

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04J 1/00

H04J 13/04



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02803282.9

[43] 公开日 2004 年 3 月 3 日

[11] 公开号 CN 1479982A

[22] 申请日 2002.8.6 [21] 申请号 02803282.9

[30] 优先权

[32] 2001. 8. 23 [33] JP [31] 253222/2001

[86] 国际申请 PCT/JP02/08031 2002. 8. 6

[87] 国际公布 WO03/019832 日 2003. 3. 6

[85] 进入国家阶段日期 2003. 6. 23

[71] 申请人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 棚田一夫

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

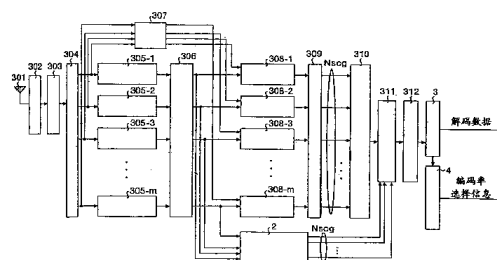
代理人 杨 凯 王忠忠

权利要求书 6 页 说明书 28 页 附图 23 页

[54] 发明名称 移动通信系统、多载波码分多址发送装置及接收装置

[57] 摘要

本发明的移动通信系统中，多载波 CDMA 接收装置采用信道估计值的振幅分量对软判定数据进行补正，然后，进行特播解码，根据该解码数据的可靠性信息选择编码率，将该编码率通过上行线路通知发送装置，多载波 CDMA 发送装置采用通知的编码率进行编码处理。



1. 一种采用多载波CDMA方式的移动通信系统，其特征在于，
发送侧包括：
- 5 信道编码单元，以所定的编码率进行信道编码处理；
 调制单元，根据信道编码后的发送数据，作成包括公共导引部分和数据部分的各个副载波组的时隙，对副载波组中的副载波信号逐一进行调制处理；
 发送单元，将对调制后的副载波组中的副载波信号进行所定的
- 10 处理而生成的信号发送到传输线路，
 接收侧包括：
 信道估计/衰落补偿单元，根据所定的接收处理生成的各副载波信号所包含的公共导引部分，进行信道估计及衰落补偿；
 信号振幅估计单元，估计上述各信道估计结果的信号振幅；
- 15 解调/补正单元，对衰落补偿后的各副载波信号进行软判定处理，采用上述信号振幅的估计值补正软判定值；
 信道解码单元，对补正后的软判定值，进行对应于上述编码率的信道解码。
2. 如权利要求1所述的移动通信系统，其特征在于，
- 20 上述信道解码单元包括生成解码数据的可靠性信息的可靠性信息生成单元，
 上述信道编码单元，根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变编码率，同时进行信道编码处理。
3. 如权利要求2所述的移动通信系统，其特征在于，
- 25 上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比，作为上述可靠性信息。
4. 如权利要求2所述的移动通信系统，其特征在于，
 上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号振幅，作为

上述可靠性信息。

5. 如权利要求2所述的移动通信系统，其特征在于，

上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率，作为上述可靠性信息。

5 6. 如权利要求1所述的移动通信系统，其特征在于，

上述信道解码单元包括生成解码数据的可靠性信息的可靠性信息生成单元，

上述调制单元根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变调制多值数，同时进行调制处理。

10 7. 如权利要求6所述的移动通信系统，其特征在于，

上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比，作为上述可靠性信息。

8. 如权利要求6所述的移动通信系统，其特征在于，

15 上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号振幅，作为上述可靠性信息。

9. 如权利要求6所述的移动通信系统，其特征在于，

上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率，作为上述可靠性信息。

10. 如权利要求1所述的移动通信系统，其特征在于，

20 上述信道编码处理/信道解码处理中采用特播码作为纠错码。

11. 如权利要求1所述的移动通信系统，其特征在于，

上述信道编码处理/信道解码处理中采用卷积码作为纠错码。

12. 一种采用多载波CDMA方式的移动通信系统，其特征在于，发送侧包括：

25 信道编码单元，以所定的编码率进行信道编码处理；

调制单元，根据信道编码后的发送数据，作成包含公共导引部分、接收侧中已知的已知序列部分和数据部分的各个副载波组的时隙，对副载波组中的各个副载波信号进行调制处理；

发送单元，将对调制后的副载波组中的副载波信号实施所定的处理而生成的信号向传输线路发送；

接收侧包括：

5 信道估计/衰落补偿单元，根据所定的接收处理而生成的各副载波信号所包含的公共导引部分，进行信道估计及衰落补偿；

软判定补正值估计单元，采用上述已知序列部分估计软判定补正值；

解码/补正单元，对衰落补偿后的各副载波信号进行软判定处理，采用上述软判定补正值补正软判定值；

10 信道解码单元，对补正后的软判定值进行对应于上述编码率的信道解码。

13. 如权利要求12所述的移动通信系统，其特征在于，

上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号振幅，作为上述软判定补正值。

15 14. 如权利要求12所述的移动通信系统，其特征在于，

上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号功率对干涉功率比，作为上述软判定补正值。

15. 如权利要求12所述的移动通信系统，其特征在于，

20 上述软判定补正值估计单元，估计上述已知序列部分的信号振幅和信号功率对干涉功率比，将该已知序列部分的信号振幅和信号功率对干涉功率比的平均化结果之积作为上述软判定补正值。

16. 如权利要求12所述的移动通信系统，其特征在于，

上述信道解码单元包括生成解码数据的可靠性信息的可靠性信息生成单元，

25 上述信道编码单元，根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变编码率，同时进行信道编码处理。

17. 如权利要求16所述的移动通信系统，其特征在于，

上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率对平均

噪声功率比，作为上述可靠性信息。

18. 如权利要求16所述的移动通信系统，其特征在于，
上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号振幅，作为
上述可靠性信息。

5 19. 如权利要求16所述的移动通信系统，其特征在于，上述可
靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率，作为上述可靠性
信息。

20. 如权利要求12所述的移动通信系统，其特征在于，
上述信道解码单元包括生成解码数据的可靠性信息的可靠性信
10 息生成单元，

上述调制单元根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变调制多
值数，同时进行调制处理。

21. 如权利要求20所述的移动通信系统，其特征在于，
上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率对平均
15 噪声功率比，作为上述可靠性信息。

22. 如权利要求20所述的移动通信系统，其特征在于，
上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号振幅，作为
上述可靠性信息。

23. 如权利要求20所述的移动通信系统，其特征在于，
20 上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率，作为
上述可靠性信息。

24. 如权利要求12所述的移动通信系统，其特征在于，
上述信道编码处理/信道解码处理中采用特播码作为纠错码。

25 25. 如权利要求12所述的移动通信系统，其特征在于，
上述信道编码处理/信道解码处理中采用卷积码作为纠错码。

26. 一种多载波CDMA发送装置，其特征在于，
包括特播编码单元，其根据从接收侧通知的可靠性信息适当改
变编码率，同时进行特播编码处理。

27. 一种多载波CDMA发送装置, 其特征在于,
包括调制单元, 其根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变调制多值数, 同时进行调制处理。
28. 一种多载波CDMA接收装置, 其特征在于包括:
5 信道估计/衰落补偿单元, 根据由所定的接收处理生成的副载波信号所包含的公共导引部分, 进行信道估计及衰落补偿;
信号振幅估计单元, 估计上述信道估计结果的信号振幅;
解码/补正单元, 对衰落补偿后的副载波信号进行软判定处理, 采用上述信号振幅的估计值补正软判定值;
10 特播解码单元, 对补正后的软判定值进行对应于编码率的特播解码。
29. 如权利要求28所述的多载波CDMA接收装置, 其特征在于,
上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元, 其计算上述软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比, 作为解码数据的可靠性信息。
15 息。
30. 如权利要求28所述的多载波CDMA接收装置, 其特征在于,
上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元, 其计算上述软判定值的平均信号振幅, 作为解码数据的可靠性信息。
31. 如权利要求28所述的多载波CDMA接收装置, 其特征在于,
20 上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元, 其计算上述软判定值的平均信号功率, 作为解码数据的可靠性信息。
32. 一种多载波CDMA接收装置, 其特征在于包括:
信道估计/衰落补偿单元, 根据由所定的接收处理生成的副载波信号所包含的公共导引部分, 进行信道估计及衰落补偿;
25 软判定补正值估计单元, 采用上述副载波信号中包含的接收侧中已知的已知序列部分, 估计软判定补正值;
解码/补正单元, 对衰落补偿后的副载波信号进行软判定处理, 采用上述软判定补正值补正软判定值;

特播解码单元，对补正后的软判定值进行对应于编码率的特播解码。

33. 如权利要求32所述的多载波CDMA接收装置，其特征在于，
上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号振幅，作为上述软判定补正值。

34. 如权利要求32所述的多载波CDMA接收装置，其特征在于，
上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号功率对于干涉功率比，作为上述软判定补正值。

35. 如权利要求32所述的多载波CDMA接收装置，其特征在于，
上述软判定补正值估计单元估计上述已知序列部分的信号振幅和信号功率对于干涉功率比，将该已知序列部分的信号振幅和信号功率对于干涉功率比的平均化结果之积作为上述软判定补正值。

36. 如权利要求32所述的多载波CDMA接收装置，其特征在于，
上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元，其计算上述软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比，作为解码数据的可靠性信息。

37. 如权利要求32所述的多载波CDMA接收装置，其特征在于，
上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元，其计算上述软判定值的平均信号振幅，作为解码数据的可靠性信息。

38. 如权利要求32所述的多载波CDMA接收装置，其特征在于，
上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元，其计算上述软判定值的平均信号功率，作为解码数据的可靠性信息。

移动通信系统、多载波码分多址发送装置及接收装置

5

技术领域

本发明涉及采用多载波CDMA（码分多址）方式的移动通信系统、多载波CDMA发送装置及多载波CDMA接收装置，具体地说，涉及频率选择性衰落传输线路中采用的发送装置及接收装置。

10

背景技术

以下，说明采用多载波CDMA方式的传统的移动通信系统。采用多载波CDMA方式的多元连接方式的移动通信系统的收发装置，例如，在文献「下行线路宽带无线分组传输中的SC/DS-CDMA、MC/DS-CDMA、MC-CDMA方式的特性比较，电子情报通信学会 信学技报RCS99-130 p.63-70 1999年10月」，「Overview of Multicarrier CDMA、IEEE Communications Magazine p.126-133 1997年12月」有记载。

第14图表示上述文献记载的传统的多载波CDMA发送装置的构成。第14图中，191是卷积编码部，192是交织器，201是串/并变换部(S/P)，202-1，202-2，...，202-n分别是第1，2，...， $N_{scg}(=n)$ 副载波组调制处理部，203-1，203-2，...，203-n是多路复用部，204是逆傅立叶变换部，205是保护间隔(GI)附加部，206是频率变换部，207是天线。另外，各副载波组调制处理部中，211-1，211-2，...，211-n是时隙作成部，212-1，212-2，...，212-n是复制部，213-1，213-2，...，213-n是信息调制部，214-1，214-2，...，214-n是扩频部。

另外，第15图表示上述文献记载的传统的多载波CDMA接收装置的构成。第15图中，301是天线，302是频率变换部，303是保护间隔

(GI)除去部, 304是傅立叶变换部, 305-1, 305-2, 305-3, ..., 305-m是公共导引抽出部, 306是各副载波信道估计部, 307是延迟器, 308-1, 308-2, 308-3, ..., 308-m是衰落补偿部, 309是去扩频部, 310是并/串变换部(P/S), 311是软判定数据作成部, 312是去交织器, 313是维特比解码部。

这里, 说明上述构成的传统的多载波CDMA收发装置的动作。另外, 这里, 假设基站与多个终端间进行数据收发。

首先, 说明多载波CDMA发送装置的动作。向任意的终端发送的发送数据输入卷积编码部191, 这里, 进行用以纠错的卷积编码。编码的数据输入交织器192, 这里, 进行用以分解频率选择性衰落传输线路中发生的突发错误的交织。交织的数据输入串/并变换部201, 这里, 变换成并列数为 N_{scg} (预定的整数)的并行数据, 并分别到达副载波组调制处理部202-1 ~ n。另外, 由于在各个副载波组中进行调制处理的第1 ~ 第 N_{scg} 副载波组调制处理部202-1 ~ n中进行完全相同的信号处理, 因而这里说明第1副载波组调制处理部202-1的动作, 省略其他副载波组调制处理部的说明。

副载波组调制处理部202-1中, 输入串/并变换部201的并行输出中的第1数据序列。然后, 时隙作成部211-1中, 将接受的数据序列分割成 N_{data} 单位, 在分割的各数据的开头附加公共导引符号, 作成一个个数据时隙甚至N个时隙结构的帧。第16图表示副载波单位的帧格式。如图示, 数据时隙由导引符号部分(已知序列)和数据部分构成。

接受第1副载波组的数据时隙的复制部212-1中, 以预定的副载波数 N_{sub} (=m)复制该帧, 作成副载波 N_{sub} 个数据时隙。第17图表示各复制部的构成。然后, 复制部212-1中, N_{sub} 个数据时隙向信息调制部213-1输出。

第18图表示各信息调制部的构成。第18图中, 221-1, 221-2, ..., 221-j是QPSK调制部。接受 N_{sub} 个数据时隙的信息调制部213-1中, 将该数据时隙在QPSK调制部221-1 ~ 221-j中进行QPSK调制, 作成 N_{sub} 个

信息调制后副载波信号。然后，将该 N_{sub} 个信息调制后副载波信号向扩频部214-1输出。

第19图表示各扩频部的构成。第19图中，222是扩频码生成部，223-1，223-2，...，223-j是乘法器。扩频部214-1中，采用预先提供供给多个终端单位或发送的其他信道单位的相互正交的扩频码(其中，码表达成 ± 1)，对 N_{sub} 个信息调制后副载波信号进行扩频。具体地说，将 N_{sub} 个信息调制后副载波信号和扩频码生成部222输出的各扩频码相乘。另外，扩频码一般采用正交码的Walsh码。然后，扩频部214-1中，将 N_{sub} 个扩频后副载波信号向多路复用部203-1输出。

接受 N_{sub} 个扩频后副载波信号的多路复用部203-1中，多路复用该各副载波信号(用以向多个终端发送的发送信号)，多路复用后的副载波信号向逆傅立叶变换部204输出。此时，逆傅立叶变换部204中也输入多路复用部203-1以外的其他多路复用部203-2~203-n中获得的多路复用后的副载波信号，合计共输入 $N_{\text{scg}} \times N_{\text{sub}} (=N_c)$ 个副载波信号。

逆傅立叶变换部204中，采用接受的多个副载波信号进行逆傅立叶变换处理，将逆傅立叶变换后的信号向保护间隔附加部205输出。

第20图对附加保护间隔的情况进行说明。如第20图上部所示，逆傅立叶变换后的信号是符号的连续信号。保护间隔附加部205中，仅仅复制与 τ_{GI} 时间对应的该逆傅立叶变换后的信号中的符号的后部，将其附加到符号的开头。然后，将保护间隔附加后的信号向频率变换部206输出。另外， τ_{GI} 一般地设定成比传输线路上的延迟波扩展，即，第21图所示 τ_d 大。第21图表示频率选择性衰落传输线路的脉冲响应的一例。移动通信系统中，由于周围的建筑物和地形导致电波反射、折射及散射，因而，经过多个传输线路到来的波(多径波)相互干涉(频率选择性衰落)。

频率变换部206中，对接受的保护间隔附加后的信号进行所定的频率变换处理，然后，经由天线将该频率变换后的信号向无线通信

中的传输线路输出。例如，第22图表示 $N_{scg}=4$ 、 $N_{sub}=8$ 时频率轴上的调制信号。

接着，用第15图说明多载波CDMA接收装置的动作。在经由天线301接受了无线通信线路上受频率选择性衰落等影响的信号的频率变换部302中，将该信号变换成基带信号。然后，将该基带信号向保护间隔除去部303输出。

保护间隔除去部303中，从接受的基带信号除去保护间隔(GI)，生成各符号的连续信号(参照第20图上部)。然后，将该信号向傅立叶变换部304输出。

傅立叶变换部304中，对接受的信号进行傅立叶变换处理，生成 $N_{scg} \times N_{sub} (=N_c)$ 个副载波信号。然后，将该多个副载波信号逐一分别向延迟器307及公共导引抽出部305-1~305-m输出。

公共导引抽出部305-1~305-m中，分别从接受的副载波信号抽出公共导引部分。另外，各副载波信道估计部306中，通过同相相加邻接3个副载波的信道估计值，计算抑制了噪声分量的各个副载波的信道估计值。然后，将各个副载波的信道估计值逐一向衰落补偿部308-1~308-m输出。

另一方面，接受傅立叶变换后的各副载波信号的延迟器307中，为了调节公共导引抽出部305-1~305-m的处理和各副载波信道估计部306的处理引起的延迟，进行延迟处理。然后，将延迟后的副载波信号逐一向衰落补偿部308-1~308-m输出。

第23图表示各衰落补偿部的构成。第23图中，321是乘法器，322是绝对值计算部，323是除法器，324是复共轭计算部。在接收了各个副载波的信道估计值的绝对值计算部322中，计算该估计值的绝对值，在除法器323中，将接受的各个副载波的信道估计值除以计算的绝对值。接受除法结果的复共轭计算部324中，计算该除法结果的复共轭值，乘法器321中，将接受的副载波信号和计算的复共轭值相乘，将衰落补偿后的副载波信号作为该乘法结果输出。然后，将该衰落

补偿后的副载波信号向去扩频部309输出。

第24图表示去扩频部的构成。第24图中，325是扩频码生成部，326-1，326-2，...，326-j是乘法器，327是合成部。例如，将第22图的副载波组所对应的 N_{sub} 个副载波信号作为一个处理单位，在乘法器326-1~326-j中输入 N_{sub} 个副载波信号。乘法器326-1~326-j中，将该 N_{sub} 个副载波信号和扩频码生成部325输出的用于进行逆扩频的码（与扩频码相同，可表达成 ± 1 ）分别相乘。合成部327中，合成接受的 N_{sub} 个去扩频后的副载波信号，生成与副载波组信号相当的去扩频信号，作为其合成结果。然后，将该去扩频后信号向并/串变换部310输出。

然后，并/串变换部310中，对接受的去扩频后信号进行并/串变换处理，软判定数据作成部311中，对该变换后的信号作成对每个比特的软判定数据。去交织器312中，通过发送侧的交织器192中的交织规则和相反的重排规则，对接受的软判定数据进行去交织。维特比解码部313中，根据去交织后的软判定数据执行维特比算法，作成纠错后的解码数据。

但是，上述传统的移动通信系统中，有以下问题。

例如，多媒体移动通信中，多载波CDMA发送装置根据处理的应用和传输线路的状态，变更扩频率、多码多路复用数、调制信号的多值数及编码率，可适当改变信息传输速度。因而，采用卷积码作为纠错方式的传统的移动通信系统中，在提高信息传输速度时，产生因噪声和干涉信号导致的特性劣化及处理量低下的问题。

另外，作为上述特性劣化的对策，可考虑采用特播码等纠错能力高的码。但是，传统的移动通信系统中，因周围的建筑物和地形导致电波的反射、折射、散射，经过多个传输线路的多径波到达移动台。这些多径波相互干涉，发生接收波的振幅和相位随机变动的频率选择性衰落。特别是，移动台高速移动时，频率选择性衰落引起的变动也变得高速。因而，即使采用特播码，也难以获得用以充

分发挥纠错能力的高精度的软判定数据。

另外，如上述，在适当改变信息传输速度的场合，在传统的移动通信系统中，由于衰落和阴影等的电平变动，有无法高精度地估计传输线路的状态的问题。

- 5 从而，本发明的目的在于提供：即使是采用特播码并适当改变信息传输速度的场合，也可估计高精度的软判定数据，可实现更高的处理量的移动通信系统、多载波CDMA发送装置及多载波CDMA接收装置。

- 10 另外，其目的在于提供：即使在衰落和阴影等的电平变动的条件下，也可高精度地估计传输线路的状态的移动通信系统、多载波CDMA发送装置及多载波CDMA接收装置。

发明的公开

- 15 本发明的移动通信系统，其特征在于，发送侧包括：信道编码单元(与后述的实施例的特播编码部1相当)，以所定的编码率进行信道编码处理；调制单元(与副载波组调制处理部202-1~202-n相当)，根据信道编码后的发送数据，作成包括公共导引部分和数据部分的各个副载波组的时隙，对副载波组中的副载波信号逐一进行调制处理；发送单元(与多路复用部203-1~203-n、逆傅立叶变换部204、GI附加部205、频率变换部206相当)，将对调制后的副载波组中的副载波信号进行所定的处理而生成的信号发送到传输线路，接收侧包括：
- 20 信道估计/衰落补偿单元(与公共导引抽出部305-1~305-m、各副载波信道估计部306、衰落补偿部308-1~308-m相当)，根据所定的接收处理生成的各副载波信号所包含的公共导引部分，进行信道估计及衰落补偿；信号振幅估计单元(与各副载波组信道估计值平均化部2相当)，估计上述各信道估计结果的信号振幅；解调/补正单元(与软判定数据作成部311相当)，对衰落补偿后的各副载波信号进行软判定处理，采用上述信号振幅的估计值补正软判定值；信道解码单
- 25

元(与特播解码部3相当),对补正后的软判定值,进行对应于上述编码率的信道解码。

5 另一发明的移动通信系统,其特征在于,发送侧包括:信道编码单元,以所定的编码率进行信道编码处理;调制单元,根据信道编码后的发送数据,作成包含公共导引部分、接收侧中已知的已知序列部分和数据部分的各个副载波组的时隙,对副载波组中的各个副载波信号进行调制处理;发送单元,将对调制后的副载波组中的副载波信号实施所定的处理而生成的信号向传输线路发送;接收侧包括:信道估计/衰落补偿单元,根据所定的接收处理而生成的各副载波信号所包含的公共导引部分,进行信道估计及衰落补偿;软判定补正值估计单元(与各副载波组软判定补正值估计部5相当),采用上述已知序列部分估计软判定补正值;解码/补正单元,对衰落补偿后的各副载波信号进行软判定处理,采用上述软判定补正值补正软判定值;信道解码单元,对补正后的软判定值进行对应于上述编码率
10 的信道解码。
15

另一发明的移动通信系统,其特征在于,上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号振幅,作为上述软判定补正值。

另一发明的移动通信系统,其特征在于,上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号功率对干涉功率比,作为上述软判定补正值。
20

另一发明的移动通信系统,其特征在于,上述软判定补正值估计单元,估计上述已知序列部分的信号振幅和信号功率对干涉功率比,将该已知序列部分的信号振幅和信号功率对干涉功率比的平均化结果之积作为上述软判定补正值。

25 另一发明的移动通信系统,其特征在于,上述信道解码单元包括生成解码数据的可靠性信息的可靠性信息生成单元(与可靠性信息作成部26相当),上述信道编码单元,根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变编码率,同时进行信道编码处理。

另一发明的移动通信系统，其特征在于，上述信道解码单元包括生成解码数据的可靠性信息的可靠性信息生成单元，上述调制单元根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变调制多值数，同时进行调制处理。

- 5 另一发明的移动通信系统，其特征在于，上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比，作为上述可靠性信息。

另一发明的移动通信系统，其特征在于，上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号振幅，作为上述可靠性信息。

- 10 另一发明的移动通信系统，其特征在于，上述可靠性信息生成单元计算软判定值的平均信号功率，作为上述可靠性信息。

另一发明的移动通信系统，其特征在于，上述信道编码处理/信道解码处理中采用特播码作为纠错码。

- 15 另一发明的移动通信系统，其特征在于，上述信道编码处理/信道解码处理中采用卷积码作为纠错码。

另一发明的多载波CDMA发送装置，其特征在于包括特播编码单元，其根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变编码率，同时进行特播编码处理。

- 20 另一发明的多载波CDMA发送装置，其特征在于包括调制单元，其根据从接收侧通知的可靠性信息适当改变调制多值数，同时进行调制处理。

- 25 另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，包括：信道估计/衰落补偿单元，根据由所定的接收处理生成的副载波信号所包含的公共导引部分，进行信道估计及衰落补偿；信号振幅估计单元，估计上述信道估计结果的信号振幅；解码/补正单元，对衰落补偿后的副载波信号进行软判定处理，采用上述信号振幅的估计值补正软判定值；特播解码单元，对补正后的软判定值进行对应于编码率的特播解码。

另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，包括：信道估计/衰落补偿单元，根据由所定的接收处理生成的副载波信号所包含的公共导引部分，进行信道估计及衰落补偿；软判定补正值估计单元，采用上述副载波信号中包含的接收侧中已知的已知序列部分，
5 估计软判定补正值；解码/补正单元，对衰落补偿后的副载波信号进行软判定处理，采用上述软判定补正值补正软判定值；特播解码单元，对补正后的软判定值进行对应于编码率的特播解码。

另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号振幅，作为上述软判定补正值。
10

另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，上述软判定补正值估计单元估计已知序列部分的信号功率对干涉功率比，作为上述软判定补正值。

另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，上述软判定补正值估计单元估计上述已知序列部分的信号振幅和信号功率对干涉功率比，将该已知序列部分的信号振幅和信号功率对干涉功率比的平均化结果之积作为上述软判定补正值。
15

另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元，其计算上述软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比，作为解码数据的可靠性信息。
20

另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元，其计算上述软判定值的平均信号振幅，作为解码数据的可靠性信息。

另一发明的多载波CDMA接收装置，其特征在于，上述特播解码单元包括可靠性信息生成单元，其计算上述软判定值的平均信号功率，作为解码数据的可靠性信息。
25

图面的简单说明

第1图是本发明的多载波CDMA发送装置的实施例1的构成示意图。

第2图是本发明的多载波CDMA接收装置的实施例1的构成示意图。

5 第3图是特播编码部的构成示意图。

第4图是特播解码部的构成示意图。

第5图是可靠性信息作成部的构成示意图。

第6图是可靠性信息和分组错误率的关系以及编码率和信息传输速度和分组错误率特性的关系的示意图。

10 第7图是信息调制部的构成示意图。

第8图是实施例2的时隙作成部中作成的时隙的构成示意图。

第9图是本发明的多载波CDMA接收装置的实施例2的构成示意图。

15 第10图是实施例2的各副载波组软判定补正值估计部的构成示意图。

第11图是实施例3的各副载波组软判定补正值估计部的构成示意图。

第12图是实施例4的各副载波组软判定补正值估计部的构成示意图。

20 第13图是SIR平均化部的构成示意图。

第14图是传统的多载波CDMA发送装置的构成示意图。

第15图是传统的多载波CDMA接收装置的构成示意图。

第16图是副载波单位的帧格式示意图。

第17图是复制部的构成示意图。

25 第18图是信息调制部的构成示意图。

第19图是扩频部的构成示意图。

第20图是附加保护间隔的情况的说明图。

第21图是频率选择性衰落传输线路的脉冲响应的一例的示意

图。

第22图是 $N_{scg}=4$ 、 $N_{sub}=8$ 时的频率轴上的调制信号的示意图。

第23图是衰落补偿部的构成示意图。

第24图是去扩频部的构成示意图。

5

发明的最佳实施例

以下，根据图面详细说明本发明的移动通信系统、多载波CDMA发送装置及多载波CDMA接收装置的实施例。另外，该实施例不是对本发明进行限定。

10

实施例1

第1图是本发明的多载波CDMA发送装置的实施例1的构成的示意图。第1图中，1是特播编码部，192是交织器，201是串/并变换部(S/P)，202-1，202-2，...，202-n分别是第1，2，...， $N_{scg}(=n)$ 副载波组调制处理部，203-1，203-2，...，203-n是多路复用部，204是逆傅立叶变换部，205是保护间隔(GI)附加部，206是频率变换部，207是天线。另外，各副载波组调制处理部中，211-1，211-2，...，211-n是时隙作成部，212-1，212-2，...，212-n是复制部，213-1，213-2，...，213-n是信息调制部，214-1，214-2，...，214-n是扩频部。

15

20

25

另外，第2图是本发明的多载波CDMA接收装置的实施例1的构成示意图。第2图中，301是天线，302是频率变换部，303是保护间隔(GI)除去部，304是傅立叶变换部，305-1，305-2，305-3，...，305-m是公共导引抽出部，306是各副载波信道估计部，307是延迟器，308-1，308-2，308-3，...，308-m是衰落补偿部，309是去扩频部，310是并/串变换部(P/S)，2是各副载波组信道估计值平均化部，311是软判定数据作成部，312是去交织器，3是特播解码部，4是编码率选择部。

这里，说明上述本实施例的移动通信系统中的多载波CDMA收发装置的动作。另外，这里假定基站和多个终端间进行数据收发。

首先，说明多载波CDMA发送装置的动作。向任意的终端发送的

发送数据输入特播编码部1，这里，进行用以纠错的特播编码。特播编码部1中，根据多载波CDMA接收装置侧通知的(通过上行线路通知)编码率选择信息确定编码率，以该编码率进行编码。特播码比卷积码的纠错能力高，特别地，即使是为了提高信息传输速度，增加调制多值数和多码多路复用数，并增加一个时隙的比特数的场合，也可以通过加长码字长，进一步提高纠错能力。关于特播码，在文献「Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes(1), in Proc. IEEE Int. Conf. on Communications, pp.1064-1070 May 1993」中有详细记载。

第3图是上述特播编码部1的构成示意图。第3图中，12是交织器，11，13是递归卷积编码部，14是收缩处理部，15是并/串变换部(P/S)。递归卷积编码部11中，对发送数据进行递归卷积运算，作成奇偶数据。交织器12中，以一个码字单位对发送数据进行交织。

另外，一个码字单位是一个时隙或一个帧单位。另外，通过采用多个扩频码的多码多重传输向任意的终端发送信息的场合，对多个扩频码的每一个分配的一个时隙或一个帧单位的发送数据可汇总成一个码字单位。从而，由于可加长交织器12中的交织长，因而可提高码的纠错能力。

递归卷积编码部13中，对交织的发送数据进行递归卷积运算，作成奇偶数据。收缩处理部14中，根据确定的编码率，进行奇偶数据的疏化(间引)处理，将疏化的奇偶数据向并/串变换部15输出。并/串变换部15中，对发送数据和疏化的奇偶数据进行并/串变换，作为特播编码数据向交织器192输出。

特播编码的数据向交织器192输入，这里，进行用以分解频率选择性衰落传输线路中发生的突发错误的交织。交织的数据向串/并变换部201输入，这里，变换成并列数为 N_{scg} (预定的整数)的并行数据，并分别传输到副载波组调制处理部202-1~n。另外，逐一对副载波组进行调制处理的第1~第 N_{scg} 副载波组调制处理部202-1~n中，由于

进行完全相同的信号处理，因而这里说明第1副载波组调制处理部202-1的动作，而省略其他副载波组调制处理部的说明。

5 向副载波组调制处理部202-1输入串/并变换部201并行输出中的第1数据序列。然后，时隙作成部211-1中，接受的数据序列分割成 N_{data} 单位，分割的各数据的开头附加公共导引符号，作成一个数据时隙甚至 N 个时隙结构的帧(参照第16图)。

10 接受第1副载波组的数据时隙的复制部212-1中，以预定的副载波数 $N_{\text{sub}} (=j)$ 复制该帧，作成副载波 N_{sub} 个数据时隙。另外，各复制部的构成与先前说明的第17图相同。然后，复制部212-1中， N_{sub} 个数据时隙向信息调制部213-1输出。

接受 N_{sub} 个数据时隙的信息调制部213-1中，在QPSK调制部221-1~221-j中对该数据时隙进行QPSK调制，作成 N_{sub} 个信息调制后副载波信号。另外，各信息调制部的构成与先前说明的第18图相同。然后， N_{sub} 个信息调制后副载波信号向扩频部214-1输出。

15 扩频部214-1中，对 N_{sub} 个信息调制后副载波信号，采用预先提供给多个终端单位或发送的其他信道单位的相互正交的扩频码(其中，码可表达成 ± 1)进行扩频。另外，各扩频部的构成与先前说明的第19图相同。具体地说，将 N_{sub} 个信息调制后副载波信号与扩频码生成部222输出的各扩频码相乘。另外，扩频码一般采用正交码的Walsch码。然后，扩频部214-1中，将 N_{sub} 个扩频后副载波信号向多路复用部203-1输出。

25 接受了 N_{sub} 个扩频后副载波信号的多路复用部203-1中，多路复用该各副载波信号(用以向多个终端发送的发送信号)，多路复用后的副载波信号向逆傅立叶变换部204输出。此时，逆傅立叶变换部204也输入多路复用部203-1以外的其他多路复用部203-2~203-n所获得的多路复用后的副载波信号，合计输入了 $N_{\text{scg}} \times N_{\text{sub}} (=N_c)$ 个副载波信号。

逆傅立叶变换部204中，采用接受的多个副载波信号进行逆傅立

叶变换处理，逆傅立叶变换后的信号向保护间隔附加部205输出。

保护间隔附加部205中，以 τ_{GI} 时间复制逆傅立叶变换后的信号中的符号的后部，将其附加到符号的开头(参照第20图)。然后，保护间隔附加后的信号向频率变换部206输出。另外， τ_{GI} 一般设定成

5 比传输线路上的延迟扩展大(参照第21图)。

最后，频率变换部206中，对接受的保护间隔附加后的信号进行所定的频率变换，然后，经由天线207将频率变换后的信号向无线通信中的传输线路输出。

接着，根据第2图说明多载波CDMA接收装置的动作。经由天线301

10 接受无线通信线路上受频率选择性衰落等的影响的信号的频率变换部302中，将该信号变换成基带信号。然后，该基带信号向保护间隔除去部303输出。

保护间隔除去部303中，从接受的基带信号除去保护间隔(GI)，生成各符号连续的信号(参照第20图上部)。然后，该信号向傅立叶

15 变换部304输出。

傅立叶变换部304中，对接受的信号进行傅立叶变换处理，生成 $N_{scg} \times N_{sub} (=N_c)$ 个副载波信号。然后，对于各个副载波，该各副载波信号分别向延迟器307及公共导引抽出部305-1 ~ 305-m输出。

公共导引抽出部305-1 ~ 305-m中，从分别接受的副载波信号抽出公共导引部分。另外，各副载波信道估计部306中，根据抽出的公共导引部分的信号，对每个副载波计算信道估计值。此时，可通过同相相加邻接3个副载波的信道估计值，计算抑制了噪声分量的各个副载波的信道估计值。另外，也可从时隙前部和时隙后部的公共导引部分(参照第16图)计算信道估计值。该场合，对每个副载波计算2

20 个信道估计值。然后，对于各个副载波，将该各个副载波的信道估计值向衰落补偿部308-1 ~ 308-m及各副载波组信道估计值平均化部2

25 输出。

另一方面，接受傅立叶变换后的各副载波信号的延迟器307中，

为了调节公共导引抽出部305-1 ~ 305-m的处理和各副载波信道估计部306的处理引起的延迟,进行延迟附加处理。然后,对于各个副载波,将延迟附加后的副载波信号向衰落补偿部308-1 ~ 308-m输出。

衰落补偿部308-1 ~ 308-m中,根据接受的各个副载波的信道估计值,对各个副载波进行副载波信号的衰落补偿,衰落补偿后的副载波信号向去扩频部309输出。另外,各衰落补偿部的构成与先前说明的第23图相同。具体地说,接受各个副载波的信道估计值的绝对值计算部322中,计算该估计值的绝对值,在除法器323中,将接受的各个副载波的信道估计值除以计算的绝对值。接受除法结果的复共轭计算部324中,计算该除法结果的复共轭值,在乘法器321中,将接受的副载波信号和计算的复共轭值相乘,对于各个副载波,将衰落补偿后的副载波信号作为该乘法结果向去扩频部309输出。

去扩频部309中,将副载波组所对应的 N_{sub} 个副载波信号作为一个处理单位,首先,接受 N_{sub} 个副载波信号的乘法器326-1 ~ 326-j将该 N_{sub} 个副载波信号和扩频码生成部325输出的用以去扩频的码(与扩频码相同的码,可表达成 ± 1)分别相乘。接着,在合成部327中,合成接受的 N_{sub} 个去扩频后的副载波信号,生成与副载波组信号相当的去扩频后信号,作为其合成结果。然后,该去扩频后信号向并/串变换部310输出。另外,去扩频部309的构成与先前说明的第24图相同。

并/串变换部310中,对接受的去扩频后信号进行并/串变换处理,将变换后的信号向软判定数据作成部311输出。

另一方面,接受各个副载波的信道估计值的各副载波组信道估计值平均化部2中,对各个副载波组计算信道估计值的振幅。具体地说,从副载波组所对应的 N_{sub} 个副载波信号的信道估计值分别计算该信道估计值的振幅(绝对值),平均化这些 N_{sub} 个信道估计值的振幅,生成各个副载波组的信道估计值(仅仅振幅分量),将该各个副载波组的信道估计值向软判定数据作成部311输出。另外,在接受根据时隙前部和时隙后部的公共导引部分估计的2个信道估计值的场合,通

过对其进行平均化可进一步提高精度。具体地说，从副载波组所对应的 N_{sub} 个副载波信号的2个信道估计值分别计算该信道估计值的振幅(绝对值)，平均化这些 $2 \times N_{\text{sub}}$ 个信道估计值的振幅，生成各个副载波组的信道估计值(仅仅振幅分量)，将该各个副载波组的信道估计值向软判定数据作成部311输出。

软判定数据作成部311中，首先，从接受的并/串变换后的信号作成各比特的软判定数据(以下称为伪软判定数据)。例如，如果是QPSK调制的场合，将复数符号信号即并/串变换后的信号的实部(同相分量)和虚部(正交分量)分别作为各比特的伪软判定数据。接着，通过各个副载波组的信道估计值(仅仅振幅分量)补正该伪软判定数据，作成提高了精度的各比特的软判定数据。具体地说，将各比特的伪软判定数据与传输该比特的副载波组所对应的各个副载波组的信道估计值(仅仅振幅分量)相乘。然后，相乘后的信号作为各比特的软判定数据向去交织器312输出。

然后，去交织器312中，通过发送装置侧的交织器192中的交织规则和相反的重排规则，对接受的软判定数据进行去交织。

特播解码部3中，根据去交织的软判定数据执行特播解码，作成纠错后的解码数据。另外，作成表示解码数据的可靠性的可靠性信息，向编码率选择部4输出。

第4图是特播解码部3的构成示意图。第4图中，21，23是软判定输入/软判定输出解码器，22是交织器，24是去交织器，25是硬判定器，26是可靠性信息作成部。

软判定输入/软判定输出解码器21中，采用接受的各比特的软判定数据和去交织器24输出的信号，进行递归卷积编码部11所对应的软判定输入/软判定输出解码处理。另外，最初的解码处理时，不采用去交织器24输出的信号而输入0。另外，上述软判定输入/软判定输出解码处理中，例如，也可采用MAP解码和Max-Log-MAP解码和SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm: 软输出维特比算法)解码。

交织器22及27中，将上述软判定输入/软判定输出解码器21输出的信号通过与第3图的交织器12相同的重排规则进行重排。软判定输入/软判定输出解码器23中，采用通过交织器27接受的各比特的软判定数据和交织器22输出的信号，进行递归卷积编码部13所对应的软判定输入/软判定输出解码处理。去交织器24中，将软判定输入/软判定输出解码器23输出的信号通过与交织器12相反的重排规则进行重排。去交织后的信号再度用于软判定输入/软判定输出解码器21中的软判定输入/软判定输出解码处理中。另外，该一序列处理是反复进行的。然后，以设定的次数反复进行处理后，将软判定输入/软判定输出解码器23输出的解码后的软判定值在硬判定器25中进行硬判定，作成纠错后的解码数据。

另外，可靠性信息作成部26中，作成解码数据的每个比特的可靠性信息。第5图是可靠性信息作成部26的构成示意图。第5图中，31是绝对值部，32、35是平均化部，33、34是乘方部，36是减法部，37是除法部。

绝对值部31中，计算接受的软判定值的绝对值，平均化部32中，将该绝对值在1个码字间(一个时隙间或一个帧间)累加后，除以一个码字的解码数据的比特数，计算出平均值，将该平均值向乘方部33输出。乘方部33中，通过计算接受的平均值的乘方，计算软判定值的平均信号功率(第5图中用A表示)，向减法部36及除法部37输出。另一方面，乘方部34中，计算接受的软判定值的乘方，平均化部35中，将该乘方值在1个码字间(一个时隙间或一个帧间)累加后，除以一个码字的解码数据的比特数，计算出平均值(第5图中用B表示)，将该平均值向减法部36输出。减法部36中，通过计算 $B-A$ ，计算出软判定值的平均噪声功率(第5图中用C表示)，向除法部37输出。除法部37中，通过计算 A/C ，计算软判定值的平均信号功率对平均噪声功率之比，作为可靠性信息输出。

另外，也可简化计算手法，使平均化部32输出(软判定值的平均

信号振幅)和乘方部33输出(软判定值的平均信号功率)作为可靠性信息。另外,发送装置侧对任意的终端执行采用多个扩频码的多码多重传输时,在接收装置侧中,将分配到多个扩频码的每一个的一个时隙或一个帧单位的发送数据汇总,作为一个码字单位进行解码。

5 另外,由于可靠性信息是在多个帧或多个时隙范围进行平均化处理,因而可提高估计精度。

编码率选择部4中,根据接受的可靠性信息,确定通知发送装置的编码率。第6图是表示可靠性信息和分组错误率的关系以及编码率和信息传输速度和分组错误率特性的关系的图。具体地说,第6图上部中,作为可靠性信息和分组错误率的关系,例如,将一个帧或一个时隙定义成1分组,表示「解码数据至少有1比特错误的分组」相对于「全部发送分组」的概率。即,传输线路的状态差,分组错误率高的场合,可靠性信息变小,反之,传输线路状态好,分组错误率低的场合,可靠性信息变大。例如,以在移动通信系统中再次发

10 送为前提,在允许分组错误率为 10^{-2} 以下的场合,通过选择使分组错误率小于 10^{-2} 的最大编码率,可实现尽可能高的处理量。

另外,第6图下部表示编码率的选择候补和信息传输速度和分组错误率特性的关系。这里,编码率越小,分组错误率特性越好(分组错误率变低)但是信息传输速度变低,编码率越高,分组错误率特性越差(分组错误率变高)但是信息传输速度变高。例如,编码率选择

20 部4中,接受的可靠性信息在第6图上部的A区域时,选择比当前选择的编码率小一级的编码率(当前若为 $2/3$ 则为 $1/2$),控制使分组错误率变低。另外,可靠性信息在第6图上部的B或C区域时,直接选择当前的选择的编码率,控制使保持分组错误率。然后,可靠性信息在第6图上部的D区域时,选择比当前的选择的编码率大一级的编码率

25 (当前若为 $2/3$ 则为 $3/4$),控制使信息传输速度变高。

这样,本实施例可这样构成,即,采用公共导引部分的信号对各个副载波计算信道估计值,而且,按照副载波组单位平均化该信

道估计值的振幅分量(绝对值), 采用平均化处理后的信道估计值的振幅分量补正各比特的软判定数据, 然后进行特播解码。从而, 可生成精度高的软判定数据, 获得错误少的解码数据, 因而, 例如, 即使是使用特播码, 且适当改变信息传输速度的场合, 也可实现高的处理量。

另外, 由于本实施例的移动通信系统这样构成, 即, 在接收装置侧, 根据解码数据的可靠性信息选择编码率, 通过上行线路向发送装置通知该编码率, 发送装置采用通知的编码率进行编码, 因而, 可维持所定的传输品质并实现高处理量。而且, 在接收装置侧, 不必估计信号功率对干涉功率比和传输线路上的延迟扩展等复杂的传输线路的参数。

另外, 本实施例中, 根据解码数据的可靠性信息变更编码率, 同样, 也可变更调制信号的多值数、扩频率、多码多路复用数等。但是, 变更调制信号的多值数的场合, 信息调制部213-1~213-n的构成为如第7图所示的构成。第7图是信息调制部213-1~213-n的其他构成的示意图, 71-1, 71-2, ..., 71-j是多值调制部。多值调制部71-1~71-j中, 进行8PSK调制和16QAM调制等的多值调制。

另外, 在变更扩频率和多码多路复用数的场合, 发送装置侧(基站侧)中, 也必须考虑其他用户的接收品质。该场合, 从接收装置侧直接向发送装置侧通知可靠性信息, 发送装置侧中, 考虑所有用户的可靠性信息, 确定各用户的扩频率和多码多路复用数。

另外, 在本实施例中变更特播码的编码率, 但是不限于此, 也可以变更卷积码的编码率(或调制信号的多值数、扩频率、多码多路复用数等)。该场合, 解码数据的可靠性信息也可以采用在维特比解码的各时刻获得的最大似然路径的路径量度值(利用该值在各时刻规格化处理所有路径量度)的累加值等。

实施例2

实施例2的移动通信系统中, 发送装置内的时隙作成部211-1~

211-n的时隙作成方法和接收装置侧的构成与实施例1不同。这里，仅仅说明与前述的实施例1动作不同的部分。另外，本实施例的发送装置的构成与前述的第1图的构成相同。

5 第8图是实施例2的时隙作成部211-1~211-n中作成的时隙的构成示意图。时隙作成部211-1~211-n，将接受的数据序列分割成 N_{data} 单位，在分割的各数据的开头附加公共导引符号和已知序列(接收装置中已知的序列)，作成一个数据时隙甚至N个时隙结构的帧。

第9图是本发明的多载波CDMA接收装置的实施例2的构成示意图。第9图中，5是各副载波组软判定补正值估计部。另外，对与前述的实施例1同样的构成附加相同的符号，并省略其说明。

10 第10图是上述各副载波组软判定补正值估计部5的构成示意图。第10图中，41-1~41-n是已知序列检测部，42-1~42-n是逆调制部，43-1~43-n是已知序列发生部，44-1~44-n是平均化部，45-1~45-n是绝对值部。另外，各副载波组软判定补正值估计部5的内部中，由于各副载波组中进行相同的动作，因而，这里特别地说明对副载波组信号#1的动作。

首先，已知序列检测部41-1中，从接受的去扩频后的副载波组信号中检测第8图所示已知序列。接着，接受检测的已知序列部分的逆调制部42-1中，利用已知序列发生部43-1发生的接收装置侧中已知的已知序列，除去调制分量。接着，接受调制分量除去后的已知序列部分的平均化部44-1中，采用 N_{kw} 个已知序列部分的符号进行同相平均化处理，抑制噪声分量。接着，接受平均化处理后的已知序列部分的绝对值部45-1中，通过计算该已知序列部分的绝对值，计算已知序列部分的信号振幅。然后，将该已知序列部分的信号振幅作为对副载波组信号#1的软判定补正值，向软判定数据作成部311输出。

25 软判定数据作成部311中，首先，从接受的并/串变换后的信号作成各比特的软判定数据(以下，称为伪软判定数据)。例如，若是QPSK

调制的场合，将复数符号信号即并/串变换后的信号的实部(同相分量)和虚部(正交分量)分别作为各比特的伪软判定数据。接着，通过接受的各个副载波组的软判定补正值修正该伪软判定数据，作成提高了精度的各比特的软判定数据。具体地说，将各比特的伪软判定数据和传输该比特的副载波组所对应的各个副载波组的软判定补正值相乘。然后，将相乘后的信号作为各比特的软判定数据，向去交织器312输出。

这样，本实施例形成这样的结构，即，采用已知序列部分的信号对各个副载波组计算软判定补正值，而且，采用该软判定补正值修正各比特的软判定数据，然后，进行特播解码。从而，由于可生成精度高的软判定数据，可获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码，且适当改变信息传输速度的场合，也可实现与实施例1同样的高处理量。

另外，本实施例中，通过将软判定补正值，即，已知序列部分的信号振幅在多个时隙中平均化，可进一步提高估计精度。另外，本实施例中，已知序列配置在公共导引符号后，但是已知序列也可不必配置在公共导引符号后，例如，也可配置在时隙的中央部分和时隙的最后部分。

实施例3

实施例3的移动通信系统中，接收装置内的各副载波组软判定补正值估计部5的构成与实施例2不同。这里仅仅说明与前述的实施例2动作不同的部分。另外，本实施例的发送装置的构成与前述的第1图的构成相同，接收装置的构成与前述的第9图的构成相同。

第11图表示实施例3的各副载波组软判定补正值估计部5的构成。第11图中，46-1~46-n是乘方部，47-1~47-n是再调制部，48-1~48-n是减法部，49-1~49-n是乘方部，50-1~50-n是平均化部，51-1~51-n是除法部。另外，与前述的第10图相同的构成附加相同的符号，并省略其说明。各副载波组软判定补正值估计部5中，由于

对各副载波组进行相同的动作，因而，这里特别说明对副载波组信号#1的动作。

从平均化部44-1接受平均化处理后的已知序列部分的乘方部46-1中，对该已知序列部分进行乘方运算。

5 另一方面，接受已知序列发生部43-1发生的接收装置侧中已知的已知序列和平均化部44-1输出的平均化处理后的已知序列部分的再调制部47-1中，采用这些信号再进行调制处理。本实施例中，由于第1图的发送装置中进行QPSK调制作为信息调制，因而再度进行QPSK调制。

10 接着，减法部48-1中，从已知序列检测部41-1中检测的已知序列部分减去再调制后的信号。该减法在符号单位中只进行与已知符号数相当的 N_{kw} 个。接着，接受减法结果的乘方部49-1中，计算 N_{kw} 个符号的乘方值。接着，平均化部50-1中，对接受的乘方计算结果进行平均化处理，计算 N_{kw} 个符号的平均干涉功率。最后，除法部51-1
15 中，将乘方部46-1的运算结果除以平均化部50-1的运算结果，计算信号功率对干涉功率比。然后，将该信号功率对干涉功率比作为对副载波组信号#1的软判定补正值，向软判定数据作成部311输出。

这样，本实施例形成这样的结构，即，采用已知序列部分的信号对各副载波组计算信号功率对干涉功率比，作为软判定补正值，
20 而且，采用该软判定补正值修正各比特的软判定数据，然后，进行特播解码。从而，可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使在采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得与实施例1或2同样的高处理量。

另外，本实施例中，通过将软判定补正值，即，信号功率对干涉功率比在多个时隙中平均化，可进一步提高估计精度。
25

实施例4

实施例4的移动通信系统中，接收装置内的各副载波组软判定补正值估计部5的构成与实施例2和实施例3不同。这里仅仅说明与前述

的实施例2及实施例3的动作不同的部分。另外，本实施例的发送装置的构成与前述的第1图的构成相同，接收装置的构成与前述的第9图的构成相同。

第12图是实施例4的各副载波组软判定补正值估计部5的构成示意图。第12图中，52-1 ~ 52-n是乘法部，53是信号功率对干涉功率比(SIR)平均化部。另外，与前述的实施例2或3相同的构成附加相同的符号，并省略其说明。各副载波组软判定补正值估计部5中，由于对各副载波组进行相同的动作，因而，这里特别说明对副载波组信号#1的动作。

除法部51-1中，将乘法部46-1的运算结果除以平均化部50-1的运算结果，计算信号功率对干涉功率比(SIR)估计值。然后，将该SIR估计值向SIR平均化部53输出。

第13图是上述SIR平均化部53的构成示意图。第13图中，61是平均化部，62是系数乘法器，63是加法器，64是系数乘法器，65是延迟器。

接受各副载波组的SIR估计值的SIR平均化部53中，首先，在平均化部61计算全部副载波组的SIR估计值的平均值。接着，系数乘法器62中，将该SIR估计值的平均值与系数 α (α 是1以下的正数)相乘。接着，加法器63中，将该乘法结果和系数乘法器64的输出值相加，计算平均化SIR。然后，将该平均化SIR向乘法部52-1 ~ 52-n输出。另外，延迟器65中，以更新各副载波组的SIR估计值的周期(一个时隙周期)延迟平均化SIR。从而，系数乘法器64将延迟的平均化SIR与系数 $1-\alpha$ 相乘，将该乘法结果向加法器63输出。

接着，乘法部52-1中，将从绝对值部45-1接受的已知序列部分的信号振幅和从SIR平均化部53接受的平均化SIR相乘。然后，将该乘法结果作为对副载波组信号#1的软判定补正值，向软判定数据作成部311输出。

这样，本实施例中，采用已知序列部分的信号，对各个副载波

组计算已知序列部分的信号振幅和平均化SIR之积，作为软判定补正值，而且采用该软判定补正值修正各比特的软判定数据，然后，进行特播解码。从而，可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使在采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可实现与实施例1~3同样的高处理量。

另外，本实施例中，通过将软判定补正值，即，已知序列部分的信号振幅和平均化SIR之积在多个时隙内平均化，可进一步提高估计精度。

如上所述，根据本发明可形成以下结构，即，采用公共导引部分的信号对各个副载波计算信道估计值，而且，以副载波组单位平均化该信道估计值的振幅分量(绝对值)，采用平均化处理后的信道估计值的振幅分量修正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

根据另一发明可形成以下结构，即，采用已知序列部分的信号对各个副载波组计算软判定补正值，采用该软判定补正值修正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

根据另一发明可形成以下结构，即，计算已知序列部分的信号振幅，作为软判定补正值，采用该已知序列部分的信号振幅修正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

根据另一发明可形成以下结构，即，计算已知序列部分的信号功率对干扰功率比，作为软判定补正值，采用该已知序列部分的信号功率对干扰功率比修正各比特的软判定数据。从而，由于可生成

精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

5 根据另一发明可形成以下结构，即，计算已知序列部分的信号振幅和已知序列部分的信号功率对干涉功率比的平均值，采用该信号振幅和信号功率对干涉功率比的平均值之积(软判定补偿值)补正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

10 根据另一发明可形成以下结构，即，接收装置侧根据解码数据的可靠性信息选择编码率，该编码率通过上行线路通知发送装置侧，发送装置侧采用通知的编码率进行编码处理。从而，由于总是执行最佳编码处理，因而具有可维持所定的传输品质且实现高处理量的效果。

15 根据另一发明可形成以下结构，即，接收装置侧根据解码数据的可靠性信息选择调制多值数，该调制多值数通过上行线路通知发送装置侧，发送装置侧采用通知的多值数所对应的调制方式进行调制处理。从而，由于总是执行最佳调制处理，因而具有可维持所定的传输品质且实现高处理量的效果。

20 根据另一发明可形成以下结构，即，接收装置侧根据软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比选择编码率或调制多值数，该编码率或调制多值数通过上行线路通知发送装置侧，发送装置侧根据通知的编码率或调制多值数进行最佳编码处理或调制处理。从而，具有可维持所定的传输品质且实现高处理量的效果。

25 根据另一发明可形成以下结构，即，根据软判定值的平均信号振幅选择编码率或调制多值数，该编码率或调制多值数通过上行线路通知发送装置侧，发送装置侧根据通知的编码率或调制多值数进行最佳编码处理或调制处理。从而，具有可维持所定的传输品质且

以简单的方法实现高处理量的效果。

5 根据另一发明可形成以下结构，即，根据软判定值的平均信号功率选择编码率或调制多值数，该编码率或调制多值数通过上行线路通知发送装置侧，发送装置侧根据通知的编码率或调制多值数进行最佳编码处理或调制处理。从而，具有可维持所定的传输品质且以简单的方法实现高处理量的效果。

根据另一发明可形成以下结构，即，采用信道估计值的振幅分量补正各比特的软判定数据，然后，进行特播解码。从而，即使是采用特播码的场合，也具有可实现高处理量的效果。

10 根据另一发明可形成以下结构，即，采用信道估计值的振幅分量补正各比特的软判定数据，然后，进行维特比解码。从而，具有以简单的构成实现高处理量的效果。

15 根据另一发明可形成以下结构，即，采用从接收装置侧通知的编码率进行编码处理。从而，由于总是执行最佳编码处理，因而具有可维持所定的传输品质且实现高处理量的效果。

根据另一发明可形成以下结构，即，采用从接收装置侧通知的调制多值数所对应的调制方式进行调制处理。从而，由于总是执行最佳调制处理，因而具有可维持所定的传输品质且实现高处理量的效果。

20 根据另一发明可形成以下结构，即，采用公共导引部分的信号对各个副载波计算信道估计值，而且，以副载波组单位平均化该信道估计值的振幅分量(绝对值)，采用平均化处理后的信道估计值的振幅分量补正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

25 根据另一发明可形成以下结构，即，采用已知序列部分的信号对各个副载波组计算软判定补正值，采用该软判定补正值补正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错

误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

5 根据另一发明可形成以下结构，即，计算已知序列部分的信号振幅，作为软判定补正值，采用该已知序列部分的信号振幅补正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

10 根据另一发明可形成以下结构，即，计算已知序列部分的信号功率对干涉功率比，作为软判定补正值，采用该已知序列部分的信号功率对干涉功率比补正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

15 根据另一发明可形成以下结构，即，计算已知序列部分的信号振幅和已知序列部分的信号功率对干涉功率比的平均值，采用该信号振幅和信号功率对干涉功率比的平均值之积(软判定补偿值)补正各比特的软判定数据。从而，由于可生成精度高的软判定数据，获得错误少的解码数据，因而，例如，即使是采用特播码且适当改变信息传输速度的场合，也可获得实现高处理量的效果。

20 根据另一发明可形成以下结构，即，根据软判定值的平均信号功率对平均噪声功率比选择编码率或调制多值数，该编码率或调制多值数通过上行线路通知发送装置侧。从而，由于发送装置侧根据通知的编码率或调制多值数进行最佳编码处理或调制处理，因而具有可维持所定的传输品质且以简单方法实现高处理量的效果。

25 根据另一发明可形成以下结构，即，根据软判定值的平均信号振幅选择编码率或调制多值数，该编码率或调制多值数通过上行线路通知发送装置侧。从而，由于发送装置侧根据通知的编码率或调制多值数进行最佳编码处理或调制处理，因而具有可维持所定的传

输品质且以简单方法实现高处理量的效果。

5 根据另一发明可形成以下结构，即，根据软判定值的平均信号功率选择编码率或调制多值数，该编码率或调制多值数通过上行线路通知发送装置侧。从而，由于发送装置侧根据通知的编码率或调制多值数进行最佳编码处理或调制处理，因而具有可维持所定的传输品质且以简单方法实现高处理量的效果。

工业上的利用可能性

10 如上所述，本发明的移动通信系统、多载波CDMA发送装置及多载波CDMA接收装置适用于采用多载波CDMA方式的移动通信系统，具体地说，适用于频率选择性衰落传输线路中采用的多载波CDMA发送装置及多载波CDMA接收装置。

图 1

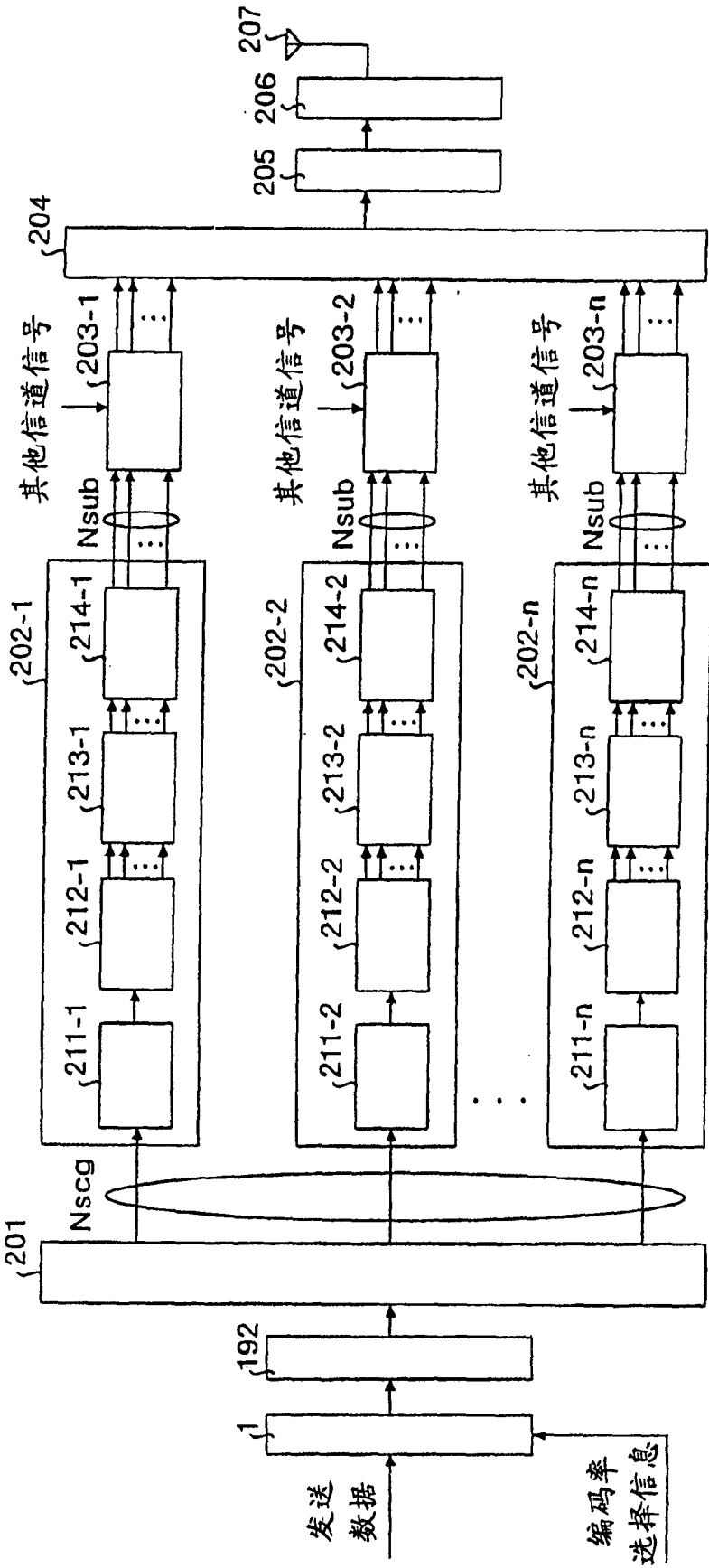


图 3

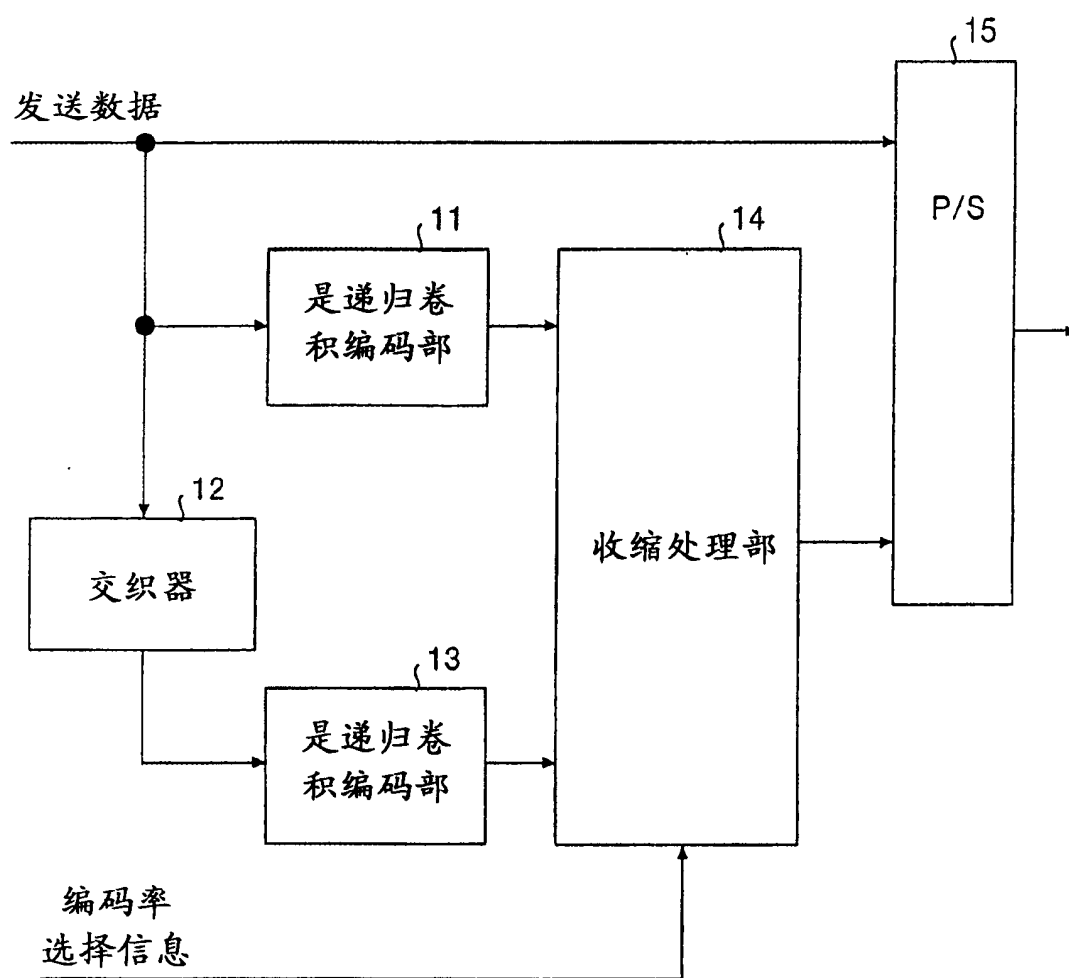


图 4

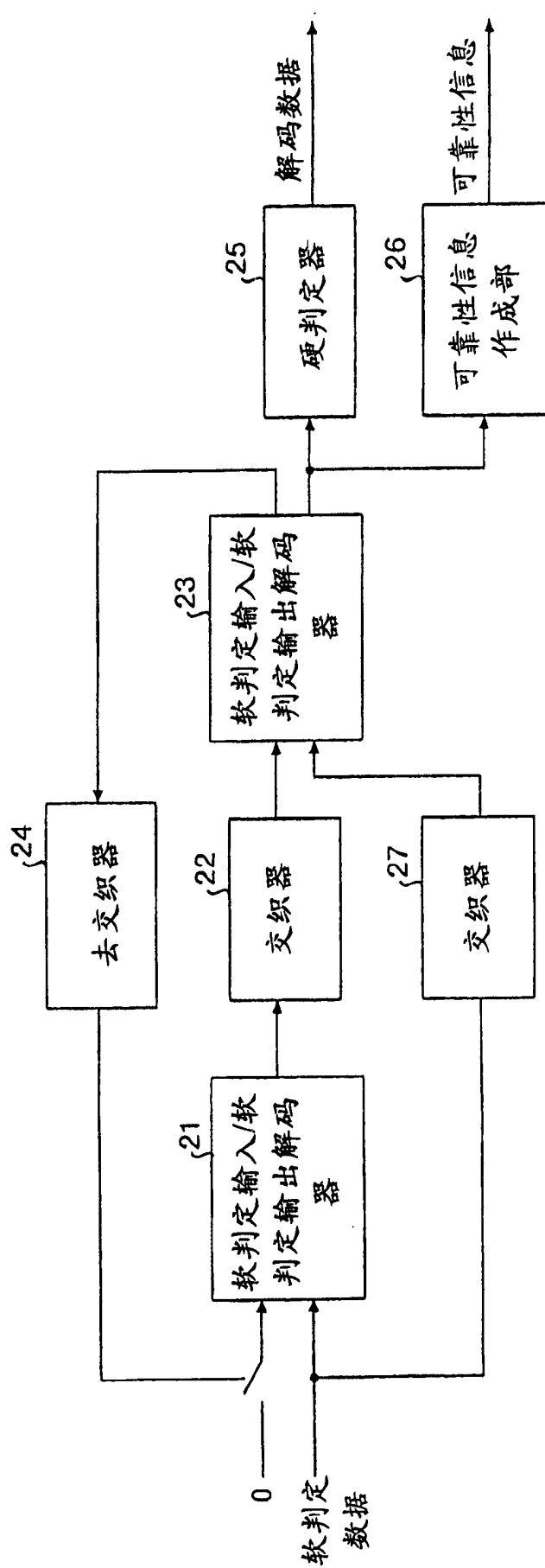


图 5

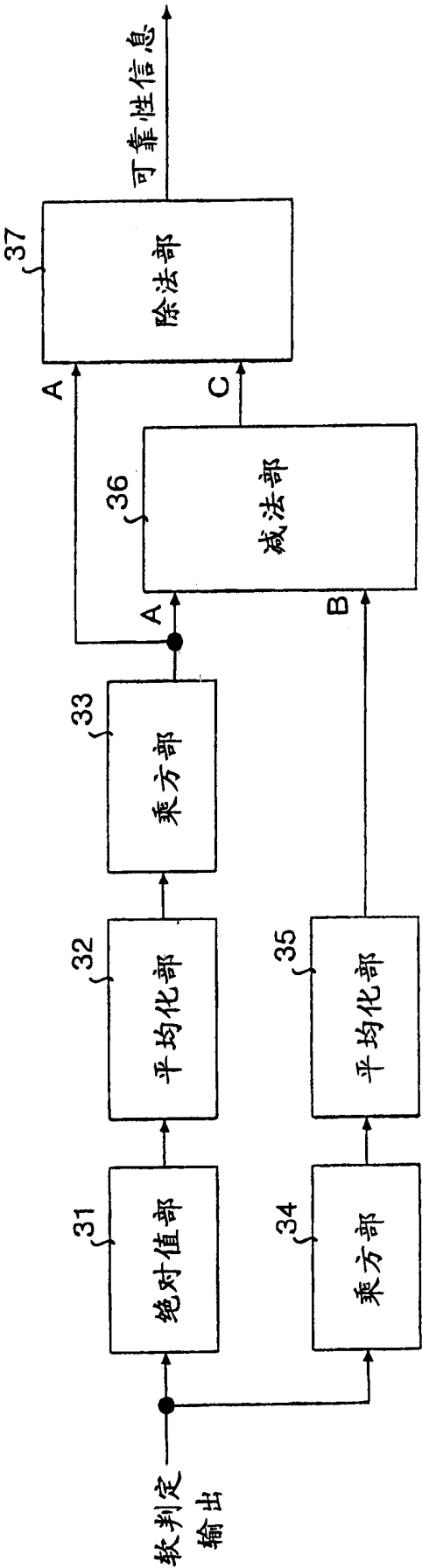
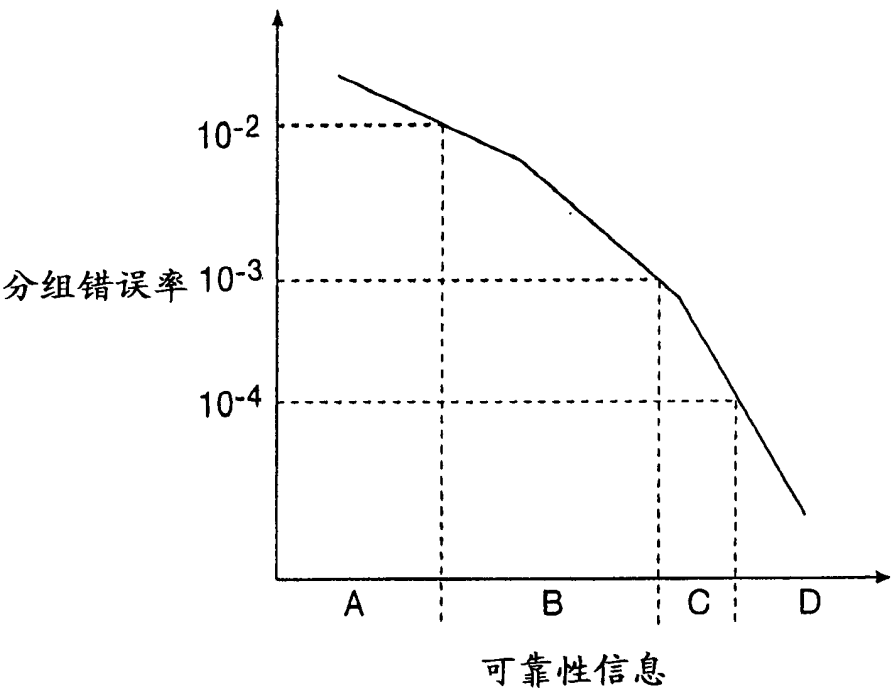


图 6



编码率	1/3	1/2	2/3	3/4	7/8	8/9
信息传输速度	低			高		
分组错误率特性	良			差		

图 7

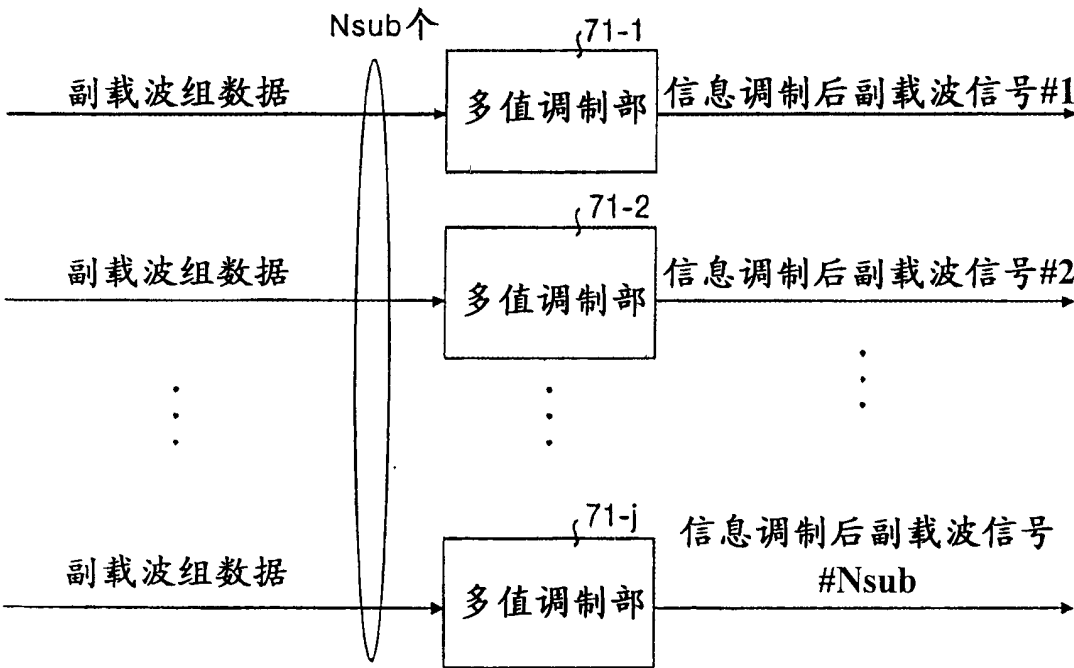


图 8

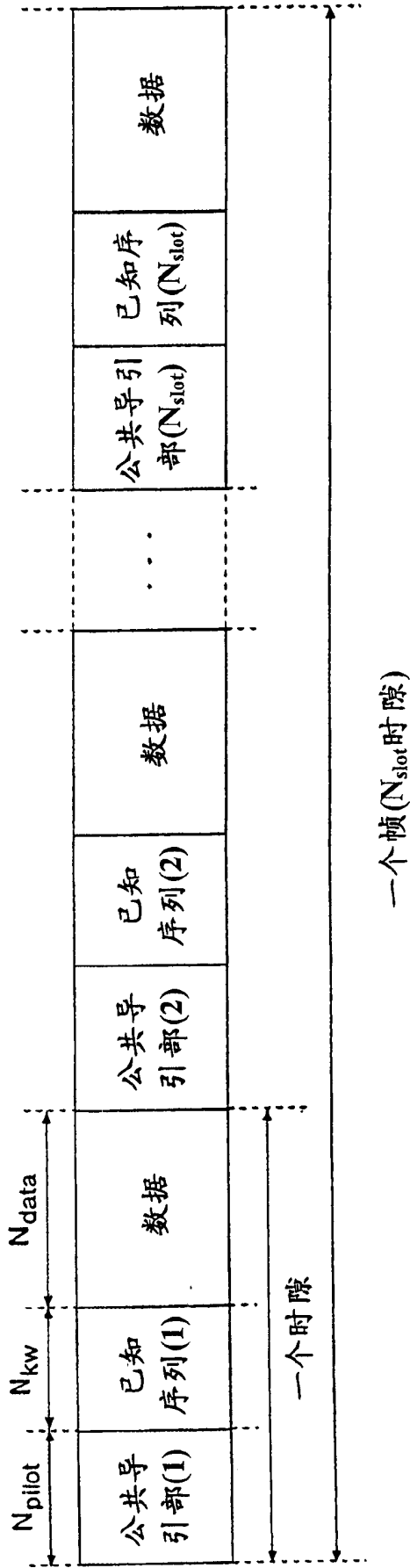


图 9

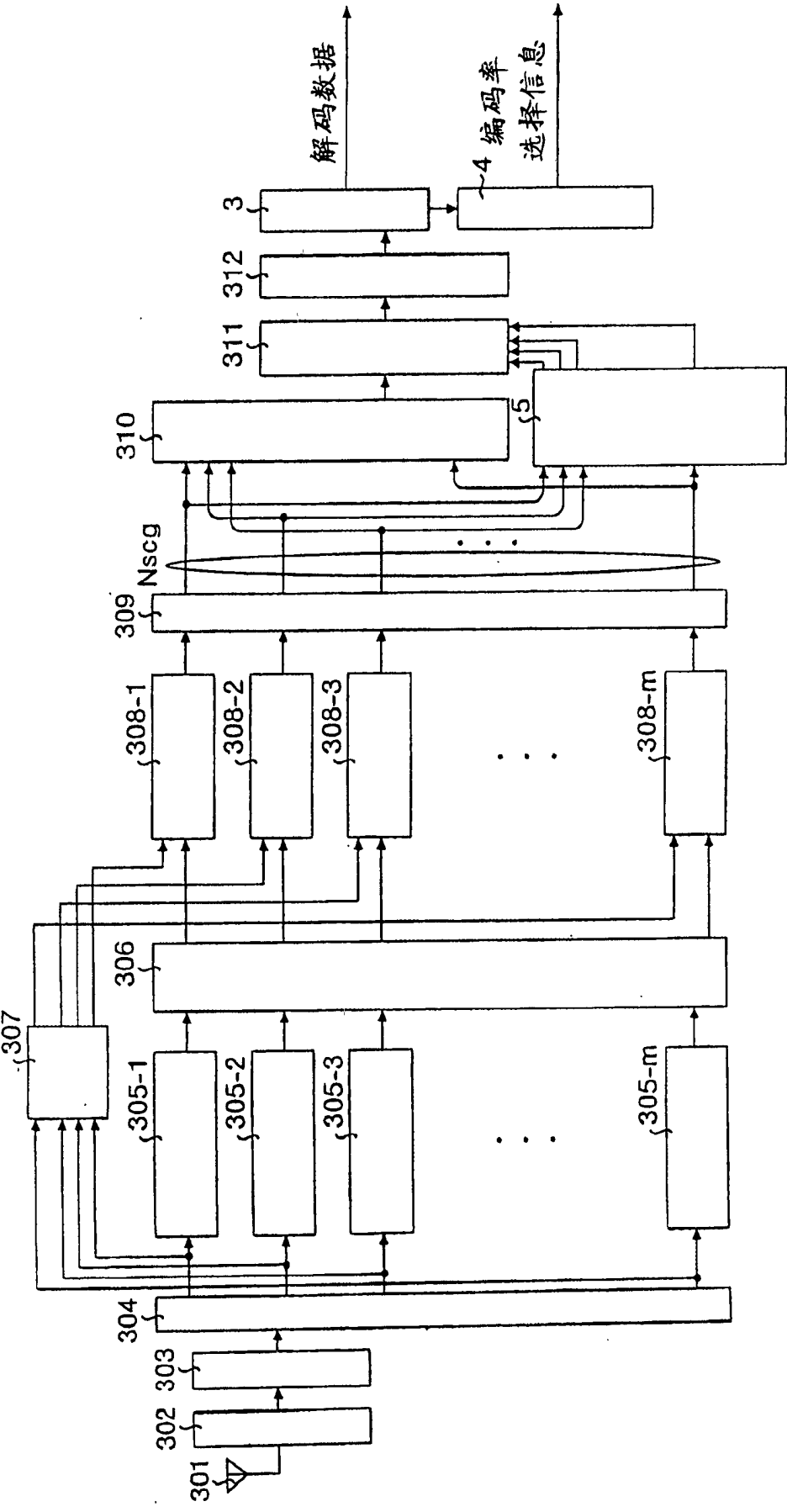


图 10

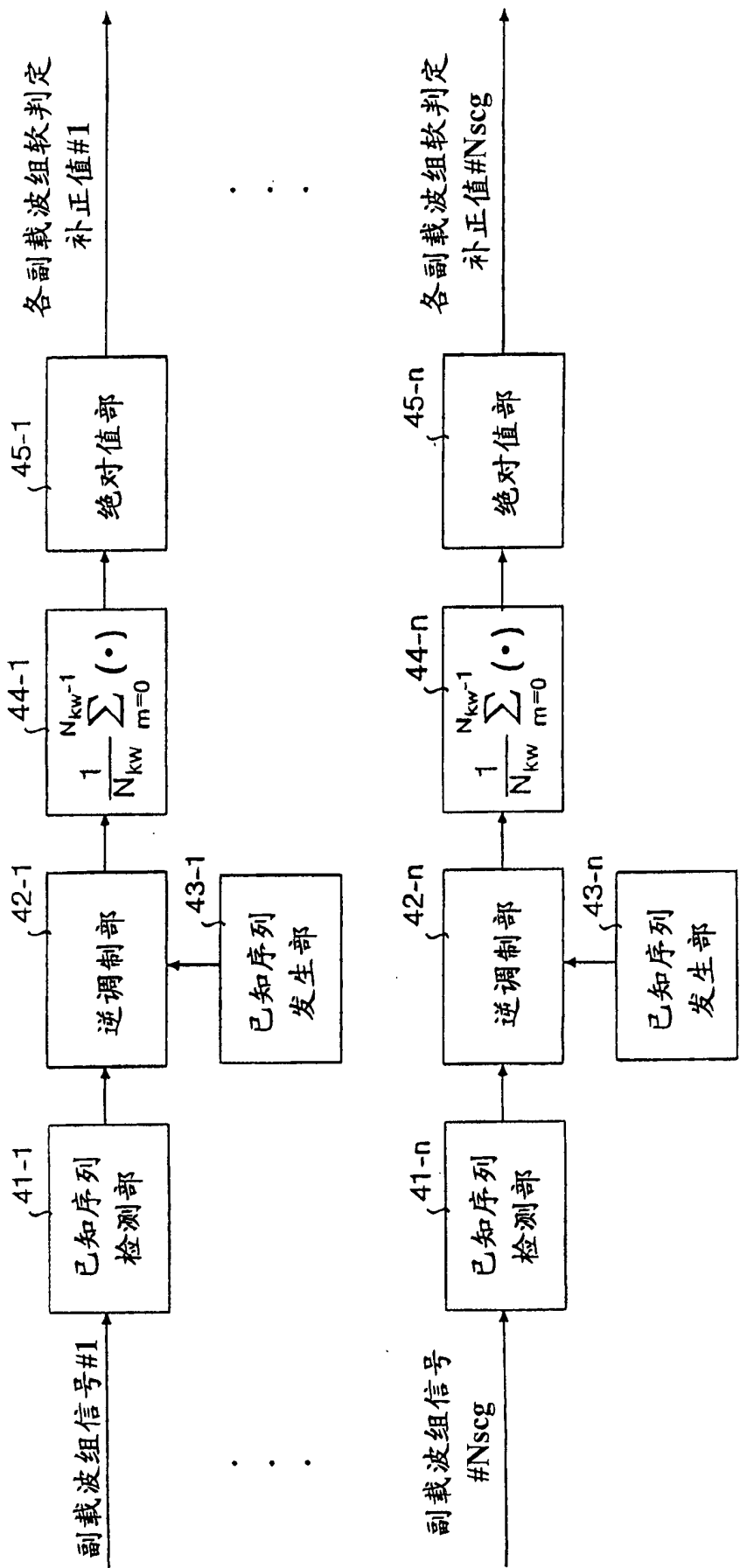


图 11

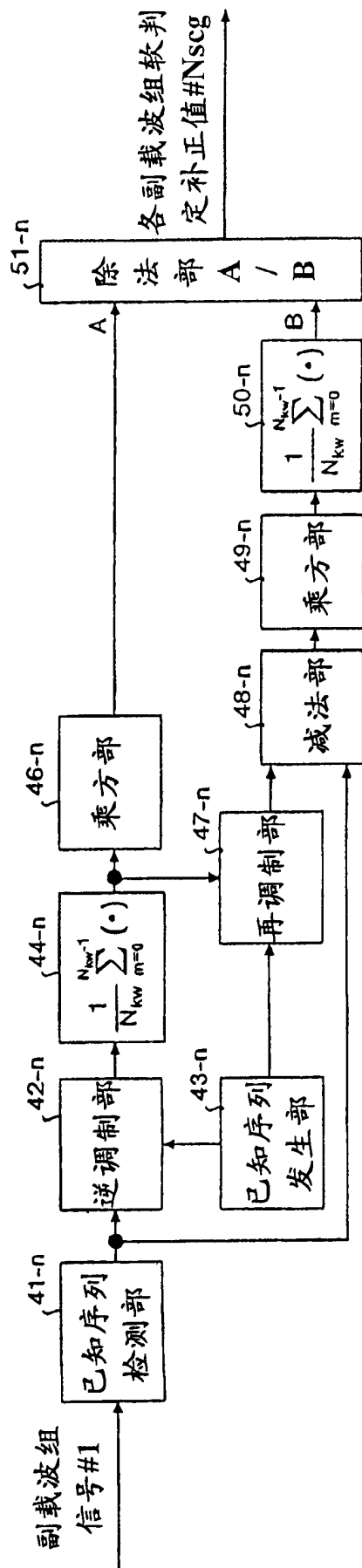
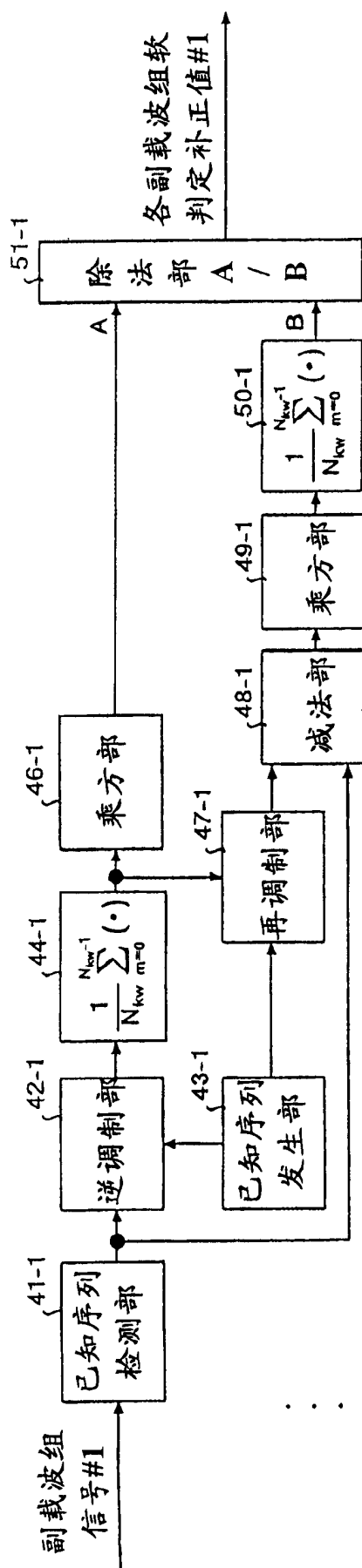


图 12

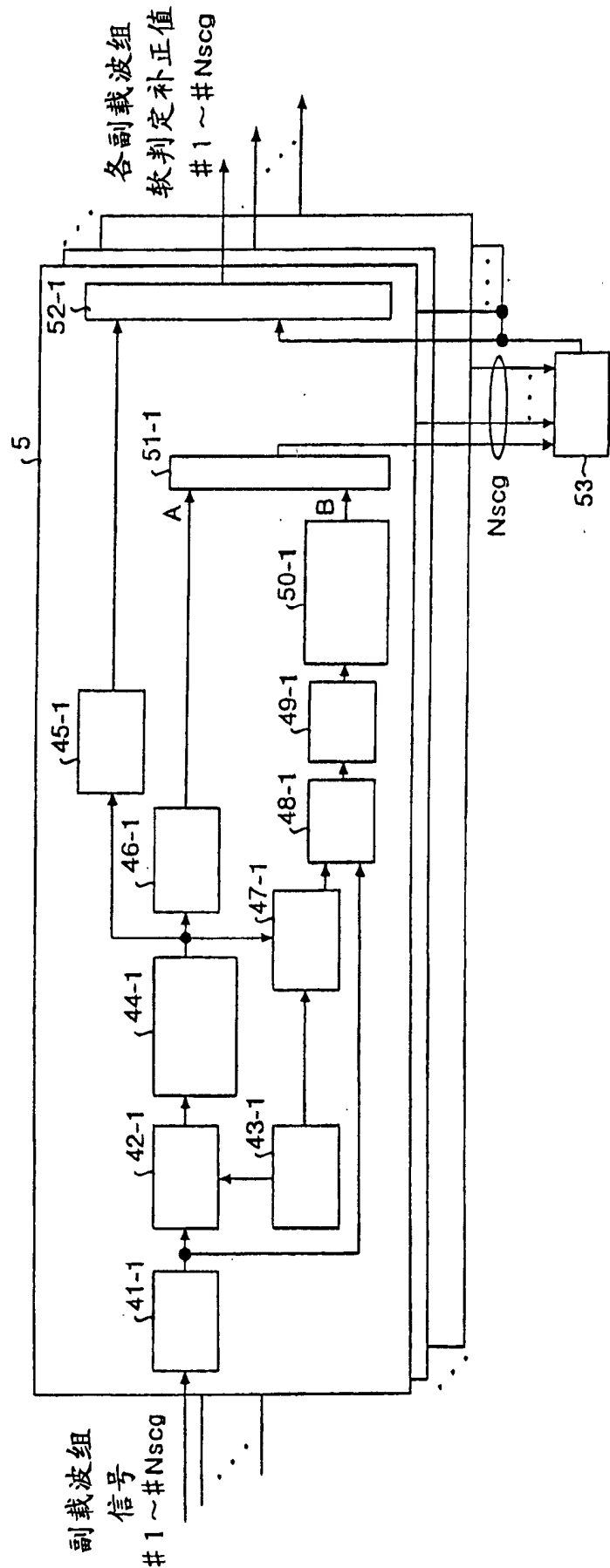


图 13

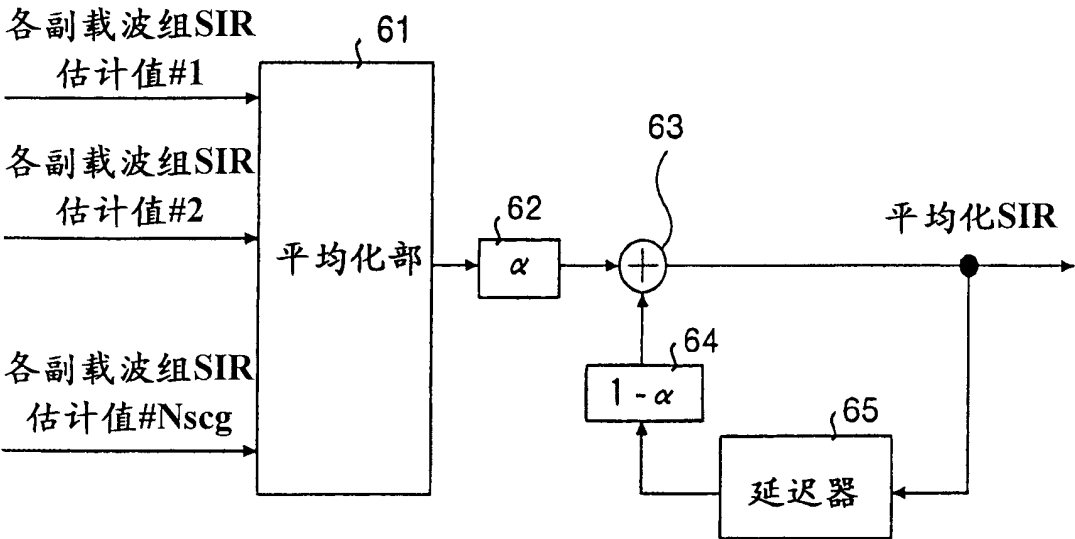


图 14

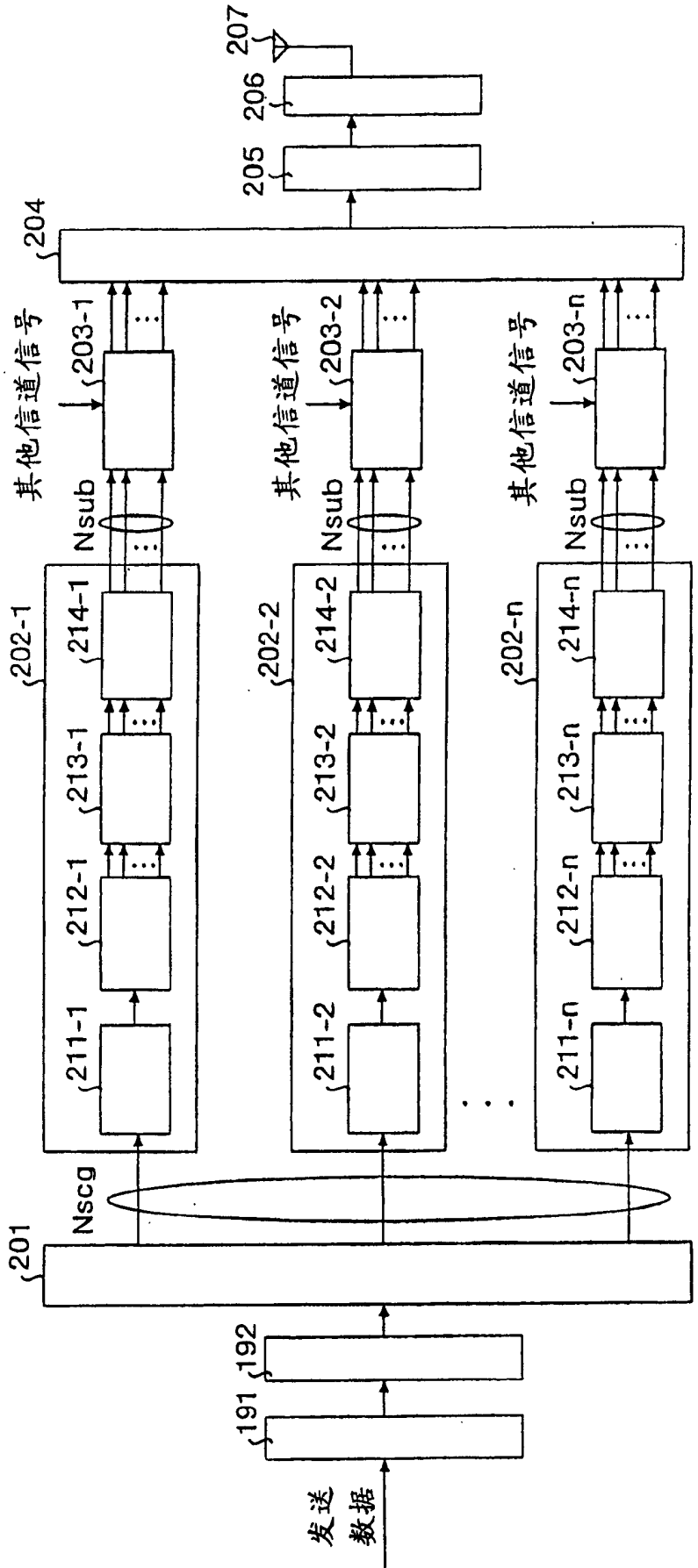


图 15

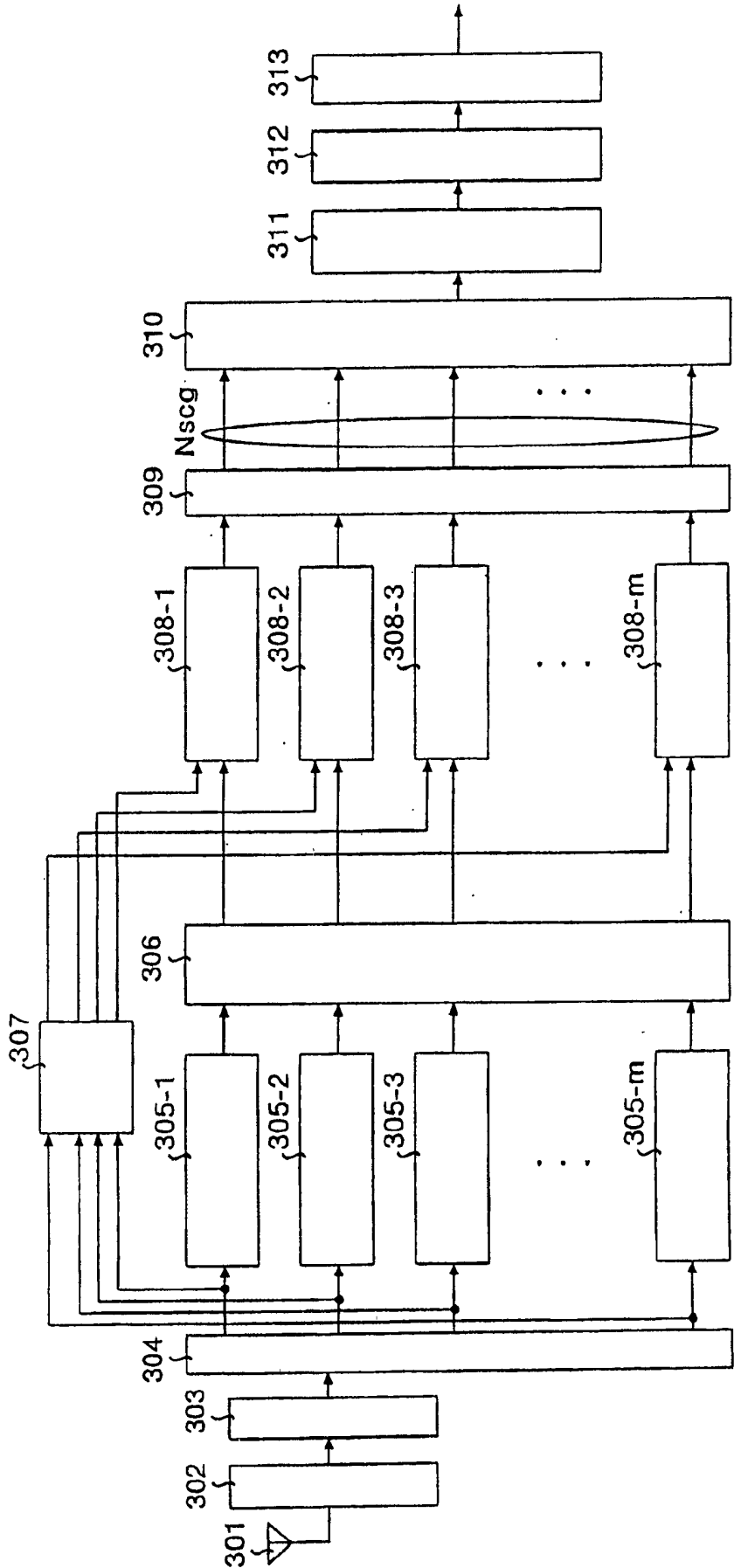


图 16

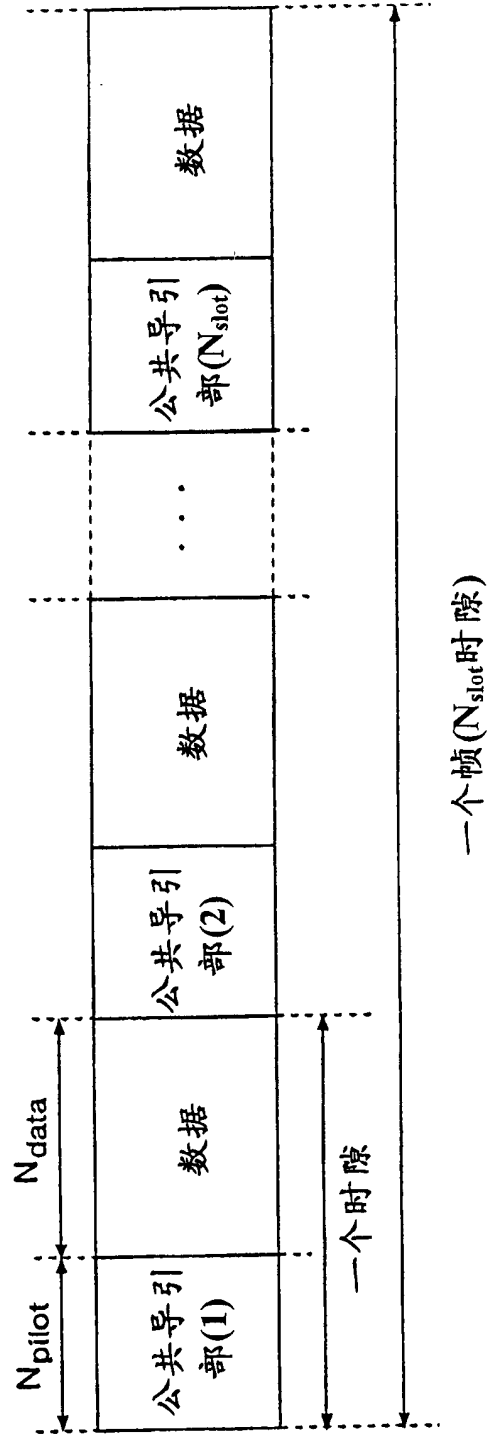


图 17

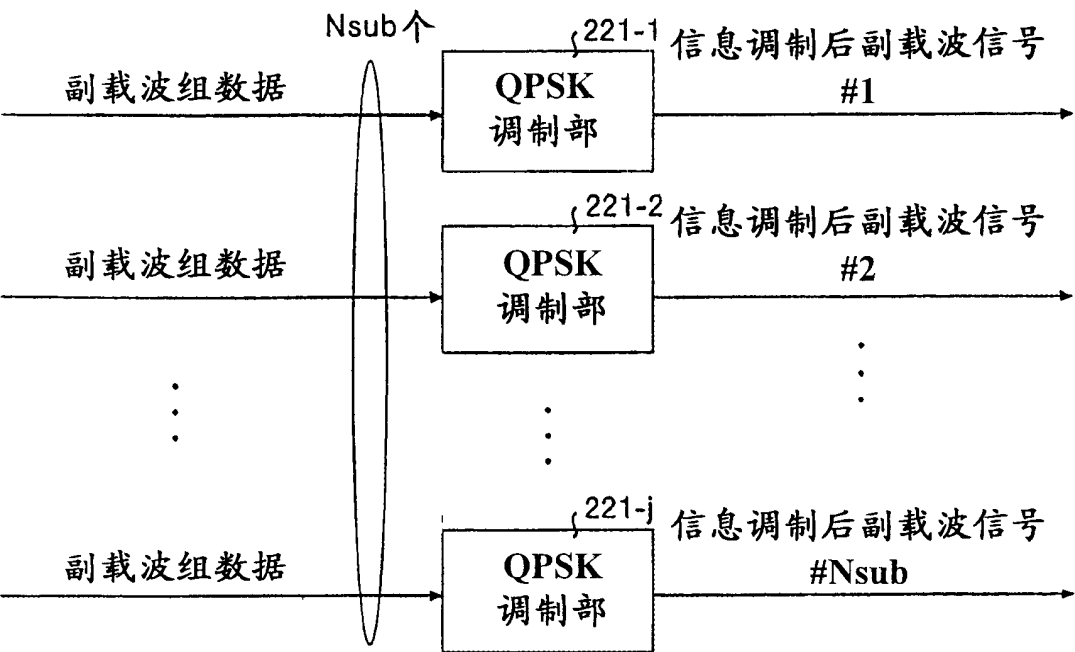
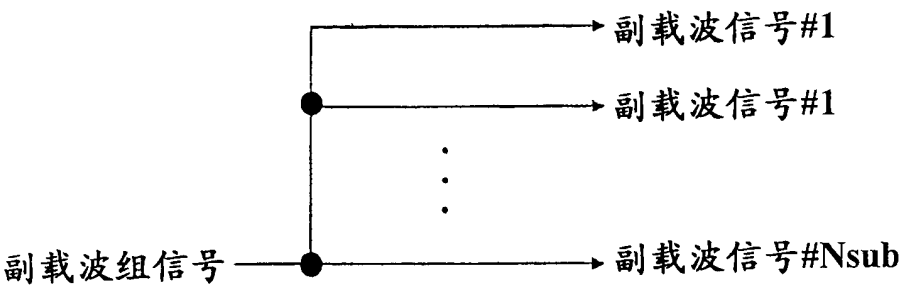


图 18

图 19

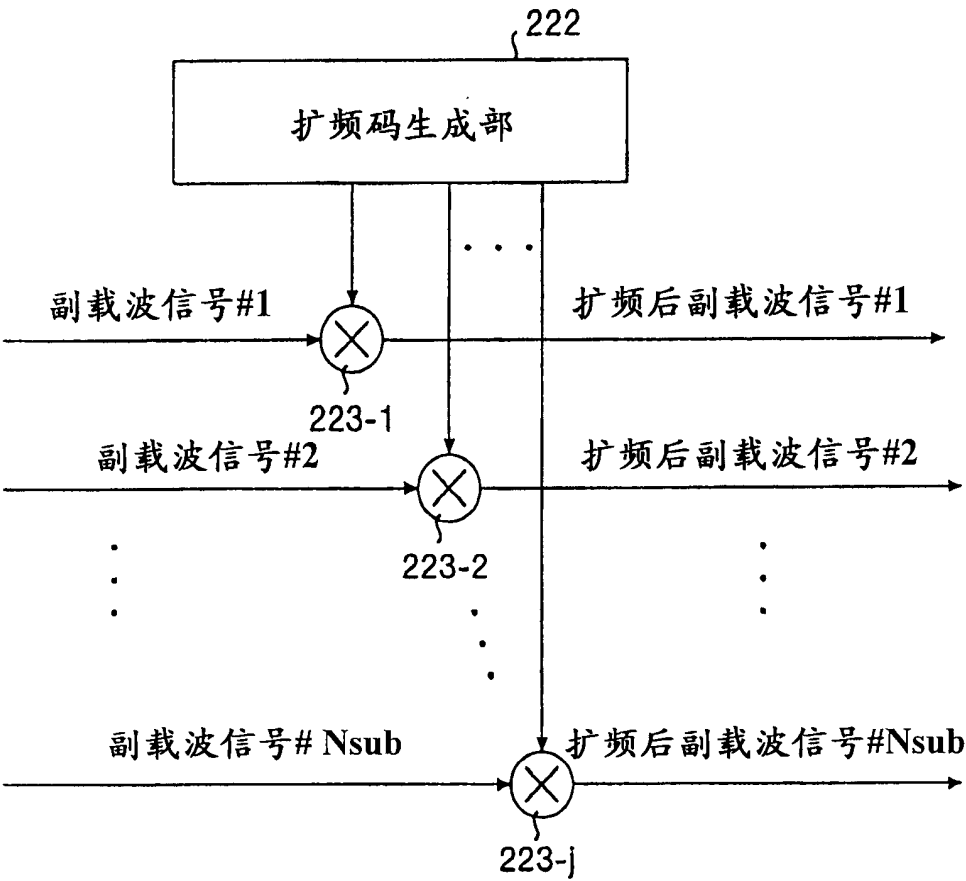


图 20

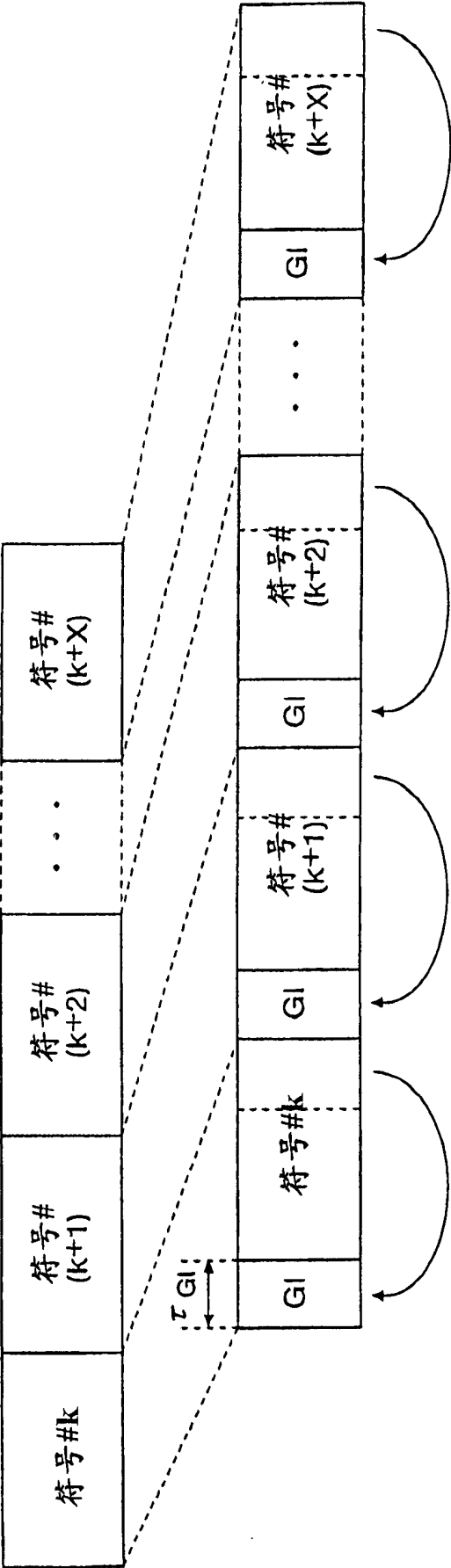


图 21

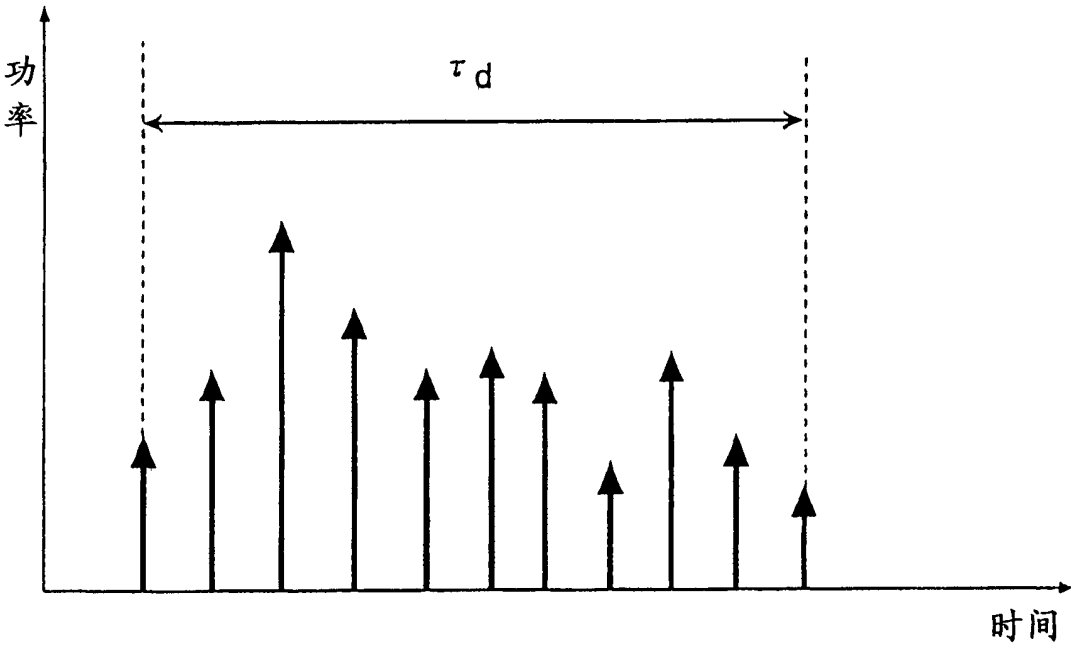


图 22

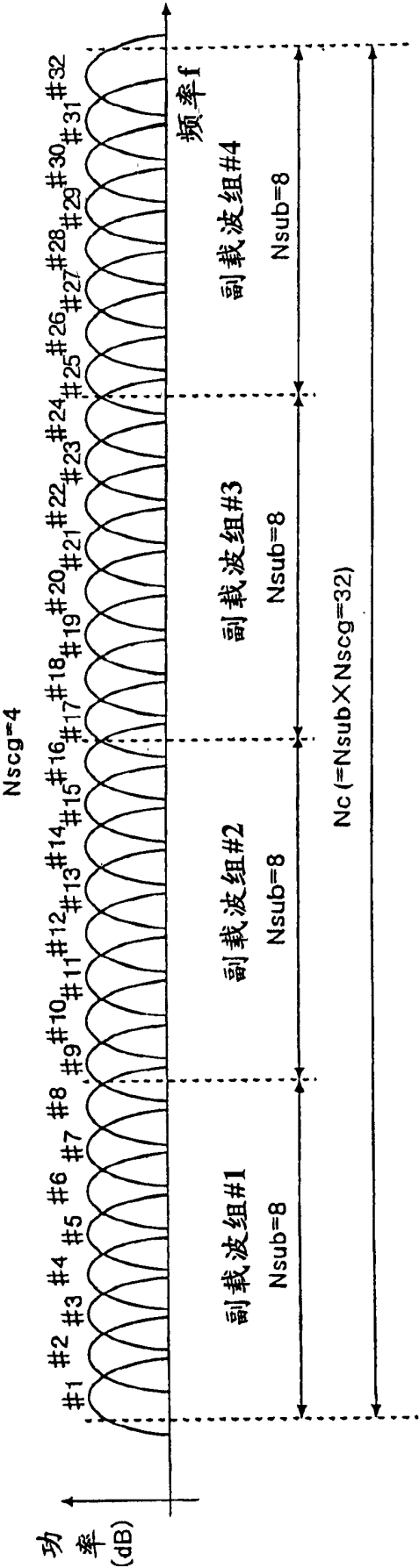


图 23

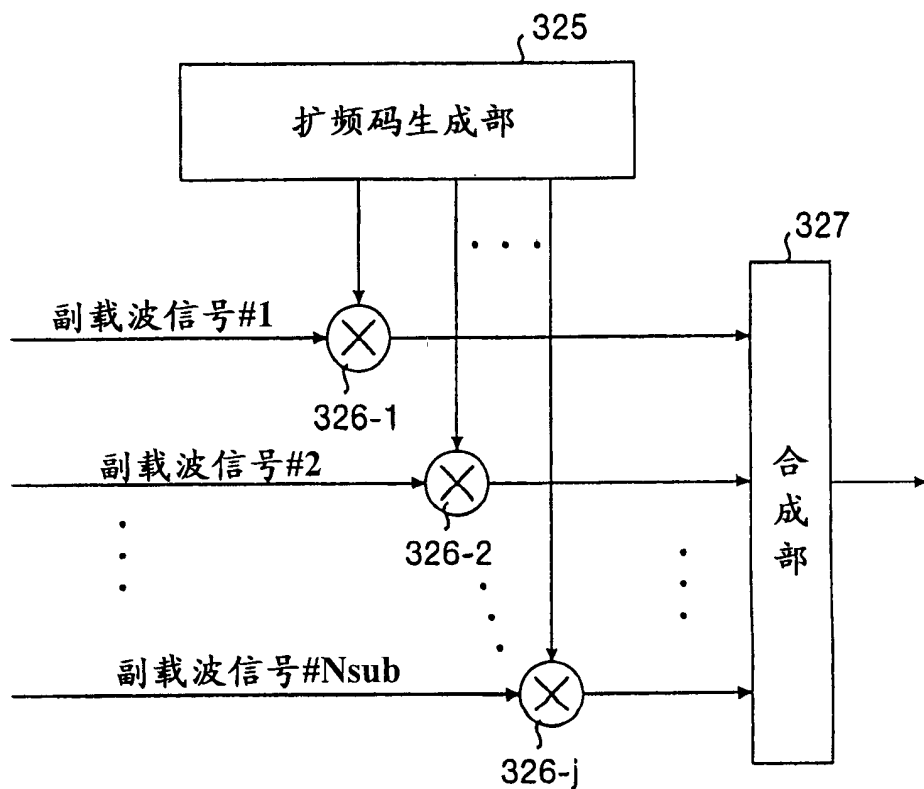
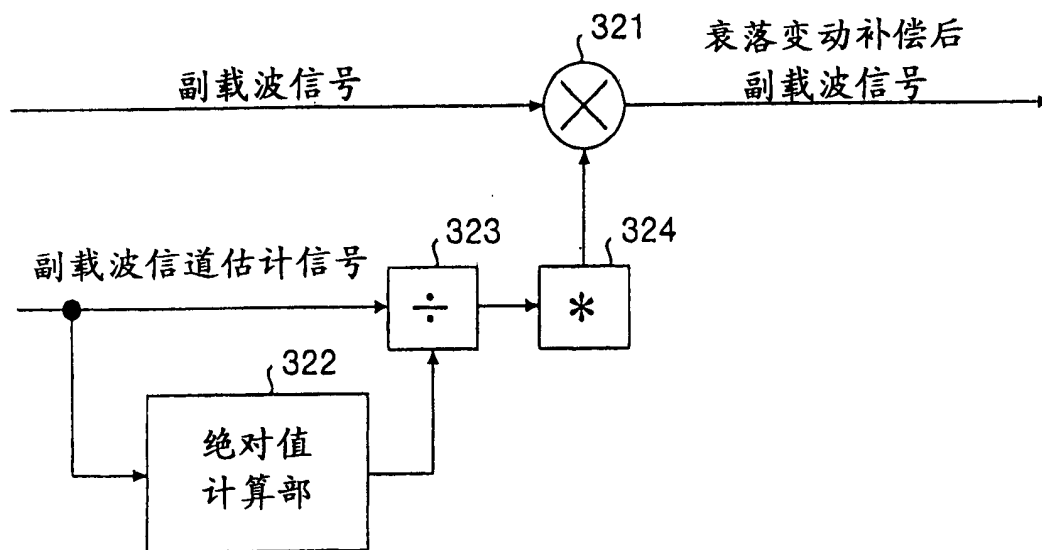


图 24

符号的说明

- 1: 特播编码部 2: 各副载波组信道估计值平均化部
 3: 特播解码部 4: 编码率选择部
 5: 各副载波组软判定补正值估计部
 41-1: 已知序列检测部 42-1: 逆调制部
 43-1: 已知序列发生部
 44-1: $\frac{1}{N_{KW}} \sum_{m=0}^{N_{KW}-1} (\bullet)$
 45-1: 绝对值部 46-1: 乘方部 47-1: 再调制部
 48-1: 减法部 49-1: 乘方部
 50-1: $\frac{1}{N_{KW}} \sum_{m=0}^{N_{KW}-1} (\bullet)$
 51-1: 除法部A/B 52-1: 乘法部 53: SIR平均化部
 191: 卷积编码部 192: 交织器 201: S/P
 204: 逆傅立叶变换部 205: GI附加部 206: 频率变换部
 203-1, 203-2, ..., 203-n: 多路复用部
 211-1, 211-2, ..., 211-n: 时隙作成部
 212-1, 212-2, ..., 212-n: 复制部
 213-1, 213-2, ..., 213-n: 信息调制部
 214-1, 214-2, ..., 214-n: 扩频部
 302: 频率变换部 303: GI除去部 304: 傅立叶变换部
 305-1, 305-2, 305-3, ..., 305-m: 公共导引抽出部
 306: 各副载波信道估计部 307: 延迟器
 308-1, 308-2, 308-3, ..., 308-m: 衰落补偿部
 309: 去扩频部 310: P/S
 311: 软判定数据作成部
 312: 去交织器
 313: 维特比解码部