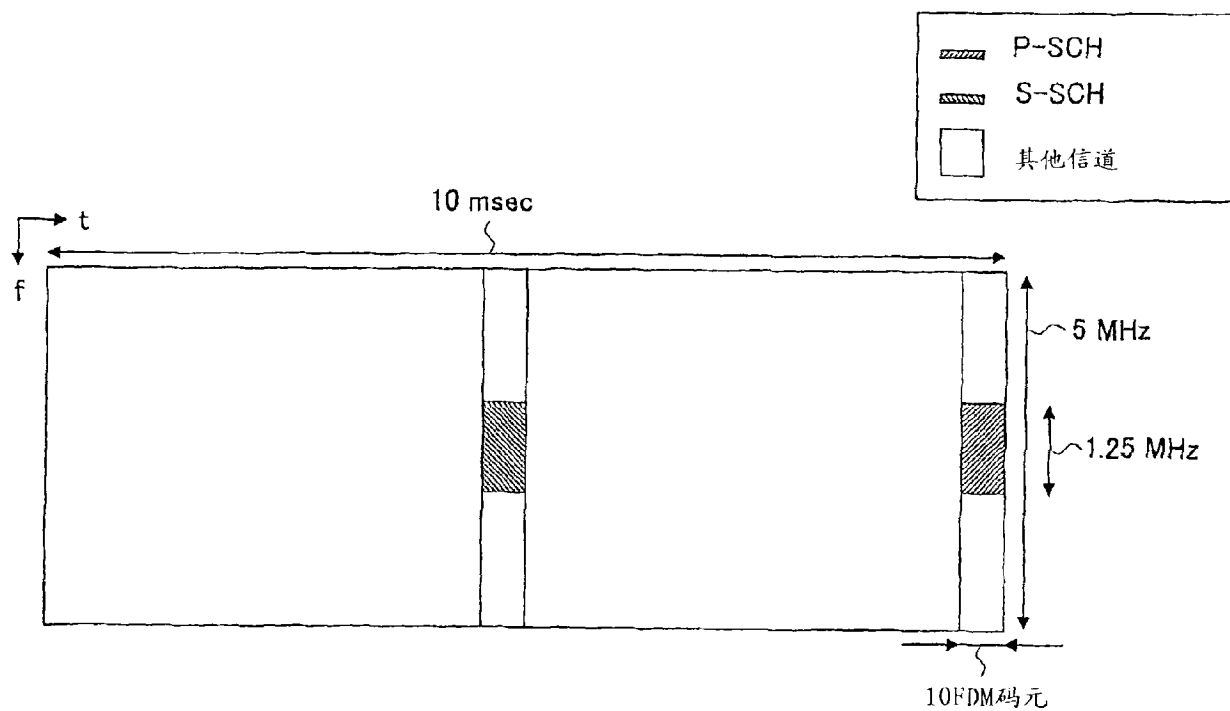


图 13G

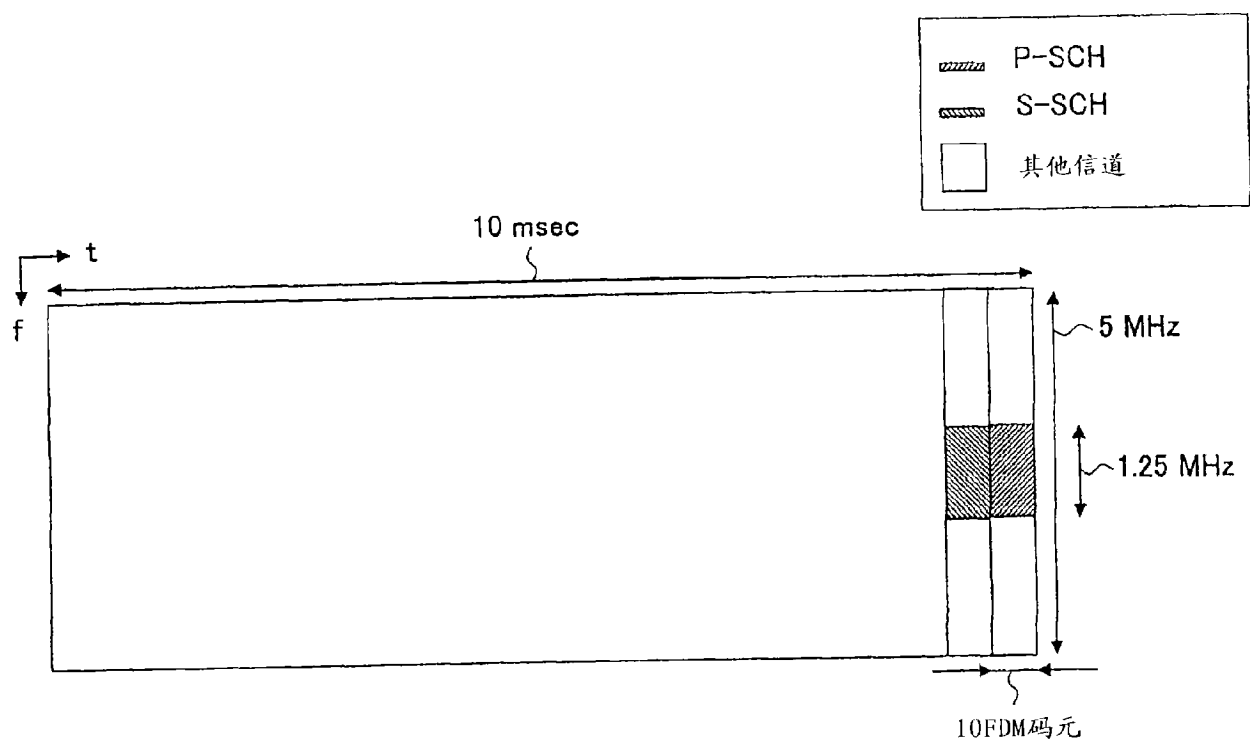


图 13H

SCH码号	CP长
C(1)	L_1
C(2)	L_2
C(3)	L_3
C(4)	L_4
⋮	⋮
$C(N_{CP})$	L_{NCP}

图 14

SCH码号	扰码组号	CP长
C(1)	#1	L_1
C(2)	#1	L_2
C(3)	#2	L_1
C(4)	#2	L_2
⋮	⋮	⋮
$C(2N_{RTP}-1)$	$\#N_{RTP}$	L_1
$C(2N_{RTP})$	$\#N_{RTP}$	L_2

图 15

SCH码号	扰码组号
C(1)	#1
C(2)	#2
C(3)	#3
⋮	⋮
C(N _{EPD})	#N _{EPD}

图 16

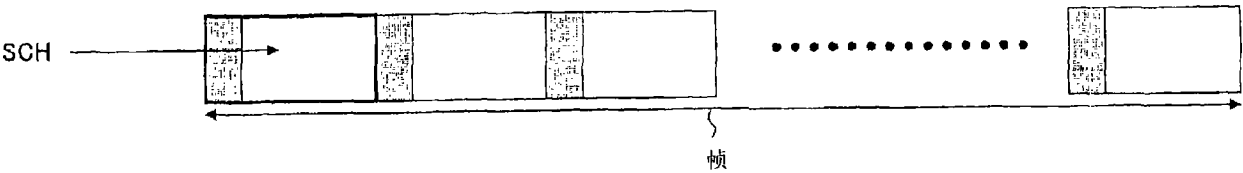


图 17A

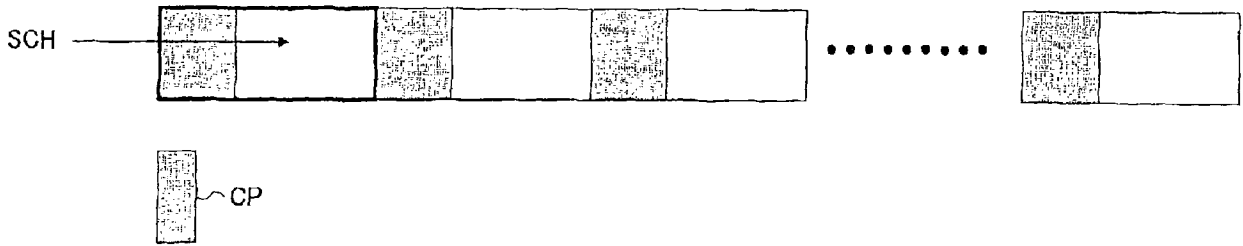


图 17B

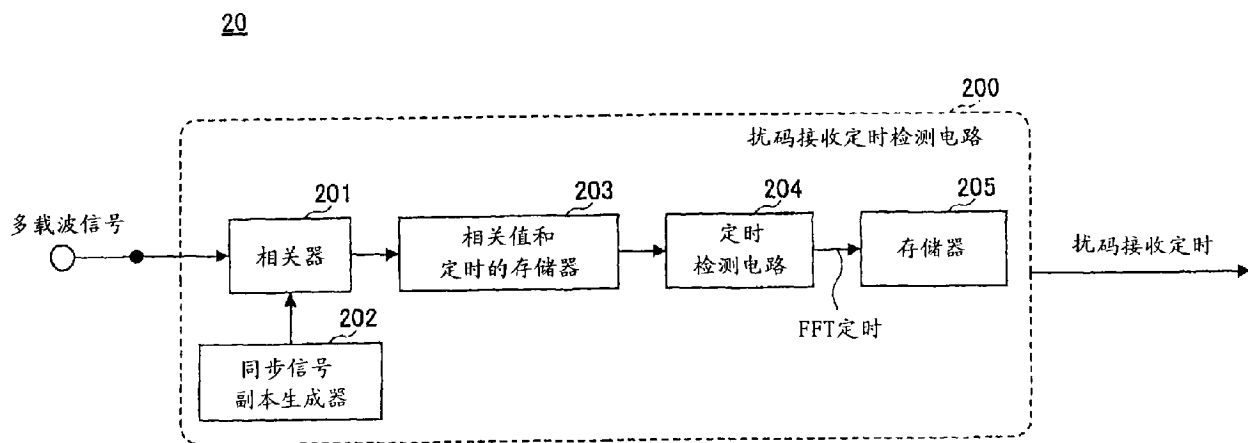


图 18A

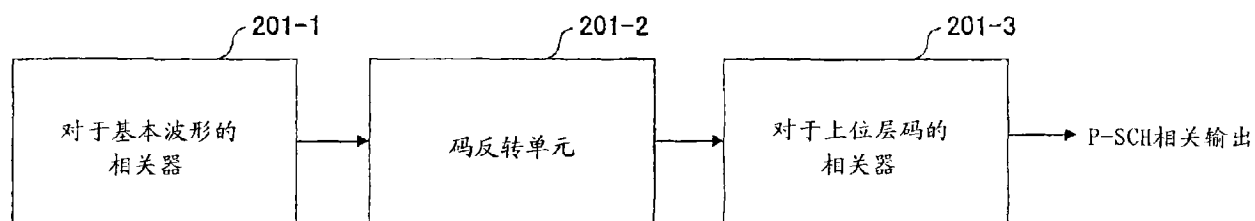


图 18B

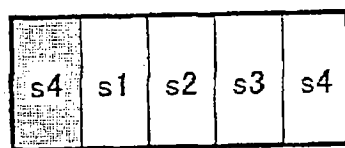


图 19A

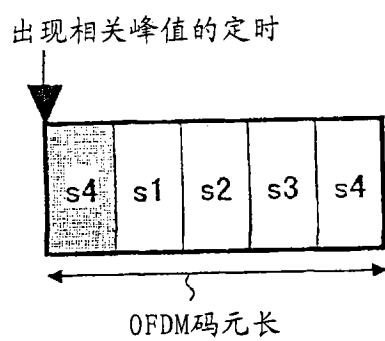


图 19B

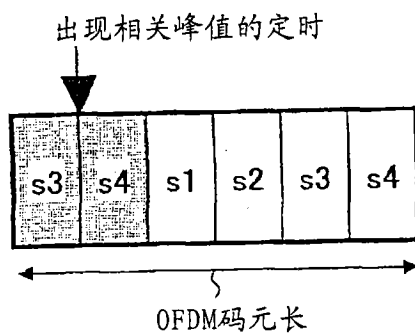


图 19C

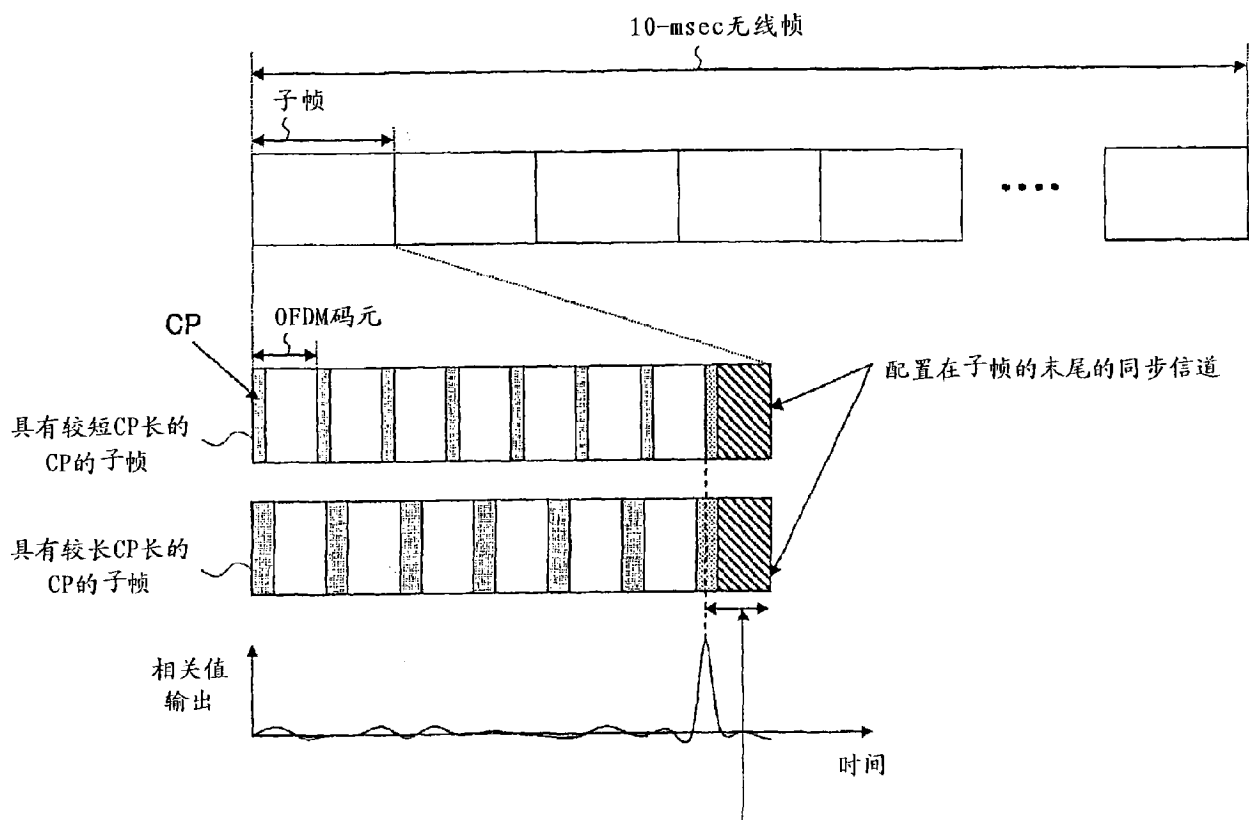


图 20

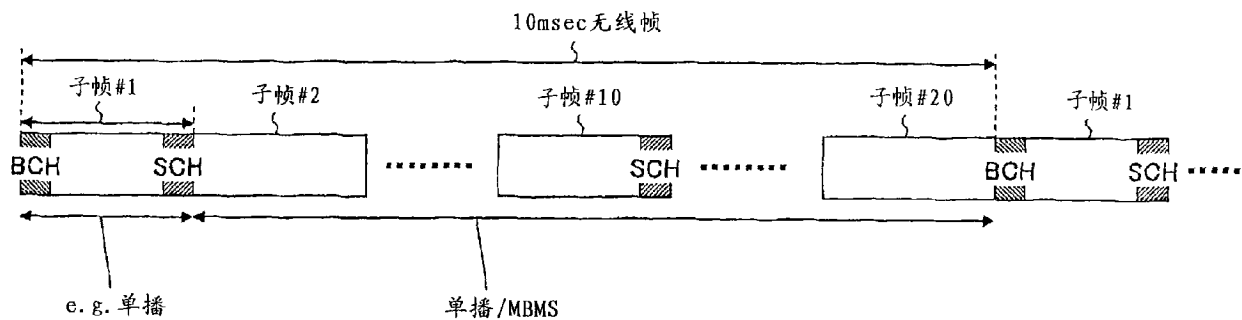


图 21

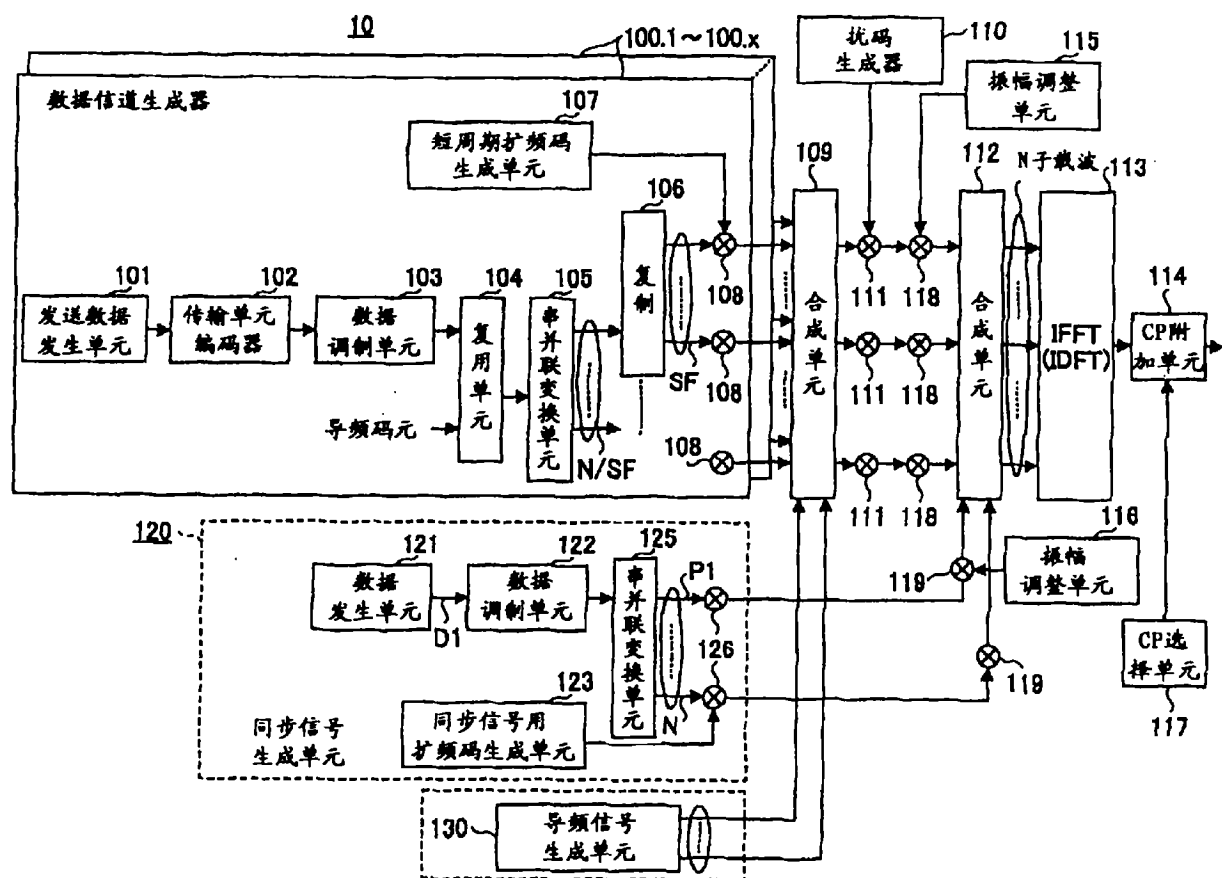


图 22

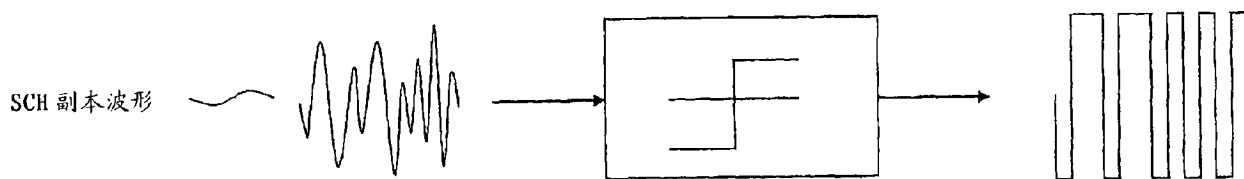


图 23

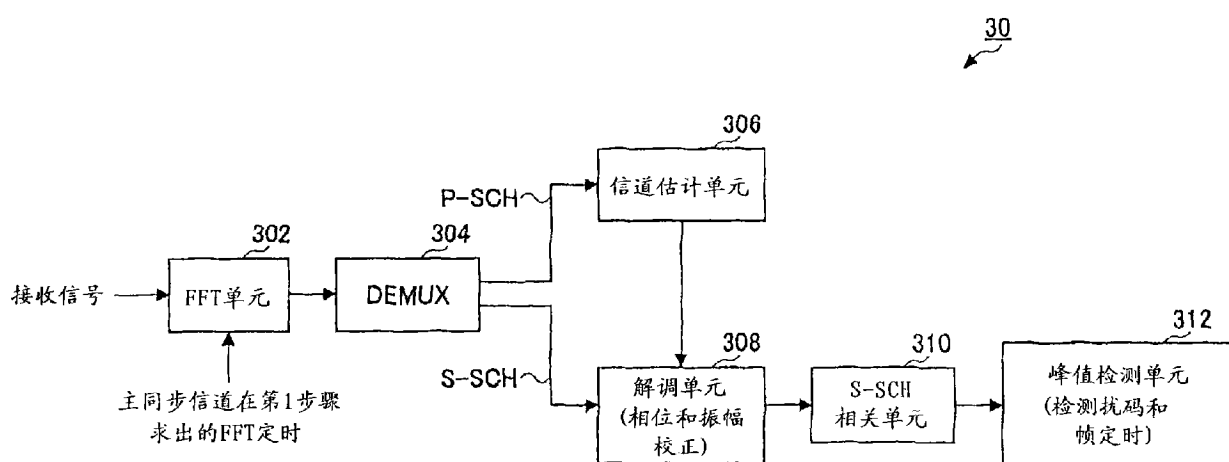


图 24A

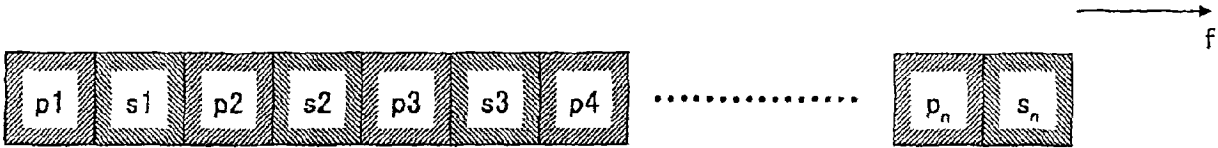


图 24B

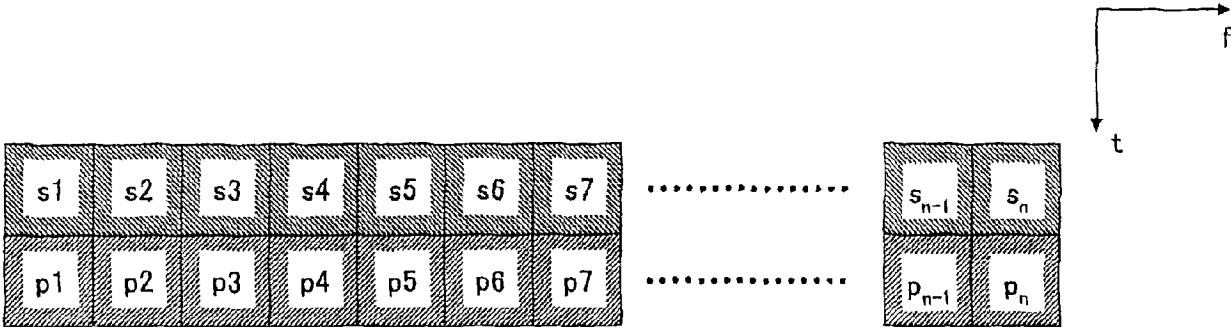


图 24C

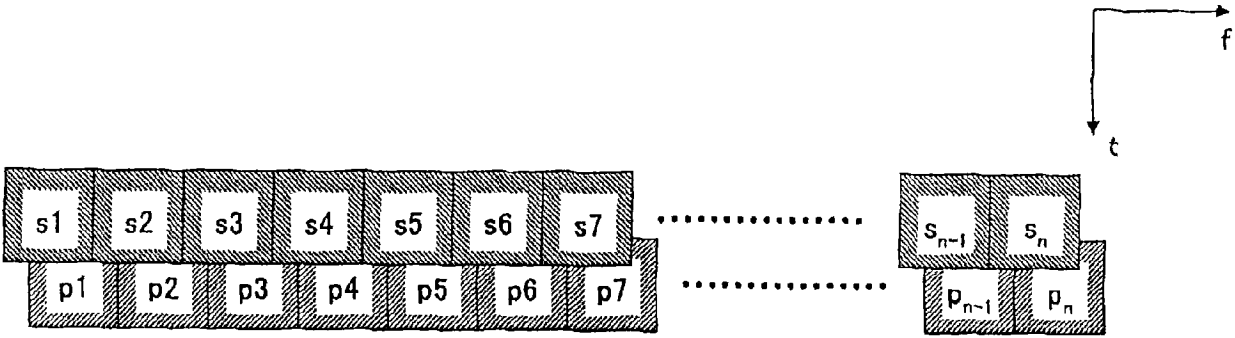


图 24D

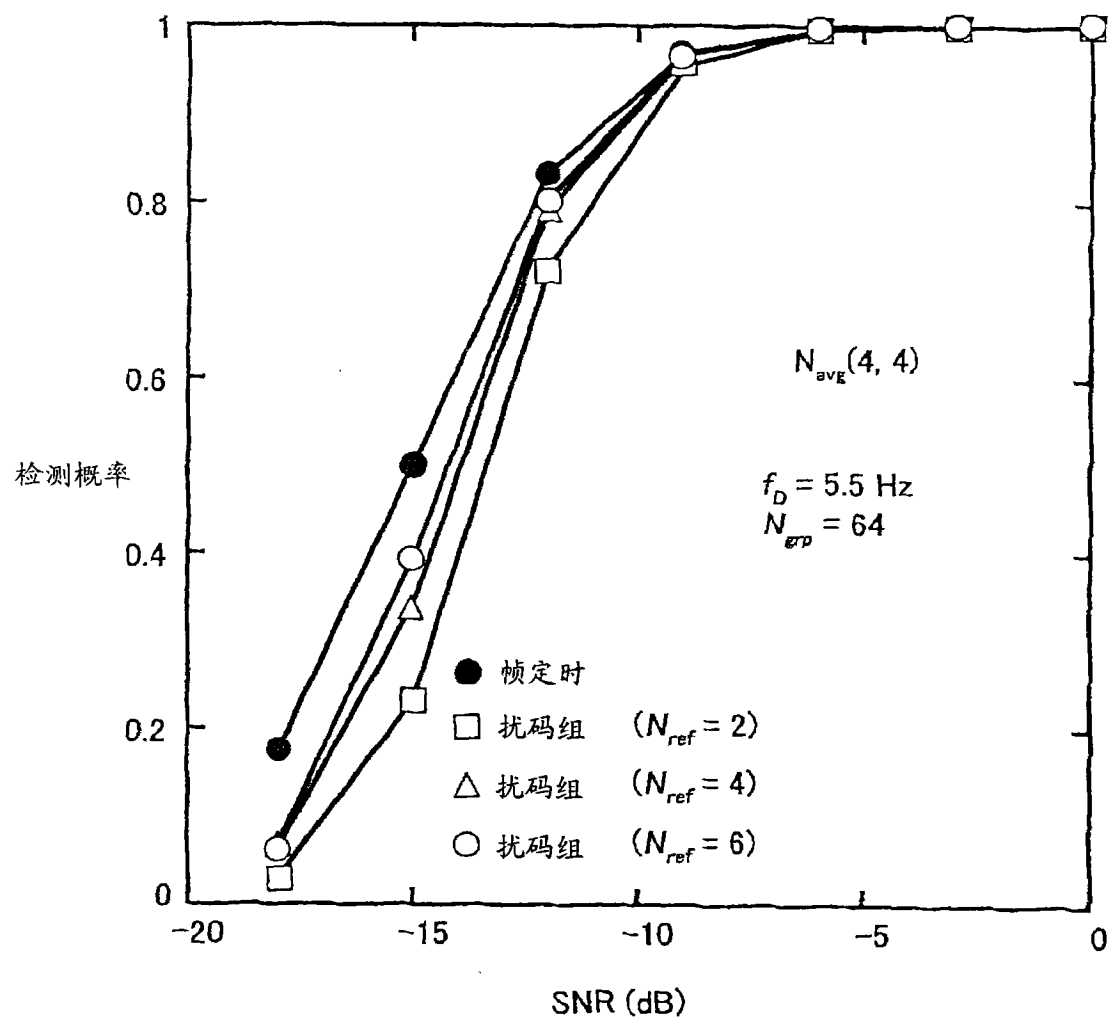


图 25A

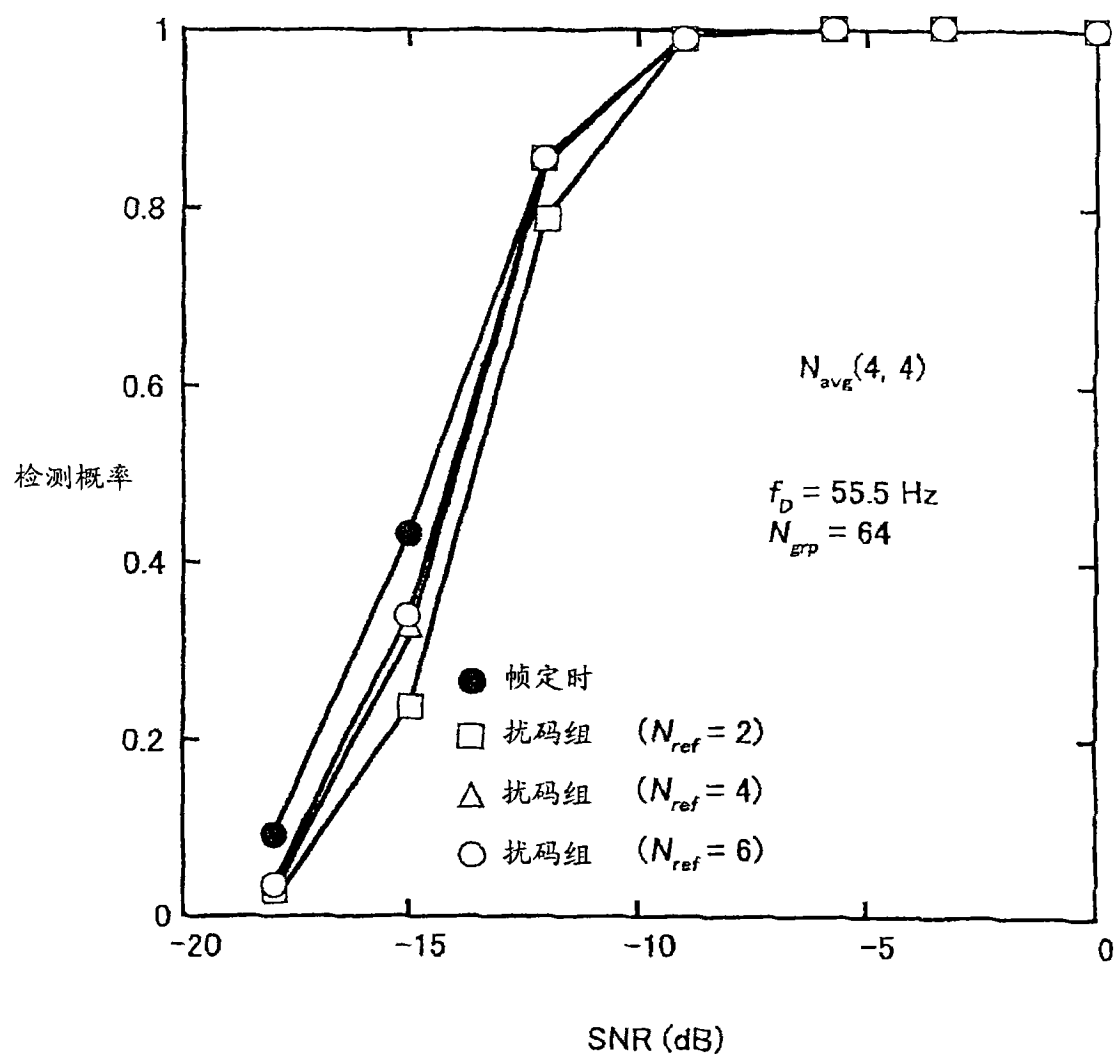


图 25B

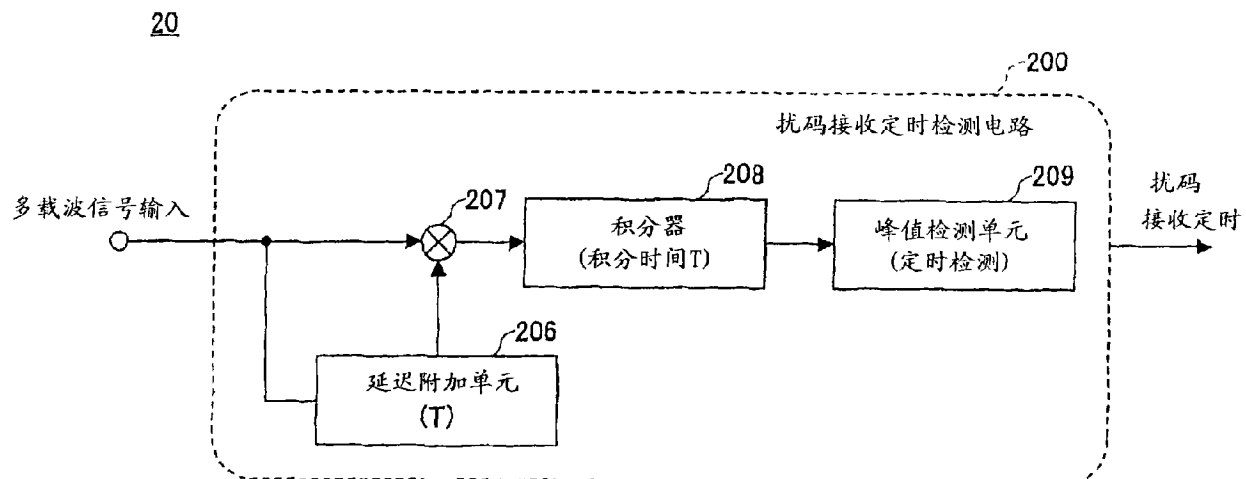


图 26

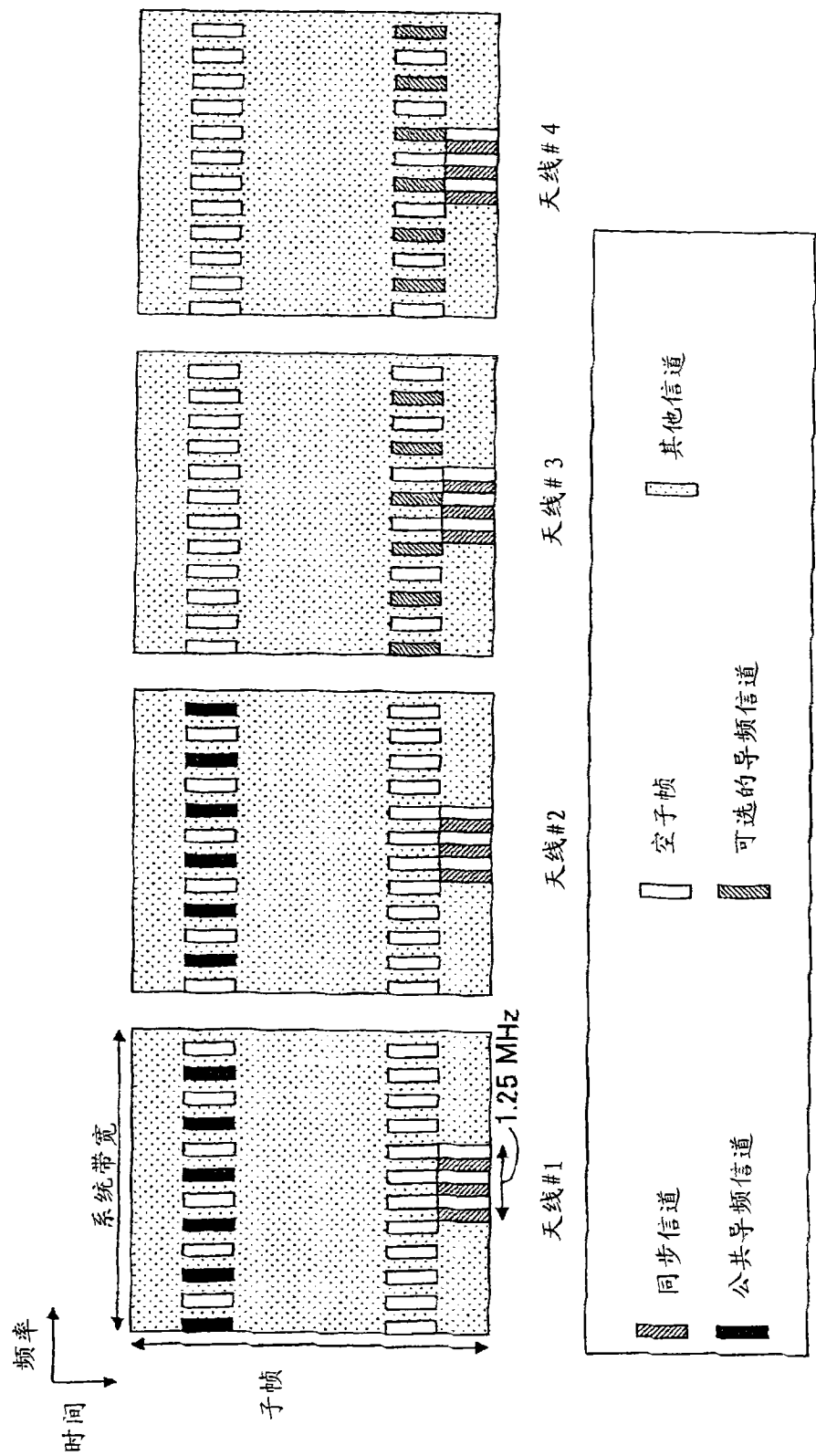


图 27A

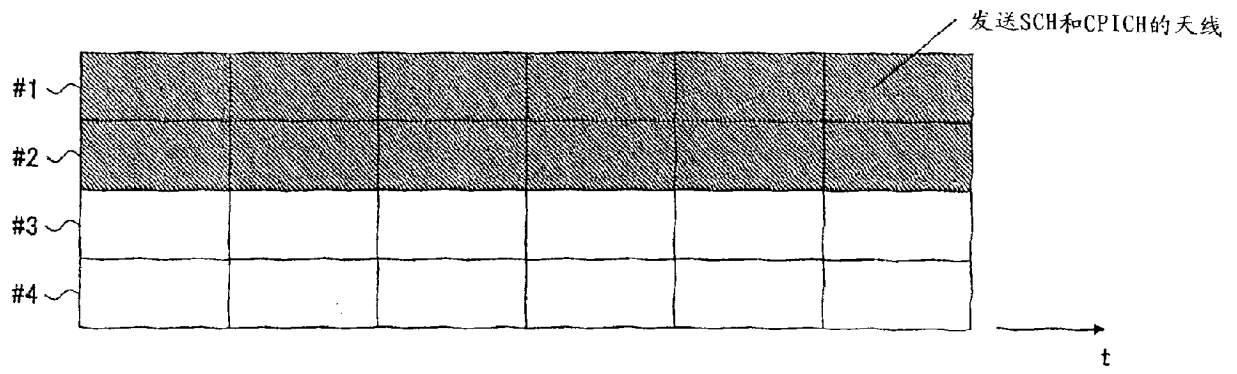


图 27B

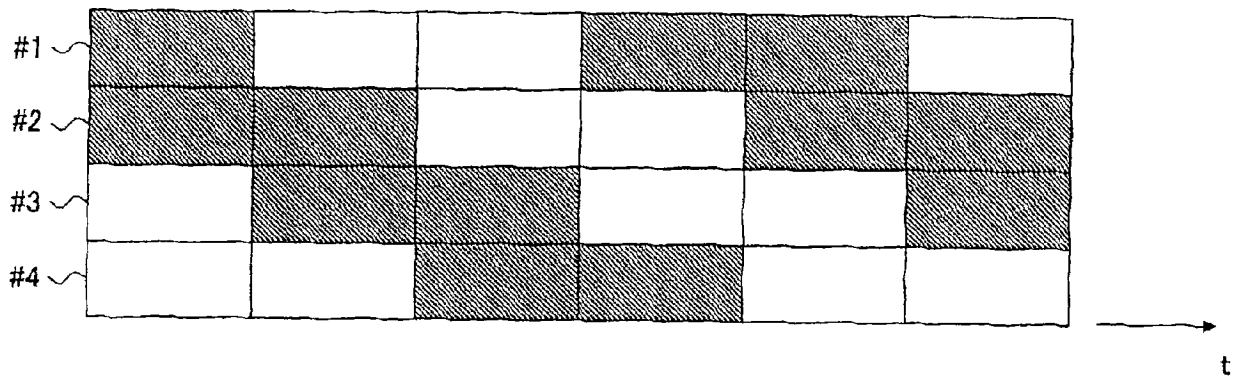


图 27C

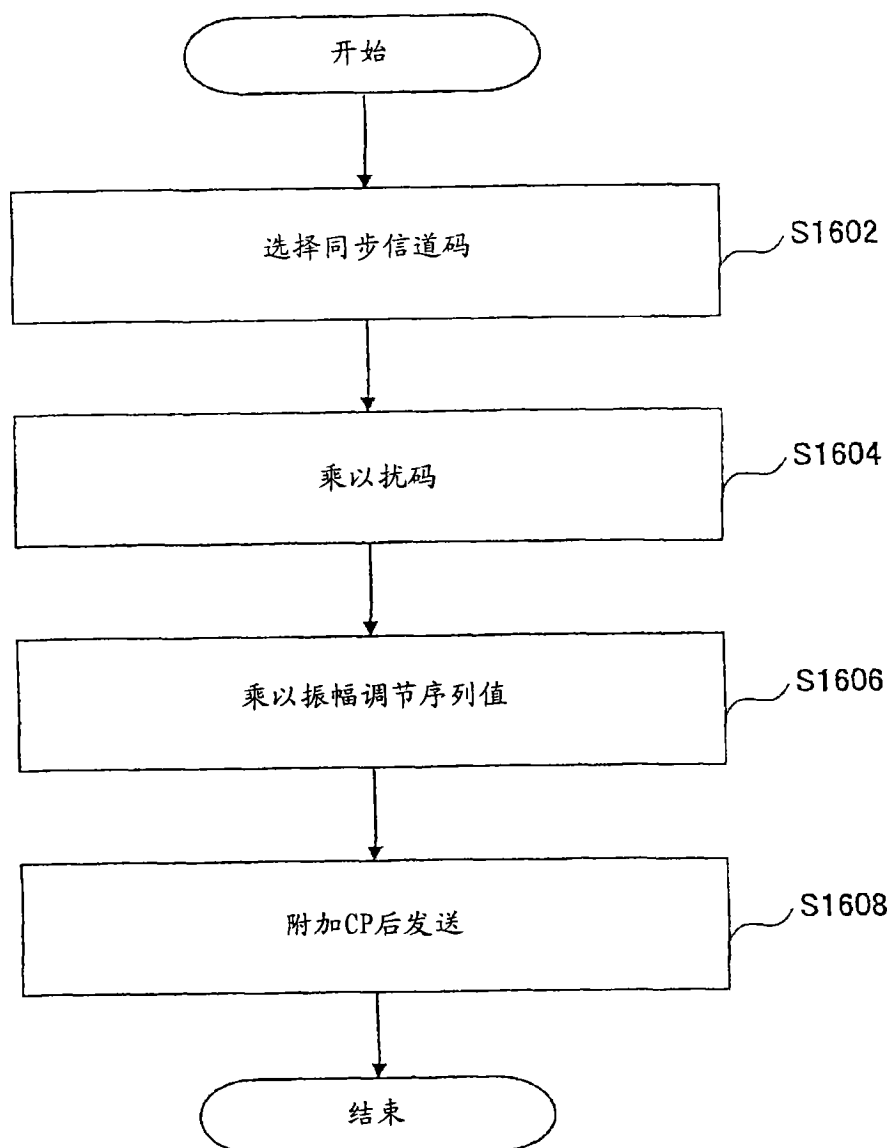


图 28

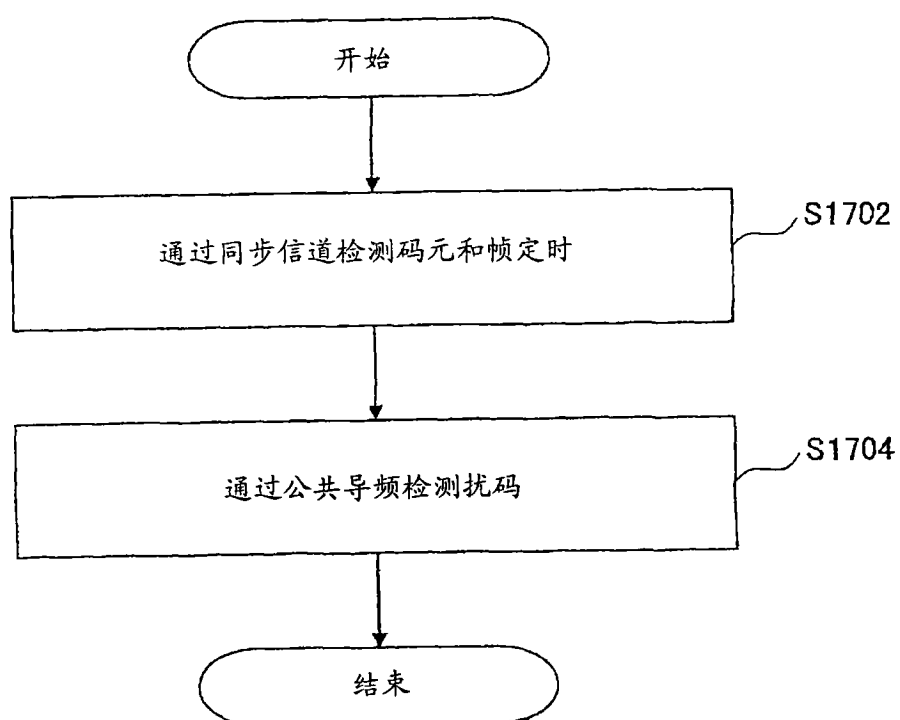


图 29A

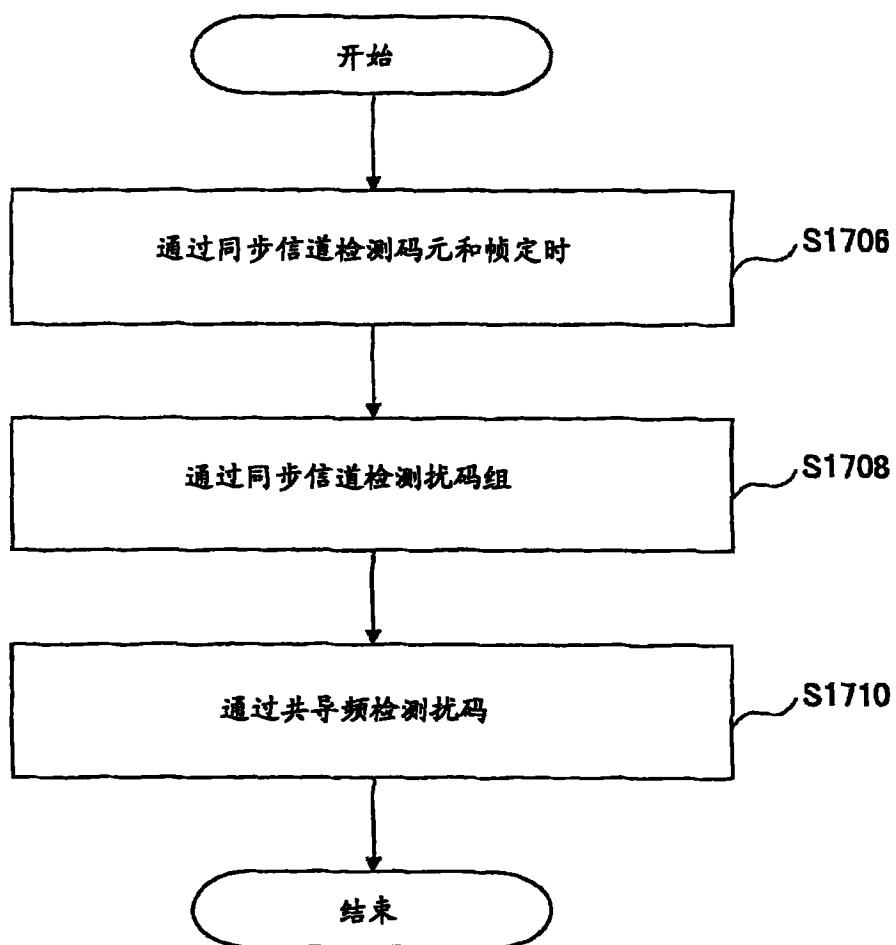


图 29B

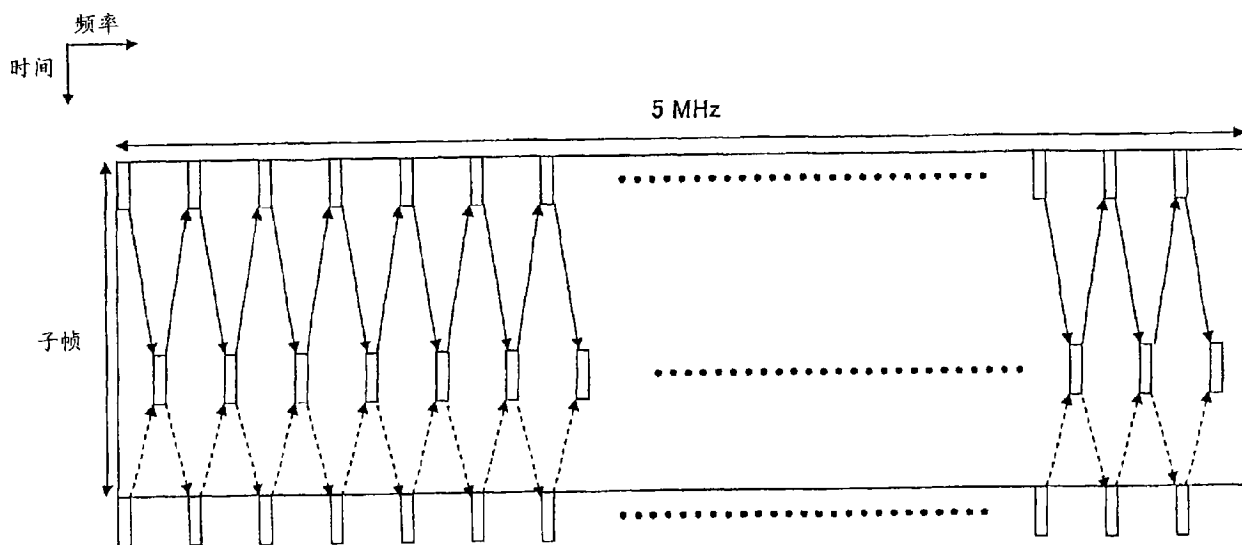


图 29C

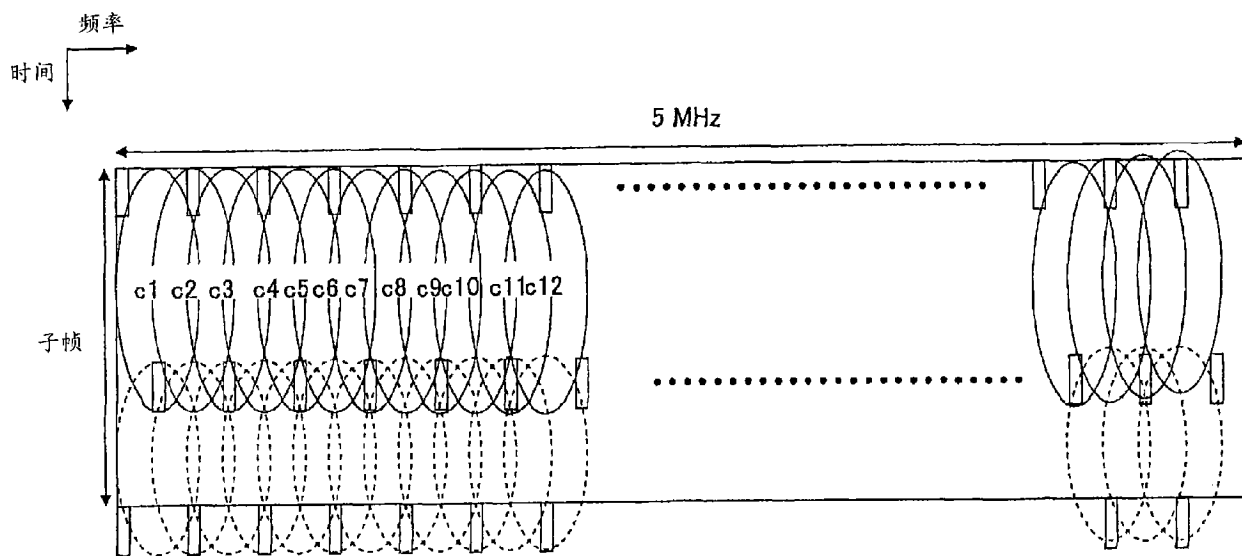


图 29D

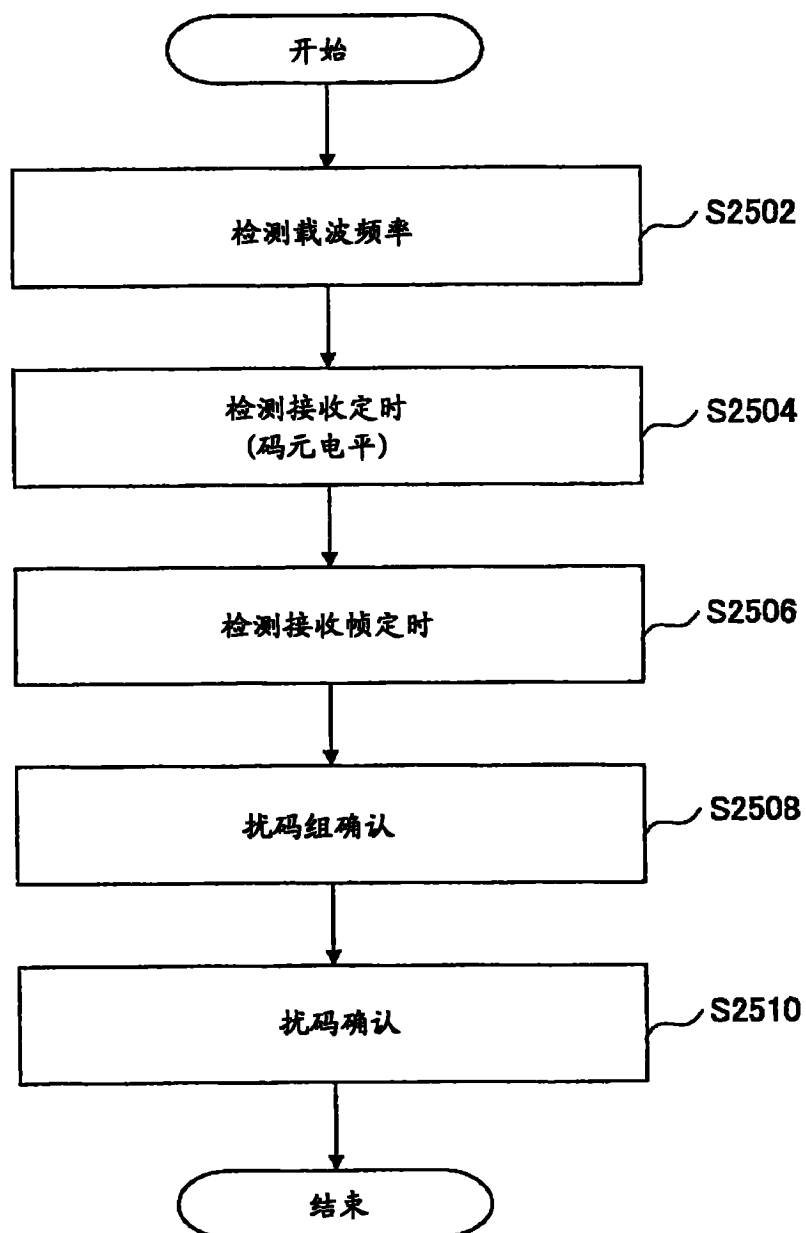


图 29E

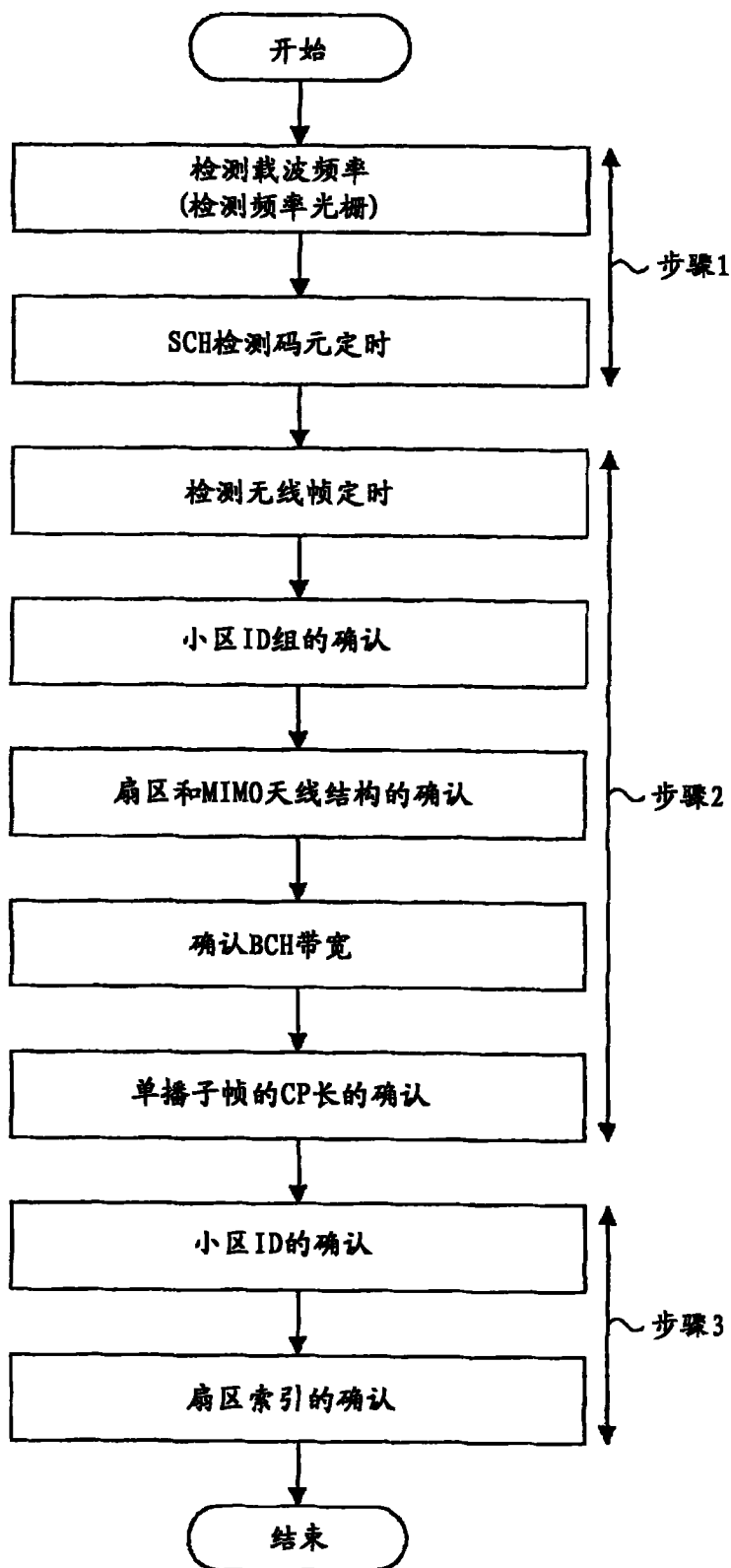


图 29F

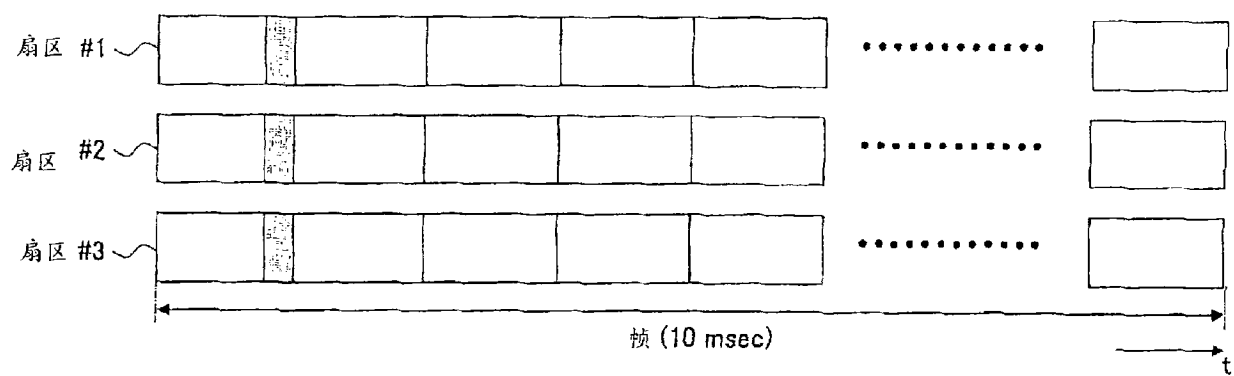


图 30