



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 99800608.4

[45] 授权公告日 2004 年 3 月 31 日

[11] 授权公告号 CN 1144405C

[22] 申请日 1999.4.22 [21] 申请号 99800608.4
 [30] 优先权
 [32] 1998.4.23 [33] JP [31] 113581/1998
 [86] 国际申请 PCT/JP99/02154 1999.4.22
 [87] 国际公布 WO99/55033 日 1999.10.28
 [85] 进入国家阶段日期 1999.12.23
 [71] 专利权人 NTT 移动通信网株式会社
 地址 日本东京
 [72] 发明人 安部田贞行 佐和桥卫 安达文幸
 审查员 高 栋

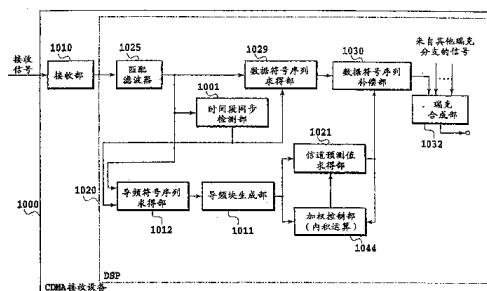
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
 商标事务所
 代理人 于 静

权利要求书 5 页 说明书 23 页 附图 25 页

[54] 发明名称 CDMA 接收设备,CDMA 收发设备及 CDMA 接收方法

[57] 摘要

一种 CDMA 接收设备和 CDMA 收发设备,它对衰落变动的影响的稳定性高,能在考虑到信道变动的速度的同时进行精确的信道预测。在通过对插入数据符号序列的导频符号(平均)进行加权求和来预测信道时,考虑到信道变动的速度进行加权控制。例如将信道预测和导频符号(平均)的内积值用作加权控制的更新值。这样就可实现精确的信道预测。



1. 一种 CDMA 接收设备，它接收和解调包含具有多个时间段并包括数据符号和导频符号的合成符号序列的信号，其特征在于，此设备包括：

检测上述合成符号序列中所述导频符号位置的装置；

根据此检测结果，在多个时间段中从上述合成符号序列取出所述导频符号，生成导频块的装置；

对上述导频块中所含的所述导频符号的各平均值进行加权求和，求得信道预测值的装置；

根据所述检测结果从所述合成符号序列求得数据符号序列的装置；

应用所述信道预测值，补偿所述数据符号序列的信道变动的装置；

根据所述信道变动的速度控制所述加权的第二控制装置。

2. 权利要求 1 所述的 CDMA 接收设备，其特征在于，其中所述的第一控制装置具有：

应用所述信道预测值，对从所述合成符号序列取出的导频符号序列的信道变动进行补偿的装置；

根据所述补偿的导频符号序列和理想的导频符号序列，生成误差信号的装置；

应用此误差信号以及所述导频块中包含的所述导频符号的平均值，进行所述加权控制的第二控制装置。

3. 权利要求 1 所述的 CDMA 接收设备，其特征在于，其中所述的第一控制装置具有：

根据所述补偿的数据符号序列和通过对所述补偿的数据符号序列进行解调和判定所得到的结果产生误差信号的装置；

应用所述误差信号以及上述导频块中所含的所述导频符号的平均值，进行所述加权控制的第二控制装置。

4. 权利要求 1 所述的 CDMA 接收设备，其特征在于，其中所述

的第一控制加权的装置将所述数据符号的上述信道预测值和所述导频块中包含的上述导频符号的平均值两者的内积值作为更新值,进行上述加权的控制。

5. 权利要求 1 至 4 任一项所述的 CDMA 接收设备,其特征在于,此 CDMA 接收设备接收包含有合成符号序列的信号,而此合成符号序列具有按一定周期将由若干符号构成的导频符号插入数据符号序列形成的由时间段组成的帧结构。

6. 一种 CDMA 接收设备,它接收和解调包含有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号,其特征在于,此设备包括:

从所述导频符号序列生成多个导频块的装置;

对上述导频块中所含导频符号的各平均值进行加权求和,求得信道预测值的装置;

应用所述信道预测值补偿所述数据符号序列的信道变动的装置;

根据所述信道的变动速度控制所述加权的第一控制装置。

7. 权利要求 6 所述的 CDMA 接收设备,其特征在于,其中所述的第一控制装置具有:

应用所述信道预测值补偿所述导频符号序列信道变动的装置;

根据所述补偿的导频符号序列和理想的导频符号序列,生成误差信号的装置;

应用此误差信号以及所述导频块中包含的所述导频符号的平均值,进行所述加权控制的第二控制装置。

8. 权利要求 6 所述的 CDMA 接收设备,其特征在于,其中所述的第一控制装置具有:

根据所述补偿的数据符号序列与通过解调和判断所述的数据符号序列所得到的结果产生误差信号的装置;

应用所述误差信号以及上述导频块中所含的所述导频符号的平均值,进行所述加权控制的第二控制装置。

9. 权利要求 6 所述的 CDMA 接收设备,其特征在于,其中所述

的第一控制装置将所述数据符号的上述信道预测值和所述导频块中包含的上述导频符号的平均值两者的内积值作为更新值,进行上述的加权控制。

10. 权利要求 6 至 9 任一项所述的 CDMA 接收设备,其特征在于,此 CDMA 接收设备接收包括应用第一扩展码扩展的数据符号序列和与此数据符号序列并行的应用第二扩展码扩展的导频符号序列的信号,而所述第一扩展码与第二扩展码则是相互正交的。

11. 权利要求 6 至 9 任一项所述的 CDMA 接收设备,其特征在于,此 CDMA 接收设备接收包括由第一载波所承载的扩展的数据符号序列和与此数据符号序列并行的由第二载波所承载的扩展的导频符号序列两者的信号,而此第一载波和第二载波则相互正交。

12. 一种 CDMA 收发设备,它具有发送包含时间段且包括由数据符号和导频符号组成的合成符号序列的信号的发送处理部,以及接收和解调此信号的接收处理部,其特征在于,所述接收处理部包括:

检测上述合成符号序列中所述导频符号位置的装置;

根据此检测结果,在多个时间段中从上述合成符号序列取出所述导频符号,生成导频块的装置;

对上述导频块中所含所述导频符号的各平均值进行加权求和,求得信道预测值的装置;

根据所述检测结果从所述合成符号序列求得数据符号序列的装置;

应用所述信道预测值,补偿所述数据符号序列的信道变动的装置;

根据所述信道变动的速度控制所述加权的装置。

13. 一种 CDMA 收发设备,它具有将包括有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号进行发送的发送处理部及接收和解调此信号的接收处理部,其特征在于,所述接收处理部包括:

从所述导频符号序列生成多个导频块的装置;

对上述导频块中所含导频符号的各平均值进行加权求和,求得信道预测值的装置;

应用所述信道预测值, 补偿所述数据符号序列的信道变动的装置;
根据所述信道变动的速度控制所述加权的装置。

14. 一种 CDMA 接收方法, 它接收和解调包含具有多个时间段且包含有数据符号和导频符号的合成符号序列的信号, 其特征在于, 此方法包括:

检测上述合成符号序列中所述导频符号位置的步骤;

根据此检测结果, 在多个时间段中从上述合成符号序列取出所述导频符号, 生成导频块的步骤;

对上述导频块中所含所述导频符号的各平均值进行加权求和, 求得信道预测值的步骤;

根据所述检测结果从所述合成符号序列求得数据符号序列的步骤;

应用所述信道预测值, 补偿所述数据符号序列的信道变动的步骤;
而所述加权则根据所述信道变动的速度进行控制。

15. 权利要求 14 所述的 CDMA 接收方法, 其特征在于, 其中在生成导频块步骤中, 生成的所述导频块是由一个时间段内所有的导频符号组成。

16. 权利要求 14 或 15 所述的 CDMA 接收方法, 其特征在于, 其中在求得信道预测值的步骤中, 在求得所述合成符号序列中第 n 个时间段的数据符号的所述信道预测值时, 所述导频块是由所述合成序列中从第 $(n-k+1)$ 个时间段到第 $(n+k)$ 个时间段生成的, 其中 n 为整数, k 为自然数。

17. 一种 CDMA 接收方法, 它接收和解调包含有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号, 其特征在于, 此方法包括:

从所述导频符号序列生成多个导频块的步骤;

对上述导频块中所含的导频符号的各平均值进行加权求和, 求得信道预测值的步骤,

应用此信道预测值, 补偿所述数据符号序列的信道变动的步骤;

而所述加权则根据所述信道变动的速度进行控制。

18. 权利要求 17 所述的 CDMA 接收方法，其特征在于，其中在求得信道预测值的步骤中，在求得所述数据符号序列中第 n 个数据符号的所述信道预测值时，所述的多个导频块是由所述导频符号序列中从第 $(n-k+1)$ 个导频符号到第 $(n+k)$ 个导频符号所形成，其中 n 为整数， k 为自然数。

19. 权利要求 17 或 18 所述的 CDMA 接收方法，其特征在于，其中在生成导频块的步骤中，所述的多个导频块的长度相同。

CDMA 接收设备，CDMA 收发设备及 CDMA 接收方法

技术领域

本发明涉及对衰落变动的稳定性高，能在考虑到信道变动（传输线路变动）的速度的同时进行高精度信道预测的 CDMA 接收设备和 CDMA 收发设备。

背景技术

在移动通信环境下，随着移动台和基地台的相对位置变动，会产生由于它导致瑞利衰落而引起的通信信道振幅变动与相位变动。为此，传统上在由载波相位传送数据（信息）的调相方法中，一般是在发送侧将拟发送的数据作差分编码，将数据载于前后符号的相对相位上，在接收侧通过进行延迟检波来识别、判定数据。

但在延迟检波中，如前所述是把发送的数据差分编码，因而无线区间中 1 位的误码将成为数据中的 2 位误码。这同同步检波例如二相相键控方式（BPSK 调制）相比，在相同的 SNIR（信噪与干扰功率比）下，接收的误码率有 3dB 的衰减。

另一方面，对各个数据符号中由绝对相位去识别判定接收信号相位的绝对同步检波虽然具有高效率的接收特性，但在瑞利衰落的环境下则难以判定接收的绝对相位。

为了解决上述问题，提出了在数据符号序列中插入导频符号，用此导频符号来进行数据符号信道预测的方法。作为导频符号的插入方式有在数据符号间插入导频符号的时分复用导频信道方式，以及将导频符号并行地插入数据符号中的并行导频信道方式。

作为时分复用型的导频信道方式的信道预测的方法，有下述文献 1、文献 2 和文献 3 中的方法。

文献 1: “Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communication: Seiichi Sampei and Terumi Sunaga, IEEE Trans. Vehicular Technol. VT-42, No. 2, May 1993”, 其中提出了利用在数据符号间按一定周期插入的相位已知的导频符号,测定衰落畸变进行补偿的方法。在文献 1 的方法中,是对每数个数据符号插入 1 个导频符号,根据此导频符号的接收相位进行信道预测。也就是说,由相应数据符号区间前后的导频符号,进行各个通信者各路径接收信号的振幅、相位测定,将此测定值内插,由此来预测、补偿数据符号区间的信道变动。

文献 2: “Channel Estimation Filter Using Time-Multiplexed Pilot Channel for Coherent RAKE Combining in DS-CDMA Mobile Radio: Hidehiro Ando et. al, IEICE Trans. Common, Vol. 81-B, No. 7, July 1998” 提出了通过用较多的导频符号进行信道预测来进行更高精度的信道预测的方法。

图 23 概示文献 2 的信道预测方法。在此方法中,为了追踪瞬时的瑞利衰落的变化,以时间段为单位进行发送功率的控制。这样,如图 23 所示,数据符号序列与导频符号序列的合成符号序列的振幅(功率)按时间段单位变化,而根据发送时放大器的工作,相位也会有稍许变化。根据这种发送功率控制,例如在 DS-CDMA(直接序列 CDMA)的上行信道中,对于起因于与其他用户相互关联的干扰信号,能确保 SNIR。

数据符号的信道预测是用在数据符号间以一定周期插入的导频符号进行。具体地说,是在进行信道预测的数据符号所属时间段的前后多

个时间段之中，对导频符号（预测的复衰落包络）取平均值（同相位相加），给此平均值 $\bar{\xi}$ 附以加权系数 α_0 、 α_1 等，求加权和（加权平均化）以取得信道预测值 $\hat{\xi}$ ，这样地来进行高精度的信道预测。

用属于不同时间段的许多导频符号来进行信道预测，可以实现高精度的信道预测。在实际的移动传输环境中，起因于热噪声（为了尽可能地减少发送功率，特别是在电池接线端成为噪声限制的环境）以及与其他用户相互关联的干扰信号会添加到本信道中所关切的波信号上，再有，由于衰落使接收信号的相位和振幅等时时刻刻变化，将使信道的预测精度恶化。在时间段不同的导频符号间，功率也不同，但与起因于这样差别的信道预测误差相比，由于采用了较多的时间段的导频符号能显著降低热噪声、干扰信号的影响，故可进行更高精度的信道预测。

在文献 2 的方法中，假定了各时间段内的信道变动小，对于 1 个时间段内的所有数据符号采用了相同的加权系数而求得了相同的信道预测值 $\hat{\xi}$ 。因此，在高速衰落时会产生特性恶化的问题。

文献 3: “Performance Comparison between Time-Multiplexed Pilot Channel and Parallel Pilot Channel for Coherent Rake Combining in DS-CDMA Mobile Radio: Sadayuki Abeta et. al, IEICE Trans. Common. Vol. 81-B, No. 7, July 1998” 提出了这样的方法，即在进行数据符号的信道预测时，相对于 1 个时间段内的各数据符号，采用适当的加权系数（对时间段内的第 M 个数据符号，记为 $\alpha_{m,0}$ 、 $\alpha_{m,1}$ 等），对此数据符号所属时间段的前后多个时间段中的导频符号，进行适当的加权求和，求得信道预测值，由此来进行更高精度的信道测定。本发明的第 1~4 实施形式中即采用这种方法（参考图 3）。

例如在图 23 中，对于第 n 个时间段的第 $(m-A)$ (A : 自然数) 个

数据符号，使第 n 个时间段的导频符号的作最大的加权。原因是第 n 个时间段的导频符号（在时间上）最接近第 $(m-A)$ 个数据符号，从而能最好地反映发送该数据符号时的信道状态。此外，对于第 n 个时间段的第 $(m+B)$ (B : 自然数) 个数据符号，使第 $(n+1)$ 个时间段的导频符号的加权最大。之所以如此，是由于第 $(n+1)$ 个时间段的导频符号（在时间上）最接近第 $(m+B)$ 个数据符号，能最好地反映发送该数据符号时的信道状态。

作为并行型导频信道方式的信道预测方法有以下的文献 4 和上述文献 3 的方法。

文献 4：“DS/CDMA Coherent Detection System with a Suppressed Pilot Channel: Sadayuki Abeta et. al, IEEE GLOBECOM '94, pp. 1622-1626,1994”提出了，相对于发送数据的数据信道并行地插入与其正交的相位已知的导频信道，来预测衰落畸变而进行补偿的方法。

数据符号的信道预测是对此数据符号所属区间内的导频符号取平均值，通过求得信道预测值来进行。这样能进行 SNIR 高的信道预测。应用这一预测值，进行由相应数据符号区间的导频符号对各通信者的各个路径进行检测，对于各个路径的信号进行振幅、相位的测定，预测相应数据符号区间变化，作出补偿。

据文献 4 的方法，在进行数据符号的信道测定时，仅仅是对含有此数据符号的时间段的导频符号取平均值作为信道预测值。

所述文献 3 提出了于进行数据符号的信道测定时，通过对导频符号作适当的加权求和来求得高精度的信道预测值，而进行更高精度的信道预测的方法。在本发明的第 5~8 实施形式中即采用此方法（参看图

14)。

图 14 概示了文献 3 的信道预测方法。图 14 中的信道预测是相对于数据符号序列用并行的导频符号序列进行的。具体地说,这是由导频符号生成多个导频块,对导频块中所含的导频符号取平均值,给此平均值 $\bar{\xi}$ 附以加权系数 α_1 、 α_2 , 进行加权求和,通过求得信道预测值 $\tilde{\xi}$ 进行。由此而能进行高精度的信道预测。通过利用属于不同时间段的许多导频符号来进行信道预测,即可进行高精度的信道预测。

为了抑制功率消耗,使导频符号序列的功率比数据符号序列的功率小。此外,为了追踪瞬时瑞利衰落而以时间段为单位进行发送功率控制。由此,例如在 DS-CDMA 的上行信道中,对于因与其他用户关联而产生的干扰信号,能确保 SNIR。

但在上述文献 3 与 4 的方法中,由于不论衰落变动的速度如何都取一定的加权值,在对低速的衰落变动设定了最佳的加权值时,就不能在高速衰落时进行高精度的信道预测;另一方面,当对高速的衰落变动设定了最佳的加权值时,则有在低速衰落时不能进行高精度的信道预测的问题。

发明内容

本发明即是为解决上述问题而提出的,其目的在于,通过把相对于导频符号的加权值根据信道变动的速度作相应的最佳化,提高对于衰落变动的稳定性以进行高精度的信道预测。

如果能够进行高精度的信道预测以及以此为根据的数据符号的信道变动补偿,则即使是在例如瑞利衰落的环境下,也能用绝对同步检波对各个数据符号判定绝对相位,同时能降低为获得所需接收品质(接收误码率)而必要的 SNIR。因此,能够降低输送功率,并能够增大系统

的用户容量。

本发明提供一种 CDMA 接收设备,它接收和解调包含具有多个时间段并包括数据符号和导频符号的合成符号序列的信号,其特征在于,此设备包括:检测上述合成符号序列中所述导频符号位置的装置;根据此检测结果,在多个时间段中从上述合成符号序列取出所述导频符号,生成导频块的装置;对上述导频块中所含的所述导频符号的各平均值进行加权求和,求得信道预测值的装置;根据所述检测结果从所述合成符号序列求得数据符号序列的装置;应用所述信道预测值,补偿所述数据符号序列的信道变动的装置;根据所述信道变动的速度控制所述加权的第二控制装置。

本发明提供一种 CDMA 接收设备,它接收和解调包含有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号,其特征在于,此设备包括:从所述导频符号序列生成多个导频块的装置;对上述导频块中所含导频符号的各平均值进行加权求和,求得信道预测值的装置;应用所述信道预测值补偿所述数据符号序列的信道变动的装置;根据所述信道的变动速度控制所述加权的装置。

本发明提供一种 CDMA 收发设备,它具有发送包含时间段且包括由数据符号和导频符号组成的合成符号序列的信号的发送处理部,以及接收和解调此信号的接收处理部,其特征在于,所述接收处理部包括:检测上述合成符号序列中所述导频符号位置的装置;根据此检测结果,在多个时间段中从上述合成符号序列取出所述导频符号,生成导频块的装置;对上述导频块中所含所述导频符号的各平均值进行加权求和,求得信道预测值的装置;根据所述检测结果从所述合成符号序列求得数据符号序列的装置;应用所述信道预测值,补偿所述数据符号序列的信道

变动的装置；根据所述信道变动的速度控制所述加权的装置。

本发明提供一种 CDMA 收发设备，它具有将包括有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号进行发送的发送处理部及接收和解调此信号的接收处理部，其特征在于，所述接收处理部包括：

从所述导频符号序列生成多个导频块的装置；对上述导频块中所含导频符号的各平均值进行加权求和，求得信道预测值的装置；应用所述信道预测值，补偿所述数据符号序列的信道变动的装置；根据所述信道变动的速度控制所述加权的装置。

本发明提供一种 CDMA 接收方法，它接收和解调包含具有多个时间段且包含有数据符号和导频符号的合成符号序列的信号，其特征在于，此方法包括：检测上述合成符号序列中所述导频符号位置的步骤；根据此检测结果，在多个时间段中从上述合成符号序列取出所述导频符号，生成导频块的步骤；对上述导频块中所含所述导频符号的各平均值进行加权求和，求得信道预测值的步骤；根据所述检测结果从所述合成符号序列求得数据符号序列的步骤；应用所述信道预测值，补偿所述数据符号序列的信道变动的步骤；而所述加权则根据所述信道变动的速度进行控制。

本发明提供一种 CDMA 接收方法，它接收和解调包含有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号，其特征在于，此方法包括：从所述导频符号序列生成多个导频块的步骤；对上述导频块中所含的导频符号的各平均值进行加权求和，求得信道预测值的步骤，应用此信道预测值，补偿所述数据符号序列的信道变动的步骤；而所述加权则根据所述信道变动的速度进行控制。

附图说明

图 1 例示本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备的结构。

图 2 表明图 2A 与图 2B 的关系。

图 2A 是例示本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备的接收处理的流程图。

图 2B 是例示本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备的接收处理的流程图。

图 3 是用信道预测例来示明本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备的信道预测工作原理的图。

图 4 是例示本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备的加权控制处理的流程图。

图 5 例示本发明第二实施形式的 CDMA 收发设备的结构。

图 6 是例示本发明第二实施形式的 CDMA 收发设备的发送处理部的结构。

图 7 是例示本发明第二实施形式的 CDMA 收发设备发送处理部的发送处理的流程图。

图 8 例示本发明第三实施形式的 CDMA 接收设备的结构。

图 9 是例示本发明第三实施形式的 CDMA 接收设备的加权控制处理的流程图。

图 10 例示本发明第四实施形式的 CDMA 接收设备的结构。

图 11 是例示本发明第四实施形式的 CDMA 接收设备的加权控制处理的流程图。

图 12 例示本发明第五实施形式的 CDMA 接收设备的结构。

图 13 示明图 13A 与图 13B 的关系。

图 13A 是例示本发明第五实施形式的 CDMA 接收设备的接收处

理的流程图。

图 13B 是例示本发明第五实施形式的 CDMA 接收设备的接收处理的流程图。

图 14 是用信道预测例来示明本发明第五实施形式的 CDMA 接收设备的信道预测工作原理的图。

图 15 例示本发明第六实施形式的 CDMA 收发设备的结构。

图 16 例示本发明第六实施形式的 CDMA 收发设备的发送处理部的结构。

图 17 是例示本发明第六实施形式的 CDMA 收发设备的发送处理部的发送处理流程图。

图 18 例示本发明第七实施形式的 CDMA 接收设备的结构。

图 19 例示本发明第八实施形式的 CDMA 接收设备的结构

图 20 示明双波瑞利方式下相对于最大多普勒频率 (f_d) 和时间段时间 (T_{slot}) 之积所需误码率 ($BER = 10^{-3}$) 的特性。

图 21 示明在 $f_d T_{slot} = 0.0031$ 和 $f_d T_{slot} = 0.28$ 时的 VehicuLar - B 环境下的 BER 特性。

图 22 示明 VehicuLar - B 环境下相对于 $f_d T_{slot}$ 所需误码率 ($BER = 10^{-1}$) 的特性。

图 23 示明根据相关技术进行信道预测的工作原理。

具体实施方式

下面参照附图说明用于实施本发明的最佳形式。

本发明的第一至第四实施形式涉及时分复用型导频信道方式的 CDMA 接收设备和 CDMA 收发设备; 本发明的第五至第八实施形式则涉及并行型导频信道方式的 CDMA 接收设备和 CDMA 收发设备。

第一实施形式

图 1 例示本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备的结构。此实施形式的 CDMA 接收设备 100 具有多个时间段，对包括有由数据符号和导频符号组成的合成符号序列进行接收和解调。

CDMA 接收设备 100 包括接收部 110、匹配滤波器 125、时间段同步检测部 101、导频符号序列求得部 112、导频块生成部 111、信道预测值求得部 121、数据符号序列求得部 129、数据符号序列补偿部 130、瑞克合成部 132、误差信号生成部 142、以及加权控制部 (MMSE) 144。如图 1 所示，本实施形式中的匹配滤波器 125 与时间段同步检测部 101 等是由 DSP (数字信号处理器) (以及存储有程序的存储器) 120 作为软件实现，但它们也可作为硬件实现，在作为硬件实现时，根据需要有时也用到延迟电路等。

图 2A 与图 2B 是例示此实施形式的 CDMA 接收设备的接收处理流程图。首先在步骤 S201，由接收部接收接收信号即扩展的合成符号序列。在步骤 S202，由匹配滤波器 125 逆扩展接收信号生成合成符号序列。然后，于步骤 S203 ~ S208，由时间段同步检测部 101、导频符号序列求得部 112、导频块生成部 111 与信道预测值求得部 121 进行信道预测处理，求得数据符号和导频符号的信道预测值。

图 3 是应用求得第 n (n 为整数) 时间段的第 m (m 为整数) 个数据符号的信道预测值的例子，来示明本实施形式的信道预测装置的信道预测工作原理。图 3 例子中的合成符号序列是按时间段单位进行发送功率控制。此外，合成符号序列的各时间段是以在多个和定长的导频符号中的多个和定长的数据符号连续的形式构成。这就是说，合成符号序列具有以若干符号为单位将导频符号按一定周期插入数据符号序列中的时间段组成的帧结构。

但是，合成符号序列的各时间段中的数据符号与导频符号是单数也可以，是可变长度的也可以。此外，即便是只是数据符号的时间段或只是导频符号的时间段，也都可以，而且各时间段中的数据符号与导频符号的配置是自由的。

回到图 2A，在步骤 S203，由时间段同步检测部 101 检测出合成符

号序列中导频符号的位置。

在步骤 S204, 由导频符号序列求得部 112 与导频块生成部 111, 于多个时间段中从合成符号序列中取出导频符号, 生成导频块。这就是说, 在多个时间段中, 根据步骤 S203 的检测结果, 由导频符号序列求得部 112 求得导频符号 (序列), 由导频块生成部 111 求得的导频符号生成导频块。

在图 3 的例子中, 从第 $(n-k+1)$ (k 为自然数, 在图 3 的例子中 $k=3$) 时间段到第 $(n+k)$ 时间段之间, 从合成符号序列取出导频符号, 生成导频块。所谓导频块即指导频符号的集合。

在本实施形式中是由时间段内的所有导频符号形成导频块, 但也可由时间段内一部分导频符号形成导频块。此外, 也可由 1 个导频符号生成 1 个导频块, 而导频块中所含的导频符号数也可因时间段而异。

在求得第 n 时间段的数据符号的信道预定值时, 导频块也可以不如图 3 所示那样, 在以第 n 时间段为中心的时间前后大致相同个数的时间段内生成。于是, 考虑到信道预测的迟延, 也可以限于在比第 n 时间段小的 (时间上超前的) 时间段中生成导频块。

在步骤 S205~S208 中, 由信道预测值求得部 121 求得数据符号与导频符号的信道预测值。首先于步骤 S205, 取导频块中包含的导频符号 $\hat{\xi}$ (复衰落包络预定值) 的平均, 求得导频块的平均值 $\bar{\xi}$ 。对所有的导频块进行上述处理 (步骤 S206)。对于 1 个导频块只含 1 个导频符号的情形, 则它的导频符号 $\hat{\xi}$ 就原样地成为导频块的平均值 $\bar{\xi}$ 。在图 3 的例子中, 对第 $(n+i)$ 时间段的导频块 ($i=-k+1\sim k, k=3$) 的各个求得导频块平均值 $\bar{\xi}(n+i)$ 。

在步骤 S207, 对各导频块的平均值 $\bar{\xi}$ 附以加权系数 α 进行加权求和, 求得数据符号和导频符号的信道预测值 $\hat{\xi}_m$ 。在图 3 的例子中, 对于第 n 个导频块的第 m 个数据符号, 设第 $(n+i)$ 导频块的加权系数为 $\alpha_{m,i}$, 求得信道预测值 $\tilde{\xi}_m(n)$ 。

此外, 在本实施形式中, 为了进行加权控制, 即使是对导频符号, 也求出信道预测值。在求此信道预测值时, 与数据符号的情形相同, 相

对于第 n 时间段的第 m 个导频符号, 设第 $(n+i)$ 导频块的加权系数为 $\alpha_{m,i}$, 求出信道预测值 $\tilde{\xi}_m(n)$ 。

信道预测值 $\tilde{\xi}_m(n)$ 由下式 (1) 给定,

$$\tilde{\xi}_m(n) = \sum_{i=-K+1}^K \alpha_{m,i} \cdot \tilde{\xi}_m(n+i) \quad (1)$$

为求得信道预测值, 对所有的数据符号和导频符号执行所述步骤 S207 (步骤 S208)。

对于 1 个时间段内所有的数据符号与导频符号, 采用相同的加权系数则也可求得相同的信道预测值。

在求得信道预测值后, 于步骤 S209, 由数据符号序列求得部 129 根据时间段同步检测部 101 的检测结果, 从合成符号序列求出数据符号序列。

在步骤 S210, 由数据符号序列补偿部 130 用步骤 S203 ~ S208 所求得的 (数据符号的) 信道预测值 $\tilde{\xi}_m$, 补偿数据符号序列的信道变动 (衰落相位变动)。更具体地说, 在数据符号序列中通过乘以信道预测值 $\tilde{\xi}_m$ 的复共轭来补偿数据符号的信道变动。

在步骤 S211, 由瑞克合成部 132 对来自各瑞克分支的经补偿过的数据符号序列作同相合成。

图 4 是例示本实施形式的 CDMA 接收设备的加权控制处理流程图。在步骤 S401, 由导频符号序列补偿部 146, 应用步骤 S203 ~ S208 求得的 (导频符号的) 信道预测值 $\tilde{\xi}_m$, 补偿导频符号序列的信道变动。

在步骤 S402, 由误差信号生成部 142 根据补偿的导频符号序列和理想的 (未受信道变动影响的) 导频符号序列, 生成误差信号 (识别误差的信息)。理想的导频符号序列是已知的, 预先准备于接收设备 100 中。

在步骤 S403, 由加权控制部 (MMSE) 144, 将误差信号以及导频块的平均值 (由各导频块求得的信道预测值) $\hat{\xi}$ 用作反馈信息, 进行加权 (加权系数 $a_{m,i}$) 的控制。

这样，通过将对应于导频符号的加权值根据信道变动的速度进行相应的最优化处理，就能改进对于瑞利衰落的稳定性而作出高精度的信道预测。

第二实施形式

图 5 例示本发明第二实施形式的 CDMA 收发设备的结构。本实施形式的 CDMA 收发设备 500 具有多个时间段，对包括有由数据符号和导频符号组成的合成符号序列的信号进行发送，同时对此信号进行接收和解调。

CDMA 收发设备 500 具有发送处理部 510 和接收处理部 520。接收处理部 520 的结构及其接收处理和加权控制处理，与本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备 100 的结构（图 1）及其接收处理（图 2A 和图 2B）和加权控制处理（图 4）相同。

图 6 例示本实施形式的 CDMA 收发设备的发送处理部的结构。如图 6 所示，发送处理部 510 具有发送部 610、通信线路编码部 622、合成部 630 以及扩展部 627。本实施形式中，通信线路编码部 622、合成部 630 等是由 DSP（以及存储有程序的存储器）620 作为软件实现，但也可以作为硬件实现。

图 7 是例示本实施形式的 CDMA 收发设备的发送处理部的发送处理流程图。首先于步骤 S701，由通信线路编码部 622 调制（编码）数据序列，生成数据符号序列于步骤 S702，由合成部 630 将导频符号插入数据符号序列的各时间段，生成合成符号序列。在步骤 S703，由扩展部 627 扩展合成符号序列生成发送信号（扩展的合成符号序列）。在步骤 S704，由发送部 610 发送发送信号。

第三实施形式

图 8 例示本发明第三实施形式的 CDMA 接收设备的结构。本实施形式的 CDMA 接收设备 800 具有多个时间段，对包括有由数据符号和导频符号组成的合成符号序列进行接收和解调。

CDMA 接收设备 800 具有接收部 810、匹配滤波器 825、时间段同步检测部 801、导频符号序列求得部 812、导频块生成部 811、信道预测值求得部 821、数据符号序列求得部 829、数据符号序列补偿部 830、瑞

克合成部 832、数据判定部 846、误差信号生成部 842 以及加权控制部 (MMSE) 844。如图 8 所示, 本实施形式中的匹配滤波器 825、时间段同步检测部 801 等虽然是由 DSP (以及存储有程序的存储器) 820 作为软件实现, 但也可作为硬件实现。接收部 810 和匹配滤波器 825 等的结构与功能则与本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备 100 的对应部件相同。此外, 本实施形式的 CDMA 接收设备 800 进行与本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备 100 的接收处理 (图 2A 与图 2B) 相同的处理。但在本实施形式中不需求导频符号的信道预测值。

图 9 是例示本实施形式的 CDMA 接收设备的加权控制的流程图。在步骤 S901, 由误差信号生成部根据已补偿的数据符号序列和对已补偿的数据符号序列进行调制以及进行数据判定的结果, 生成误差信号 (识别误差信息)。数据判定是由数据判定部 846 对瑞克合成部 832 的输出进行判定 (o/1)。

在步骤 S902, 由加权控制部 (MMSE) 844 将误差信号与导频块平均值 (由各导频块取得的信道预测值) $\hat{\alpha}$ 用作反馈信息, 进行加权 (加权系数 $a_{m,i}$) 控制。

这样, 通过将对应于导频符号的加权值根据信道变动的速度进行相应的最优化处理, 就能改进对于瑞利衰落的稳定性而作出高精度的信道预测。

此外, 在本实施形式中, 由于能不按导频符号周期 (时间段周期) 而是按符号周期进行权系数的更新, 故可提高权系数的收敛能力。

再有, 把本发明的第三实施形式的 CDMA 接收设备 800 作为接收处理部, 把本发明第二实施形式的 CDMA 收发设备 500 的发送处理部 510 用作发送处理部, 也可以构成 CDMA 收发设备。

第四实施形式

图 10 例示本发明第四实施形式的 CDMA 接收设备的结构。本实施形式的 CDMA 接收设备 1000 具有多个时间段, 对包括有由数据符号和导频符号组成的合成符号序列的信号进行接收、解调。

CDMA 接收设备 1000 具有接收部 1010、匹配滤波器 1025、时间

段同步检测部、导频符号序列求得部 1012、导频块生成部 1011、信道预测值求得部 1021、数据符号序列求得部 1029、数据符号序列补偿部 1030、瑞克合成部 1032 以及加权控制部（内积运算）1044。如图 10 所示，本实施形式中的匹配滤波器 1025 和时间段同步检测部 1001 等虽然是由 DSP（以及存储有程序的存储器）1020 作为软件实现，但也可以作为硬件实现。接收部 1010 和匹配滤波器 1025 等结构与功能则与本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备 100 的对应部件相同。此外，本实施形式的 CDMA 接收设备 1000 进行与本发明第一实施形式的 CDMA 接收设备 100 相同的接收处理。但是本实施形式不需求导频符号的信道预测值。

图 11 是例示本实施形式的 CDMA 接收设备的加权控制处理流程图。在步骤 S1101，由加权控制部（内积运算）1044 将数据符号的信道预测值 $\tilde{\xi}$ 以及导频块平均值（由各导频块求得的信道预测值） $\bar{\xi}$ 的内积值（相关值）作为更新值（反馈信息），如下式（2）所示，进行加权（加权系数 $\alpha_{m,i}$ ）控制（更新）。

$$\left. \begin{aligned}
 & \mathbf{A}_m(n) = \mathbf{A}_m(n-1) + \mu \tilde{\xi}_m(n) \bar{\mathbf{X}}(n) \\
 & \mathbf{A}_m(n) = \begin{pmatrix} \alpha_{m, -k+1}(n) \\ \alpha_{m, -k+2}(n) \\ \vdots \\ \alpha_{m, k-1}(n) \\ \alpha_{m, k}(n) \end{pmatrix}, \bar{\mathbf{X}}(n) = \begin{pmatrix} \bar{\xi}(n-k+1) \\ \bar{\xi}(n-k+2) \\ \vdots \\ \bar{\xi}(n+k-1) \\ \bar{\xi}(n+k) \end{pmatrix} \\
 & \tilde{\xi}_m(n) = \mathbf{A}_m^t(n-1) \cdot \bar{\mathbf{X}}(n)
 \end{aligned} \right\} (2)$$

上式中的 $\mathbf{A}_m(n)$ 为第 n 时间段时第 m 个数据符号的加权系数， μ 为更新步长， $\bar{\xi}(n+i)$ 为第 $(n+i)$ 时间段的导频块平均值， $\tilde{\xi}_m(n)$ 为第 n 时间段的第 m 个数据符号的信道预测值。此外， $\mathbf{A}_m^t(n)$ 为 $\mathbf{A}_m(n)$ 的转置矩

阵。

这样，通过将对应于导频符号的加权值根据信道变动的速度进行相应的最优化处理，就能改进对于瑞利衰落的稳定性而作出高精度的信道预测。

此外，本实施形式不必解调数据与生成误差信号等，能够以简单的结构进行对应于信道变动的加权控制。

再有，把本发明第四实施形式的 CDMA 接收设备 1000 作为接收处理部而将本发明的第二实施形式的 CDMA 收发设备 500 的发送处理部 510 作为发送处理部，也可构成 CDMA 收发设备。

第五实施形式

图 12 例示本发明第五实施形式的 CDMA 接收设备的结构。本实施形式中的 CDMA 接收设备 1200 对包括有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号进行接收、解调。

CDMA 接收设备 1200 具有接收部 1210、数据符号序列用匹配器 1224、导频符号序列用匹配滤波器 1226、导频块生成部 1211、信道预测值求得部 1221、数据符号序列补偿部 1230、瑞克合成部 1232、误差信号生成部 1242 以及加权控制部 (MMSE) 1244。如图 12 所示，本实施形式中的数据符号序列用匹配滤波器 1224 和导频符号序列用匹配滤波器等是由 DSP (以及存储有程序的存储器) 1220 作为软件实现，但它们也可作为硬件实现。

图 13A 和图 13B 是例示本实施形式的 CDMA 接收设备的接收处理流程图。首先于步骤 S1301，由接收部 1210 接收接收信号，即接收扩展的数据符号序列和扩展的导频符号序列。

本实施形式中是把由相互正交的第一扩展代码和第二扩展代码分别扩展的数据符号序列和导频符号序列作为接收对象，但是也可接收由不相互正交的第一扩展代码和第二扩展分别扩展的数据符号序列和导频符号序列。

此外，本实施形式中接收由相互正交的第一载波和第二载波分别加载的扩展的数据符号序列和扩展的导频符号序列，但也可接收由相互不正交的第一载波和第二载波分别加载的扩展的数据符号序列和扩展的导

频符号序列。作为相互正交的载波例子有正弦波和余弦波。

在步骤 S1302，由数据符号序列用匹配滤波器 1224 用第一扩展代码逆扩展接收信号，生成数据符号序列。在步骤 S1303，由导频符号序列用匹配滤波器 1226 用第二扩展代码逆扩展接收信号，生成导频符号序列。然后于步骤 S1304~S1308，由导频块生成部 1211 和信道预测值求得部 1221 进行信道预测处理，求得数据符号和导频符号的信道预测值。

图 14 是用求得第 n (n 为整数) 个数据符号信道预测值的例子来说明由本实施形式的信道预测装置进行信道预测的工作原理。在图 14 的例子中，为了抑制功率损耗，使导频符号序列的功率小于数据符号序列的功率。此外，数据符号序列和导频符号序列是以时间段单位控制发送功率。

回到图 13A，在步骤 S1304，由导频块生成部 1211 从导频符号序列生成多个导频块。在图 14 的例子中，为了以第 n 个导频符号为中心，按时间前后生成 λ 位长度的 L 个 (本例中为 3 个) 导频块，采用从第 $(n-k+1)$ 导频符号到第 $(n+k)$ 的导频符号 (这里 $k=L \times \lambda$, k 为自然数)。

导频块由属于多个不同时间段的导频符号形成，最好把这些导频块用于信道预测。在时间段不同的导频符号间功率是不同的，但与起因于这种差别的信道预测误差相比，由于采用了更多时间段的导频符号能显著地降低热噪声、干扰信号的影响，故可进行更高精度的信道预测。在图 14 的例子中，从属于 7 个不同的时间段中的导频符号形成了 6 个导频块。

在求第 n 个数据符号的信道预测值时，也可不如图 3 中例子所示以第 n 个导频符号为中心生成前后个数相同的导频块。因此，在考虑到信道预测的延迟时，也可仅由序数比 n 小的 (时间上超前的) 导频符号来生成导频块。

能够使 1 个导频块的长度的选择与 1 个时间段的长度无关。此外，可把一个导频块的长度作为 1 个导频符号的长度，也就是能由 1 个导频符号形成 1 个导频块。再有，导频块的长度也可以因导频块而异。

在步骤 S1305~S1307，由信道预测值求得部 1221 求出数据符号和导频符号的信道预测值。首先于步骤 S1305 求导频块中所含导频符号

(复衰落包络的预测值)的平均, 求出导频块的平均值 $\bar{\xi}$ 。对所有的导频块进行上述处理(步骤 S1306)。在 1 个导频块中包含 1 个导频符号情形, 此导频符号 $\hat{\xi}$ 就原样地成为导频块的平均值 $\bar{\xi}$ 。在图 14 的例子中是相对于各第 i 个导频块 ($i=-L\sim L, i\neq 0$) 求得导频块平均值 $\bar{\xi}(n_i)$ 。

于步骤 S1307, 对各导频块的平均值 $\bar{\xi}$ 进行加权求和, 求得数据符号与导频符号的信道预测值 $\tilde{\xi}$ 。在图 14 的例子中, 设第 i 个导频块的加权系数为 α_i , 求得第 n 个数据符号的信道预测值 $\tilde{\xi}(n)$ 。

此外, 在本实施形式中, 为进行加权控制, 也相对于导频符号求信道预测值。作为第 n 个导频符号的信道预测值, 可以原样地应用第 n 个数据符号的信道预测值 $\tilde{\xi}(n)$ 。

信道预测值可由下式(3)给出:

$$\tilde{\xi}(n) = \sum_{i=-L, i\neq 0}^L \alpha_i \cdot \bar{\xi}(n_i) \quad (3)$$

相对于用于求得信道预测值的所有数据符号和导频符号执行上述步骤 S1304~S1307(步骤 S1308)。

在求得信道预测值后, 于步骤 S1309 由数据符号序列补偿部 1230, 用(数据符号的)信道预测值 $\tilde{\xi}$ 补偿数据符号序列的信道变动。更具体地说, 通过于数据符号序列中乘以信道预测值 $\tilde{\xi}$ 的复共轭, 补偿数据符号的信道变动。

在步骤 S1310, 由瑞克合成部 1232, 对由各瑞克分支所补偿的数据符号序列进行同相合成。

本实施形式的 CDMA 接收设备 1200 进行与本发明的第一实施形式的 CDMA 接收设备 100 的加权控制处理相同的处理。这就是说, 在步骤 S401 中, 由导频符号序列补偿部用(导频符号的)信道预测值 $\tilde{\xi}$, 补偿导频符号序列的信道变动。

在步骤 S402, 由误差信号生成部 1242 根据补偿的导频符号序列和(不受信道变动影响的)理想的导频符号序列, 生成误差信号(识别误

差信息)。理想的导频符号序列是已知的，可预先于接收设备 1200 中准备。

在步骤 S403，由加权控制部 (MMSE) 1244，将误差信号以及导频块平均值 (从各导频块取得的信道预测值) $\bar{\hat{\xi}}$ 用作反馈信息，进行加权控制 (加权系数为 α_i)。

这样，通过将对应于导频符号的加权值根据信道变动的速度进行相应的最优化处理，就能改进对于瑞利衰落的稳定性而作出高精度的信道预测。

第六实施形式

图 15 例示本发明的第六实施形式的 CDMA 收发设备的结构。本实施形式的 CDMA 收发设备 1500 对包括有数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号，进行发送以及接收和解调此种信号。

CDMA 收发设备 1500 具有发送处理部 1510 和接收处理部 1520。接收处理部 1520 的结构以及接收处理和加权控制处理，与本发明第五实施形式的 CDMA 接收设备 1200 的结构 (图 12) 以及接收处理 (图 13A 与图 13B) 和加权控制处理 (图 4) 相同。

图 16 例示本实施形式的 CDMA 收发设备的发送处理部的结构。如图 16 所示，发送处理 1510 具有发送部 1610、通信线路编码部 1622、数据符号序列用扩展部 1626、导频符号序列用扩展部 1628 以及合成部 1630。本实施形式中，通信线路编码部 1622 和数据符号序列用扩展部 1626 等可由 DSP (以及存储有程序的存储器) 1620 作为软件实现，但也可作为硬件实现。

图 17 是例示本实施形式的 CDMA 收发设备的发送处理部发送处理流程图。首先于步骤 S1701，由通信线路编号部 1622，对数据序列进行调制 (编码)，生成数据符号序列。在步骤 S1702，由数据编码序列用扩展部 1626 用第一扩展代码扩展数据符号序列，生成扩展的数据符号序列。在步骤 S1703，由导频符号序列用扩展部 1628 用第二扩展代码扩展导频符号序列，生成扩展的导频符号序列。在步骤 S1704，由合成部 1630 合成扩展的数据符号序列和扩展的导频符号序列，生成发送信号。在步骤

S1705, 由发送部 1610 发送发送信号。

本实施形式中, 采用的是相互正交的第一扩展代码和第二扩展代码, 但也可采用相互不正交的第一扩展代码和第二扩展代码。

此外, 本实施形式是把扩展的数据符号序列和扩展的导频符号序列分别载于相互正交的第一载波和第二载波上, 合成这两个载波而发送出, 但也可由相互不正交的第一载波和第二载波分别加载扩展的数据符号序列和扩展的导频符号序列, 合成这两个载波而进行发送。

第七实施形式

图 18 示明本发明第七实施形式的 CDMA 接收设备的结构。本实施形式的 CDMA 接收设备 1800 对包括数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号进行接收和解调。

CDMA 接收设备 1800 具有接收部 1810、数据符号序列用匹配滤波器 1824、导频符号序列用匹配滤波器 1826、导频块生成部 1811、信道预测值求得部 1821、数据符号序列补偿部 1830、瑞克合成部 1832、数据判定部 1846、误差信号生成部 1842 以及加权控制部 (MMSE) 1844。如图 18 所示, 本实施形式中的数据符号序列用匹配滤波器 1824 和导频序列用匹配滤波器 1826 等是由 DSP (以及存储有程序的存储器) 作为软件实现, 但它们也可作为硬件实现。接收部 1810 和数据符号序列用匹配滤波器 1824 等的结构和功能与本发明的第五实施形式的 CDMA 接收设备 1200 对应部件的相同。此外, 本实施形式的 CDMA 接收设备 1800 进行与本发明的第五实施形式的 CDMA 接收设备 1200 的接收处理(图 13A 与图 13B) 相同的处理, 但在本实施形式中不需去求导频符号的信道预测值。

此外, 本实施形式的 CDMA 接收设备 1800 进行与本发明的第三实施形式的 CDMA 接收设备 800 的加权控制处理相同的处理(图 9)。这就是说, 在步骤 S901, 由误差信号生成部 1842 根据补偿的数据符号序列和对补偿的数据符号序列进行解调以及数据的判定结果, 生成误差信号(识别误差信息)。数据判定是由数据判定部 1246 对瑞克合成部 1832 的输出进行判定(0/1)。

在步骤 S902, 由加权控制部 (MMSE) 1844 将误差信号与导频块

平均值（从各导频块求得的信道预测值） $\bar{\hat{\xi}}$ 用作反馈信息，进行加权（加权系数 α_1 ）的控制。

这样，通过将对应于导频符号的加权值根据信道变动的速度进行相应的最优化处理，就能改进对于瑞利衰落的稳定性而作出高精度的信道预测。

此外，把本发明的第七实施形式的 CDMA 接收设备 1800 用作接收处理部，同时把本发明的第六实施形式的 CDMA 收发设备 1500 的发送处理部 1510 用作发送处理部，也可构成 CDMA 收发设备。

第八实施形式

图 19 例示本发明的第八实施形式的 CDMA 接收设备的结构。本实施形式的 CDMA 接收设备 1900 对包括数据符号序列和与此数据符号序列并行的导频符号序列的信号进行接收和解调。

CDMA 接收设备 1900 具有接收部 1910、数据符号序列利用匹配滤波器 1929、导频符号序列用匹配滤波器 1926、导频块生成部 1911。信道预测值求得部 1921、数据符号序列补偿部 1930、瑞克合成部 1932 以及加权控制部（内积运算）1944，如图 19 所示，本实施形式中的数据符号序列用匹配滤波器 1924 和导频符号序列用匹配滤波器 1926 等由 DSP（以及存储有程序的存储器）作为软件实现的，但它们也可作为硬件实现。接收部 1910 和数据符号序列用 1924 的结构和功能与本发明的第五实施形式的 CDMA 接收设备 1200 的对应部件相同。此外，本实施形式的 CDMA 接收设备 1900 进行与本发明的第五实施形式的 CDMA 接收设备 1200 的接收处理（图 13A 和图 13B）相同的处理，但是本实施形式中不必去求导频符号的信道预测值。

本实施形式的 CDMA 接收设备 1900 还进行与本发明的第四实施形式的 CDMA 接收设备 1000 的加权控制处理（图 11）相同处理。这就是说，于步骤 S1101，由加权控制部（内积运算）1944 将数据符号的信息预测值 $\bar{\xi}$ 和导频块平均值（由各导频块求得信道预测值） $\bar{\hat{\xi}}$ 的内积值（相关值）作为更新值（反馈信息），如下式（4）所示，进行加权（加权系数 α_1 ）的控制（更新）。

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{A}(n) = \mathbf{A}(n-1) + \mu \tilde{\xi}(n) \bar{\mathbf{X}}(n) \\
 & \mathbf{A}(n) = \begin{pmatrix} \alpha_{-L}(n) \\ \vdots \\ \alpha_{-1}(n) \\ \alpha_1(n) \\ \vdots \\ \alpha_L(n) \end{pmatrix}, \quad \bar{\mathbf{X}}(n) = \begin{pmatrix} \bar{\xi}(n_{-L}) \\ \vdots \\ \bar{\xi}(n_{-1}) \\ \bar{\xi}(n_1) \\ \vdots \\ \bar{\xi}(n_L) \end{pmatrix} \quad (4) \\
 & \tilde{\xi}(n) = \mathbf{A}'(n-1) \cdot \bar{\mathbf{X}}(n)
 \end{aligned}$$

上式中, $\mathbf{A}(n)$ 为第 n 个数据符号的加权系数, μ 为更新的步长, $\bar{\xi}(n_i)$ 为第 i 个导频块的平均值。此外, $\mathbf{A}'(n)$ 为 $\mathbf{A}(n)$ 的转置矩阵。

这样, 通过将对应于导频符号的加权值根据信道变动的速度进行相应的最优化处理, 就能改进对于瑞利衰落的稳定性而作出高精度的信道预测。

此外, 本实施形式中不需调制数据和生成误码信号, 能以简单的结构进行与信道变动相应的加权控制。

再有, 把本发明的第八实施形式的 CDMA 接收设备 1900 作为接收处理部, 同时把本发明的第六实施形式的 CDMA 收发设备 1500 的发送处理部 1510 作为发送处理部, 也能构成 CDMA 发送设备。

其他

图 20 示明双波瑞利模型下相对于最大多普勒频率 (f_d) 和时间段时间 (T_{slot}) 之积所需误码率 ($BER = 10^{-3}$) 特性。图 20 中示明了本发明的第四实施形式的 CDMA 接收设备 (时分复用型导频信道方式) 的特性 (TM-P)、本发明的第八实施形式的 CDMA 接收设备 (并行型导频信道方式) 的特性 (Para-P)、已有的加权系数固定的 CDMA 接收设备 (时分复用型导频信道方式) 特性 (TM-C、已有的加权系数固定的 CDMA

接收设备) 并行型导频信道方式的特性 (Para-C)。

图 21 示明在 $f_d T_{\text{slot}} = 0.003251$ 和 $f_d T_{\text{slot}} = 0.28$ 时的 Vehicular - B 环境下的 BER 特性, 而图 22 示明 Vehicular - B 环境下相对于 $f_d T_{\text{slot}}$ 的所需误码率 ($\text{BER} = 10^{-3}$) 的特性。

根据图 20 与图 22, 将本发明的第四实施形式的 CDMA 接收设备与本发明的第八实施形式的 CDMA 接收设备一起与既有的 CDMA 接收设备相比, 在低速衰落时, 于双波瑞利模型下有约 0.2dB 的改进, 而在 Vehicular - B 下有约 0.4dB 的改进, 而在高速衰落下, 可以看到, 衰落的速度越大, 改善的效果也越大。此外, 在低速衰落下, Vehicular - B 环境下的改善效果要比双波瑞利模型下的大, 这是由于在 Vehicular - B 环境下噪声的影响大, 而在低速衰落时则可取得能够利用较多导频符号的本发明的改进效果的缘故。

此外, 在从低速到高速衰落的整个范围内, 时分复用型的导频信道方式 (本发明的第四实施形式的 CDMA 接收设备) 和并行型的导频信道方式 (本发明的第八实施形式的 CDMA 接收设备) 之所以并无差别, 这在低速时是由于用于预测的能量相等, 衰落变动小所致; 而在高速时的基本相等则是由于, 时分复用型导频信道方式的特征即短时间内能获得信号能量的效果, 同并行型导频信道方式的同步加法运算数与时分复用型导频信道相比要少因而相对于高速衰落提高了随动性效果, 而这两效果大致相等所致。

如上所述, 根据本发明, 通过将对应于导频符号的加权值根据信道变动的速度进行相应的最优化处理, 就能改进对于衰落变动的稳定性而作出高精度的信道预测。

如果能进行高精度的信道预测并能据此而对数据符号信道变化进行补偿, 则例如即使是在瑞利衰落环境下, 也能用绝对同步检波对各数据符号判定绝缘对相位, 同时能够为获得所需的接收质量 (接收误码率) 而降低必要的 SNIR。因此, 能够降低输送功率, 并能增大系统的用户容量。

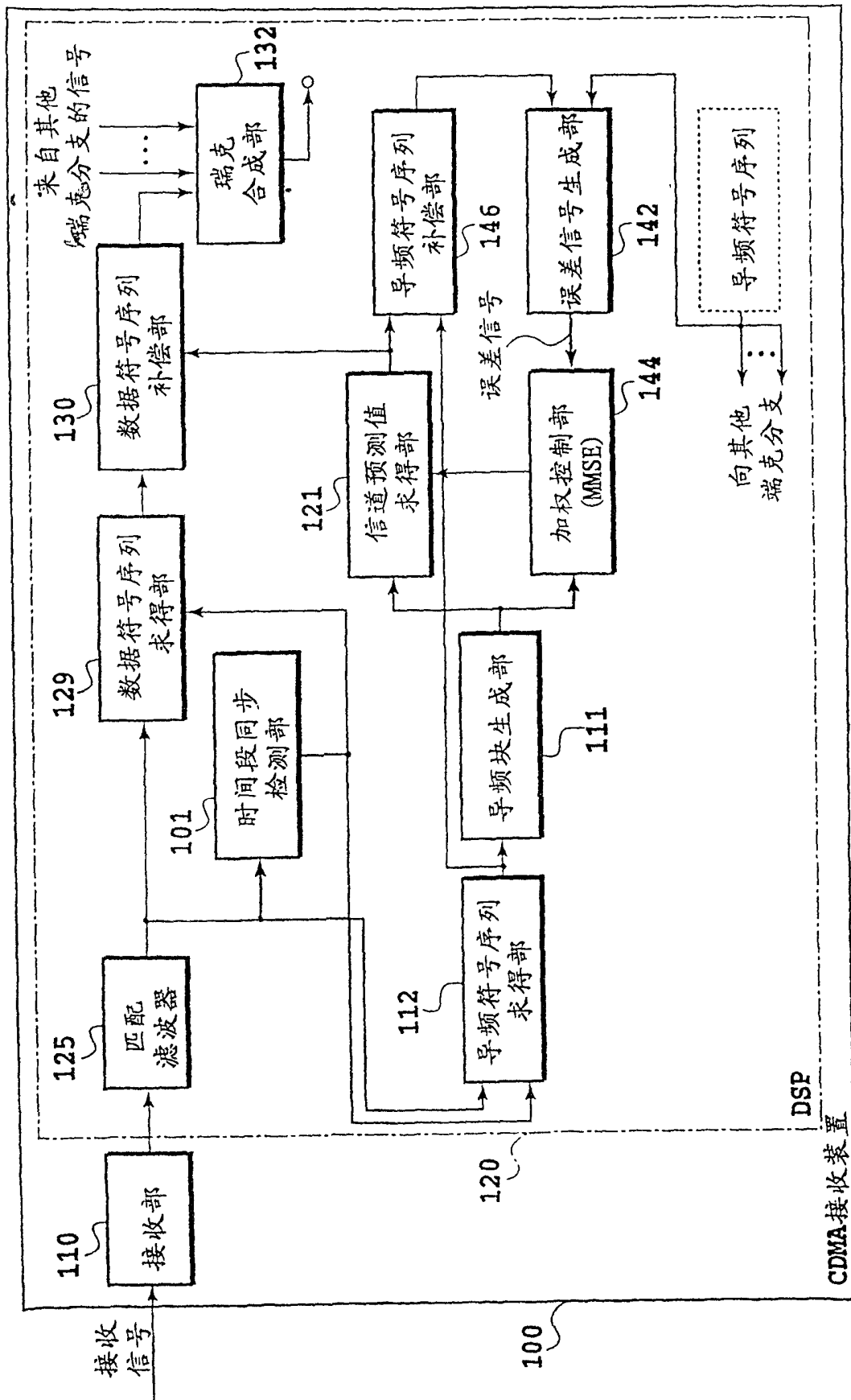
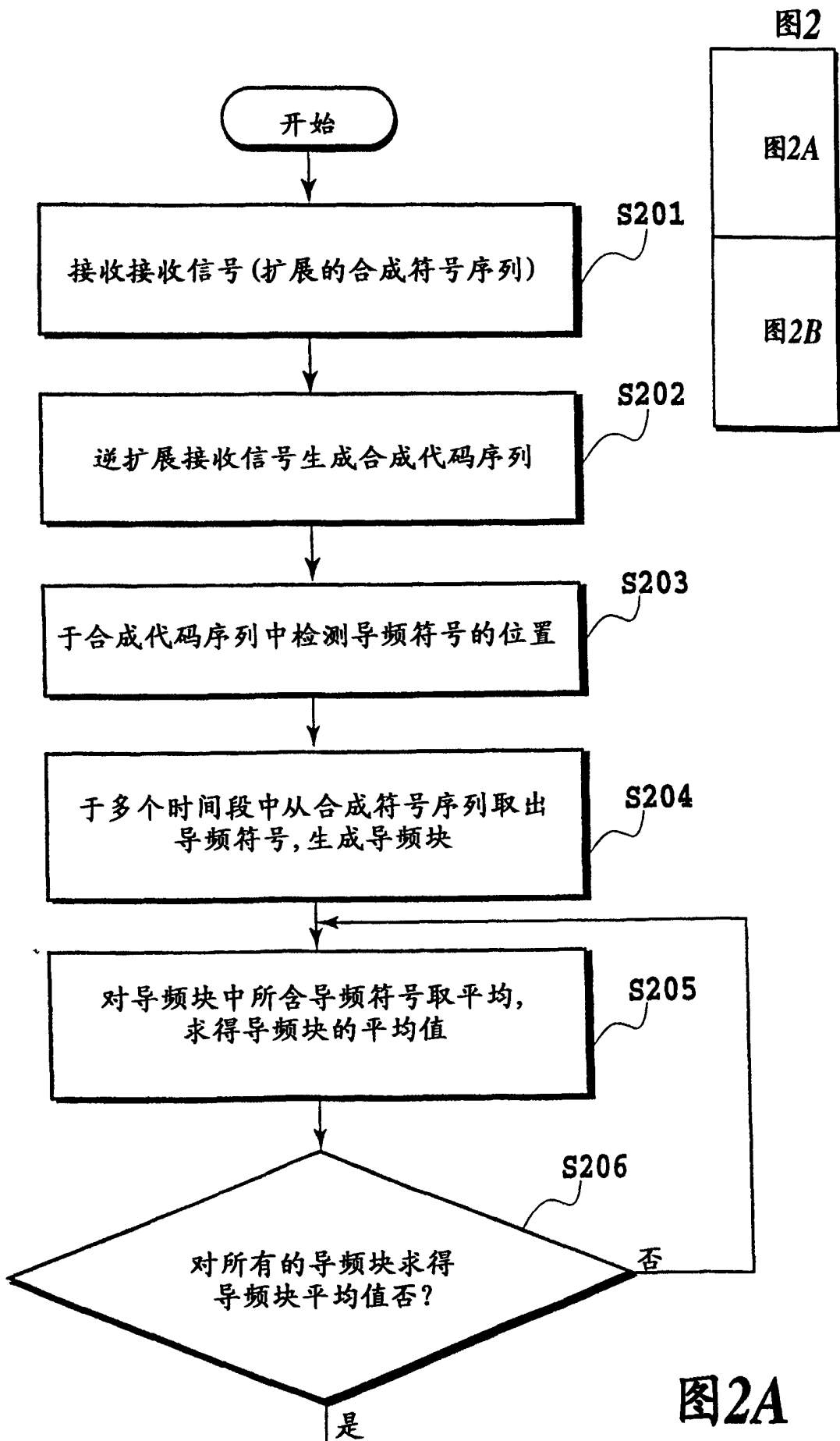


图1



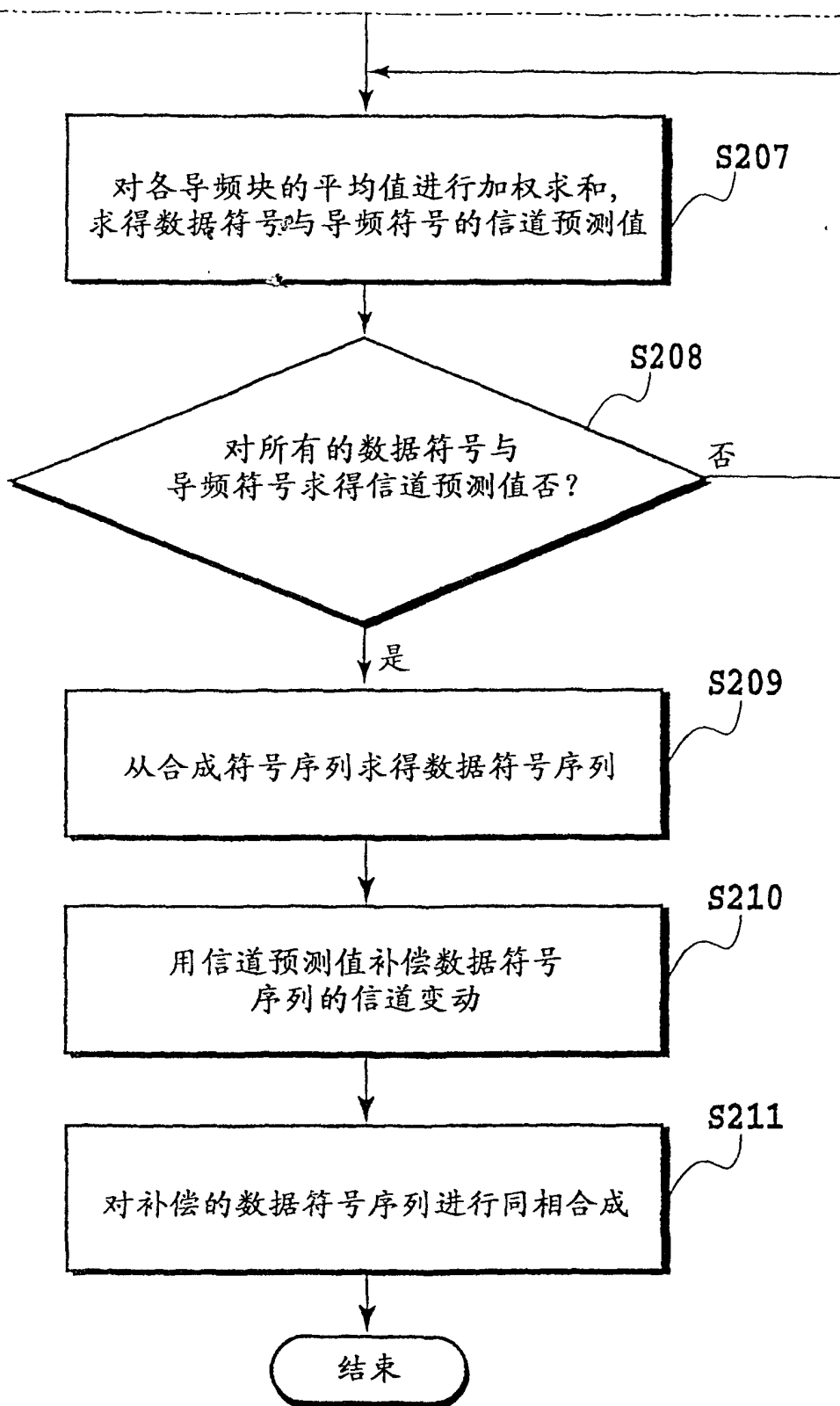


图2B

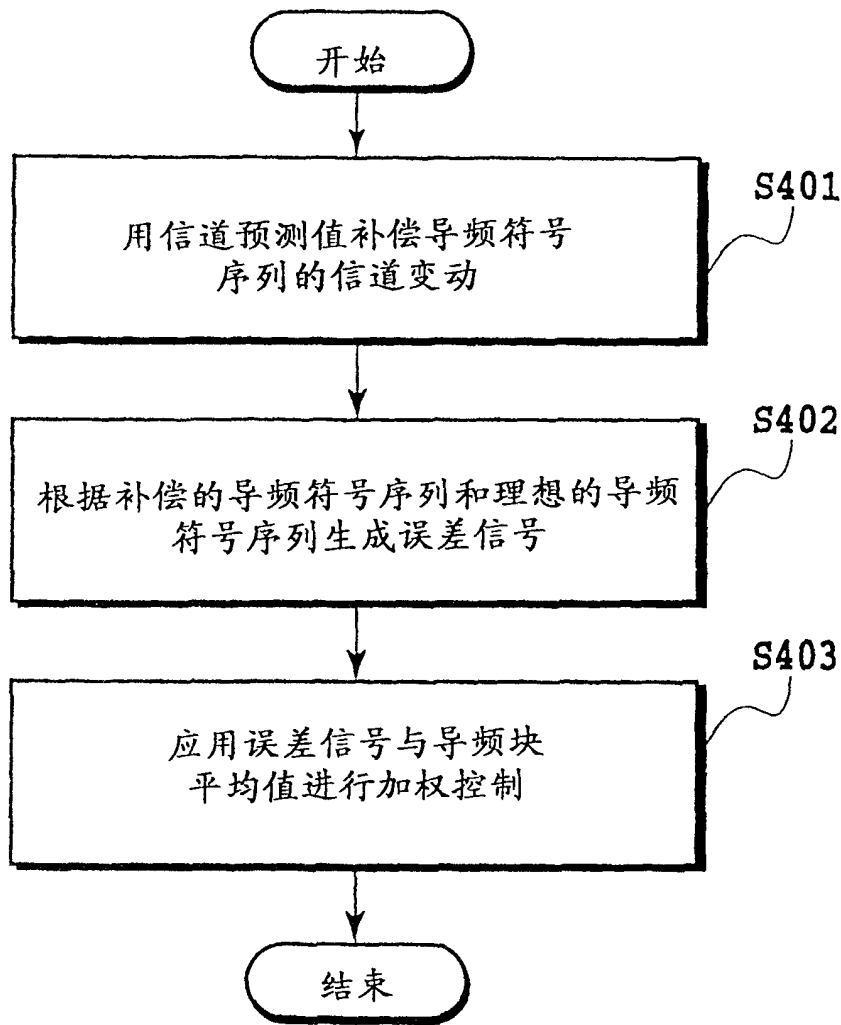


图4

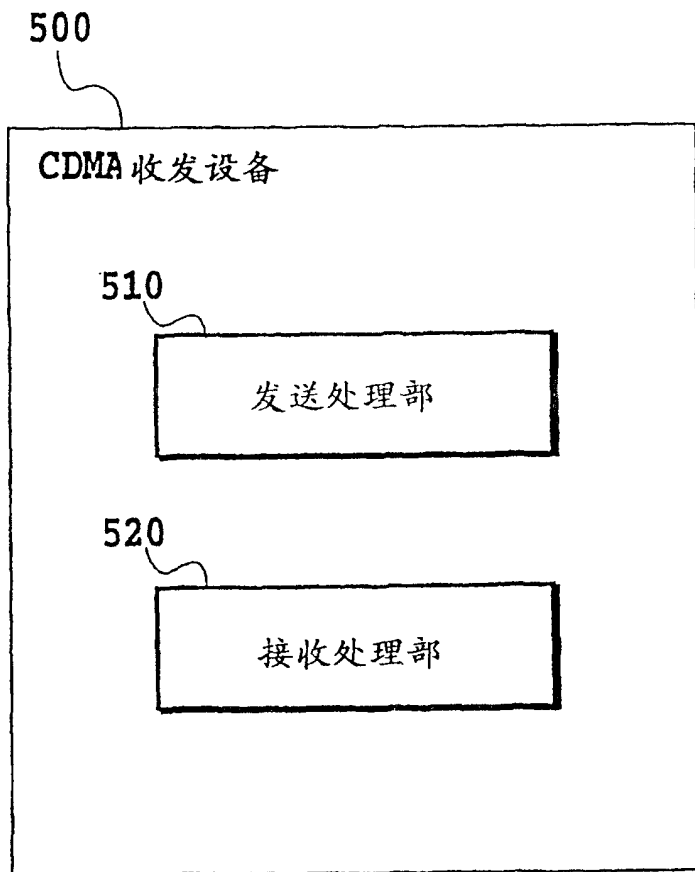


图5

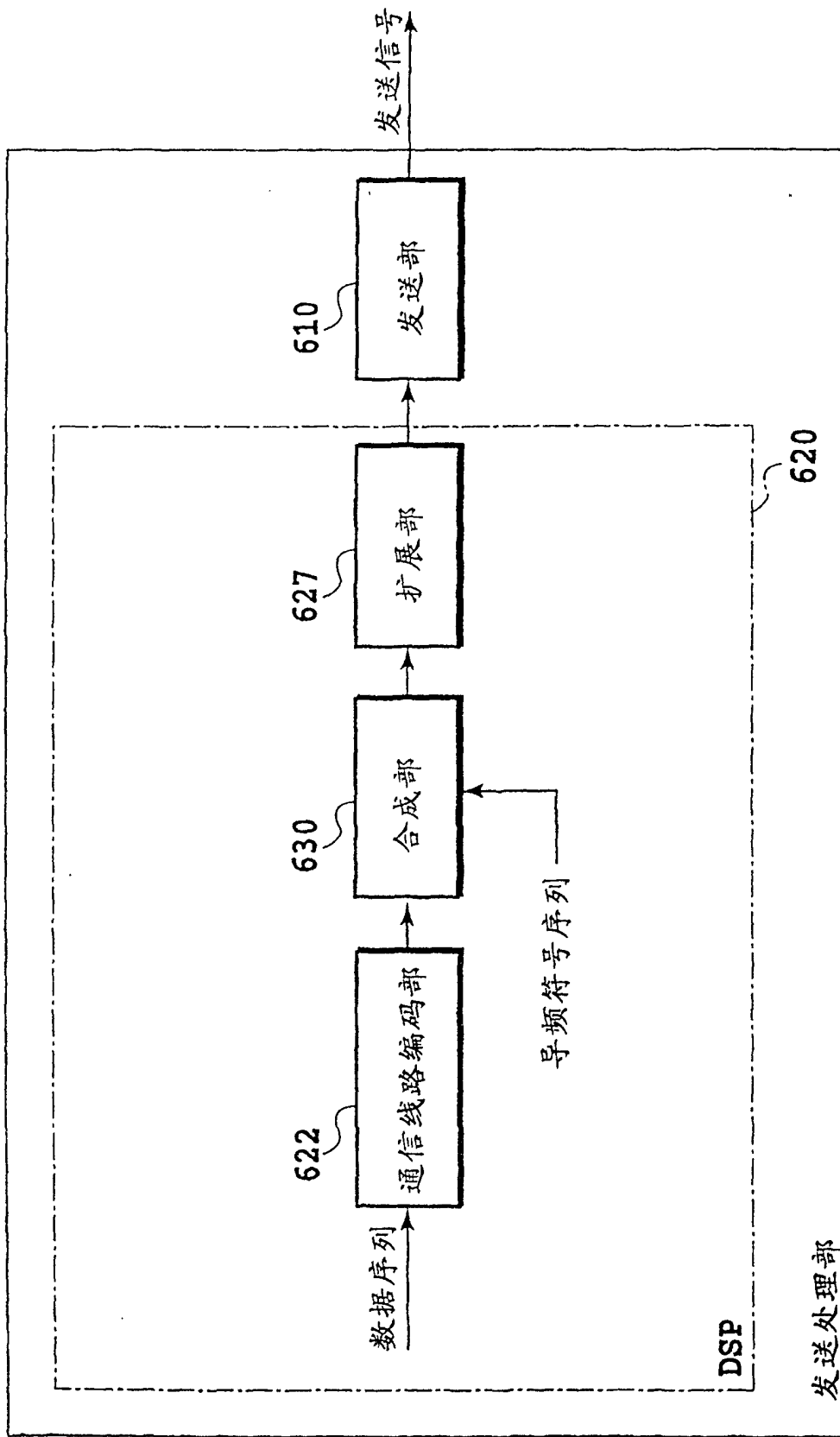


图6

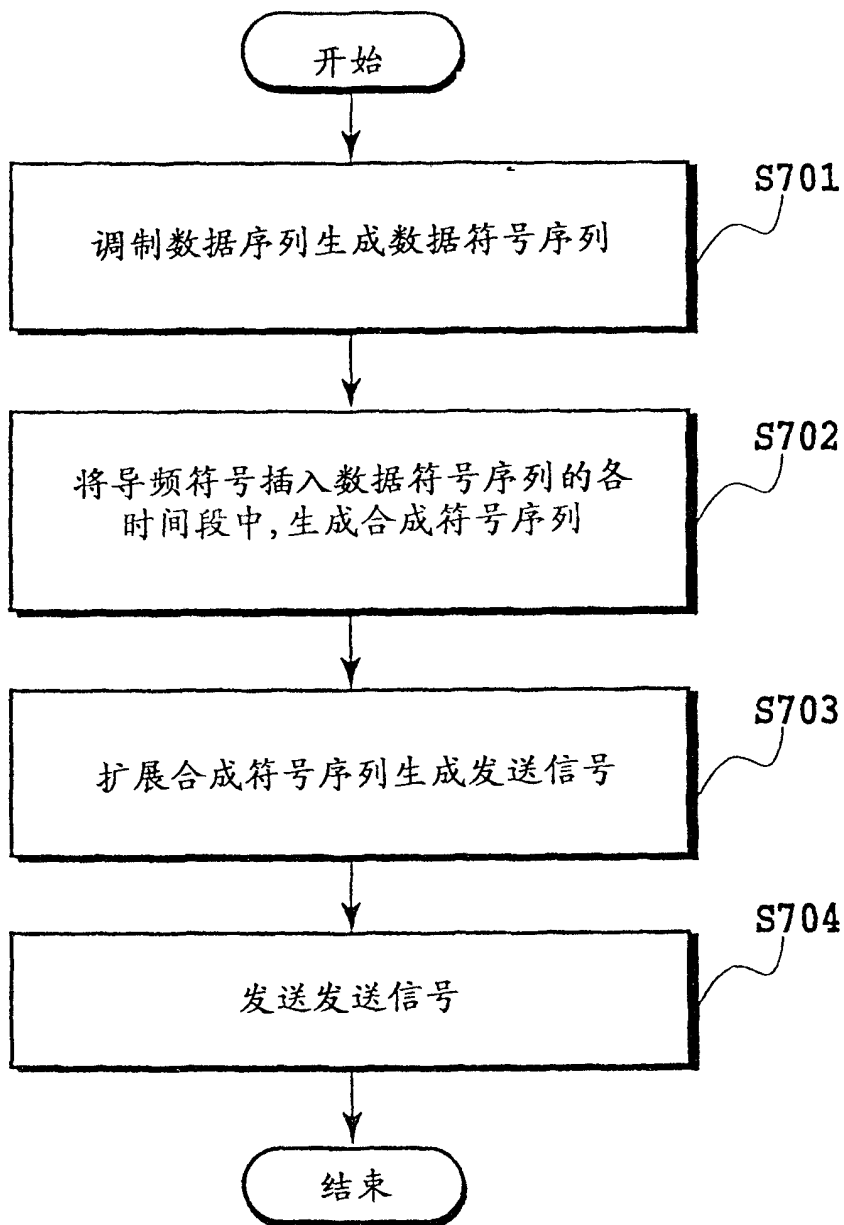


图7

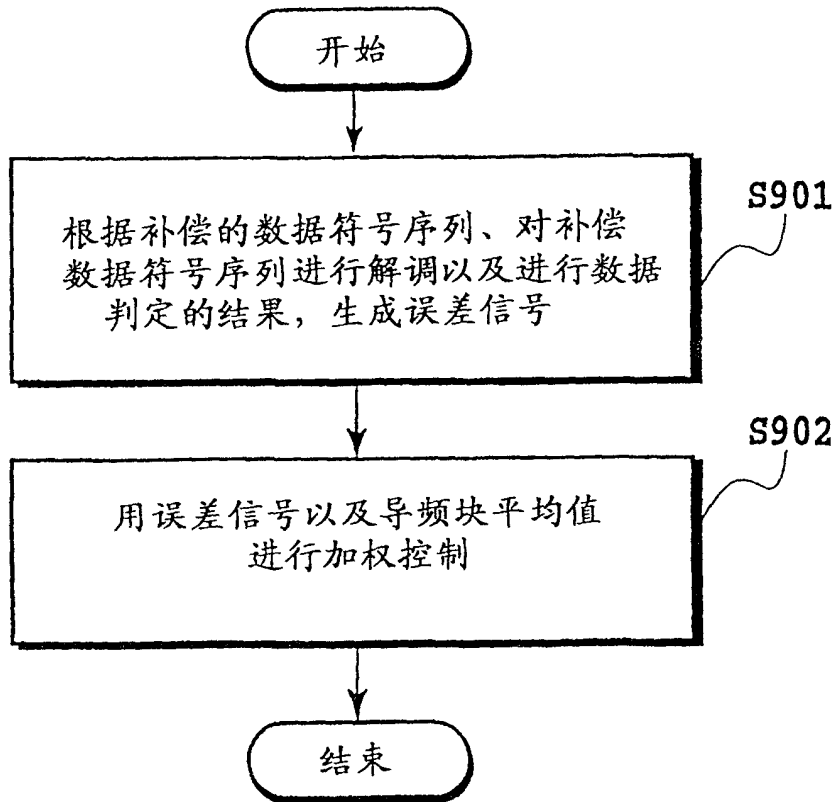


图9

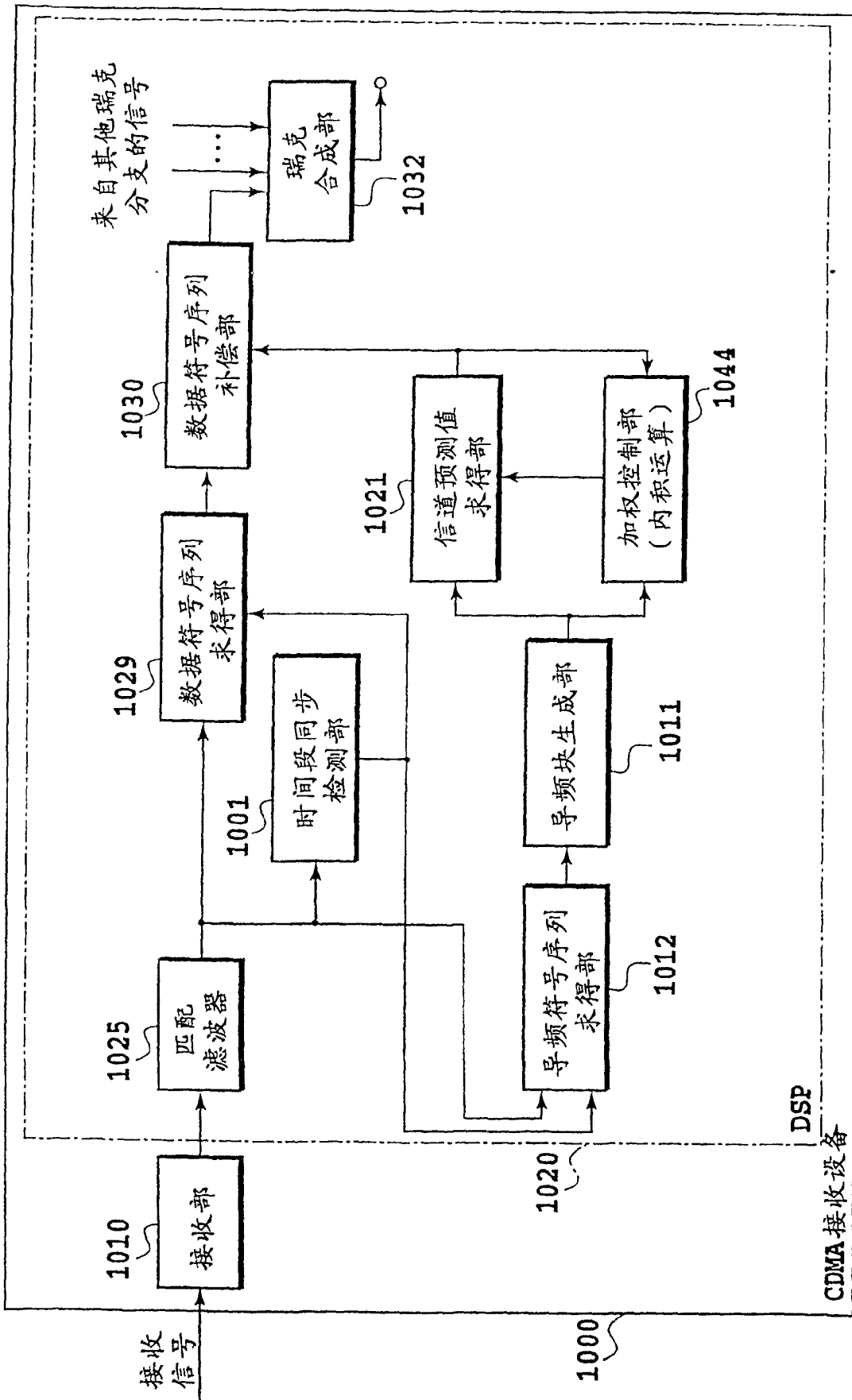


图10

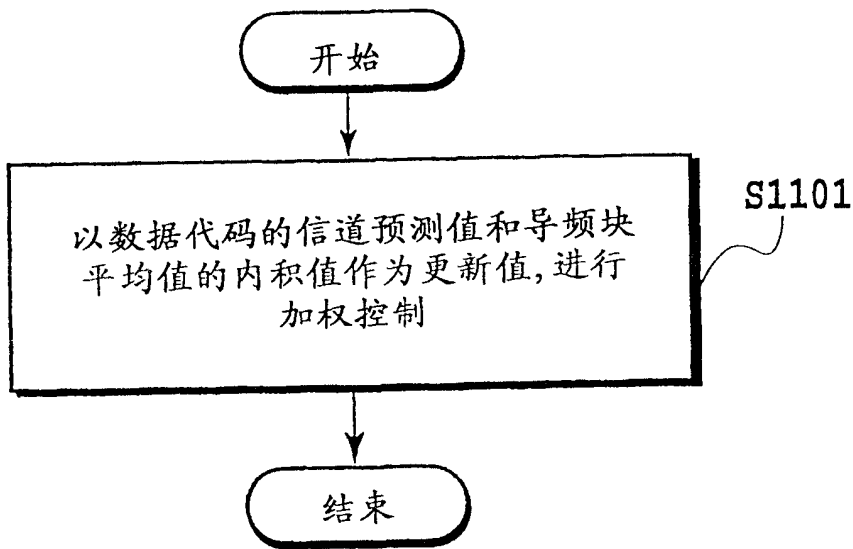


图11

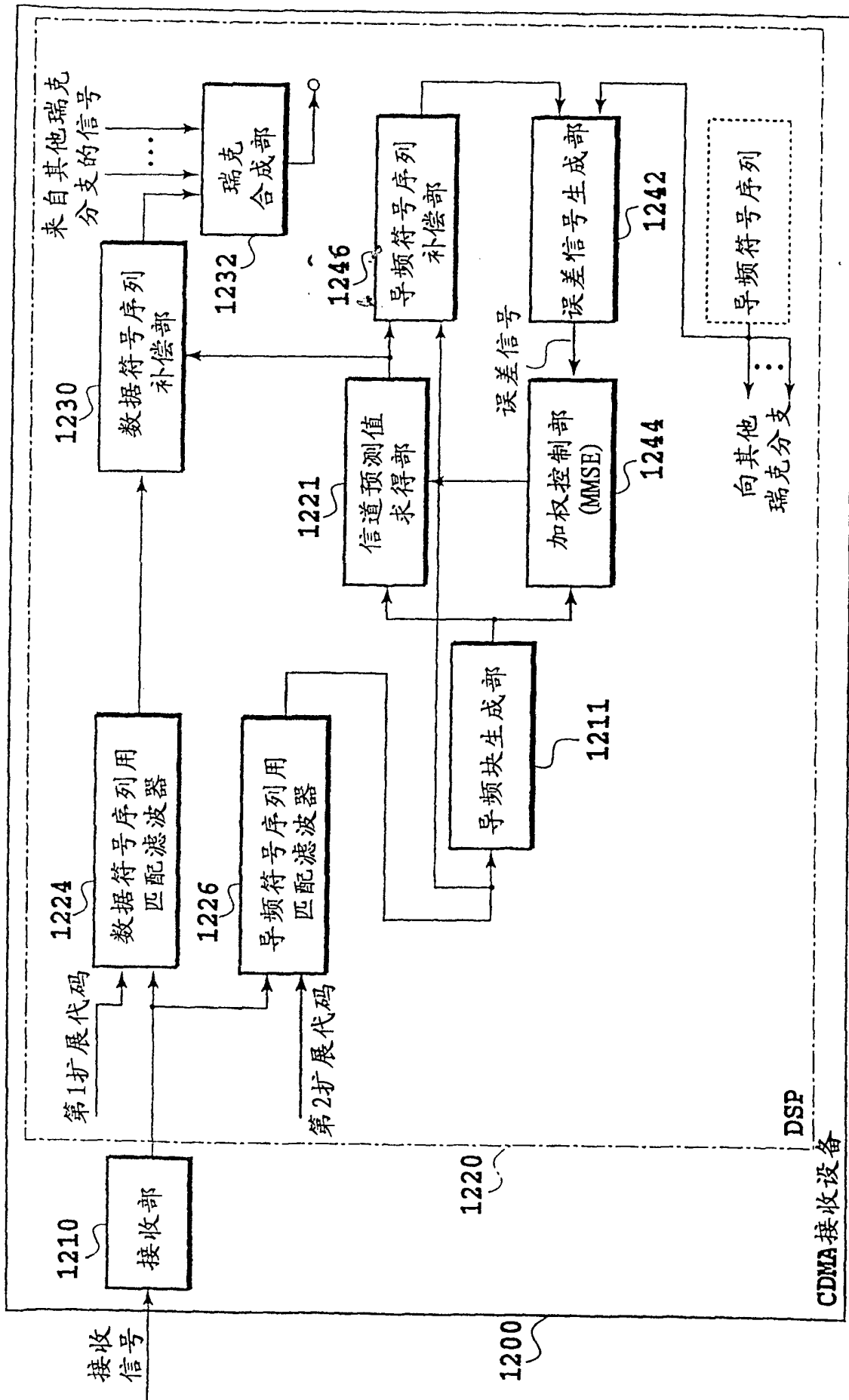
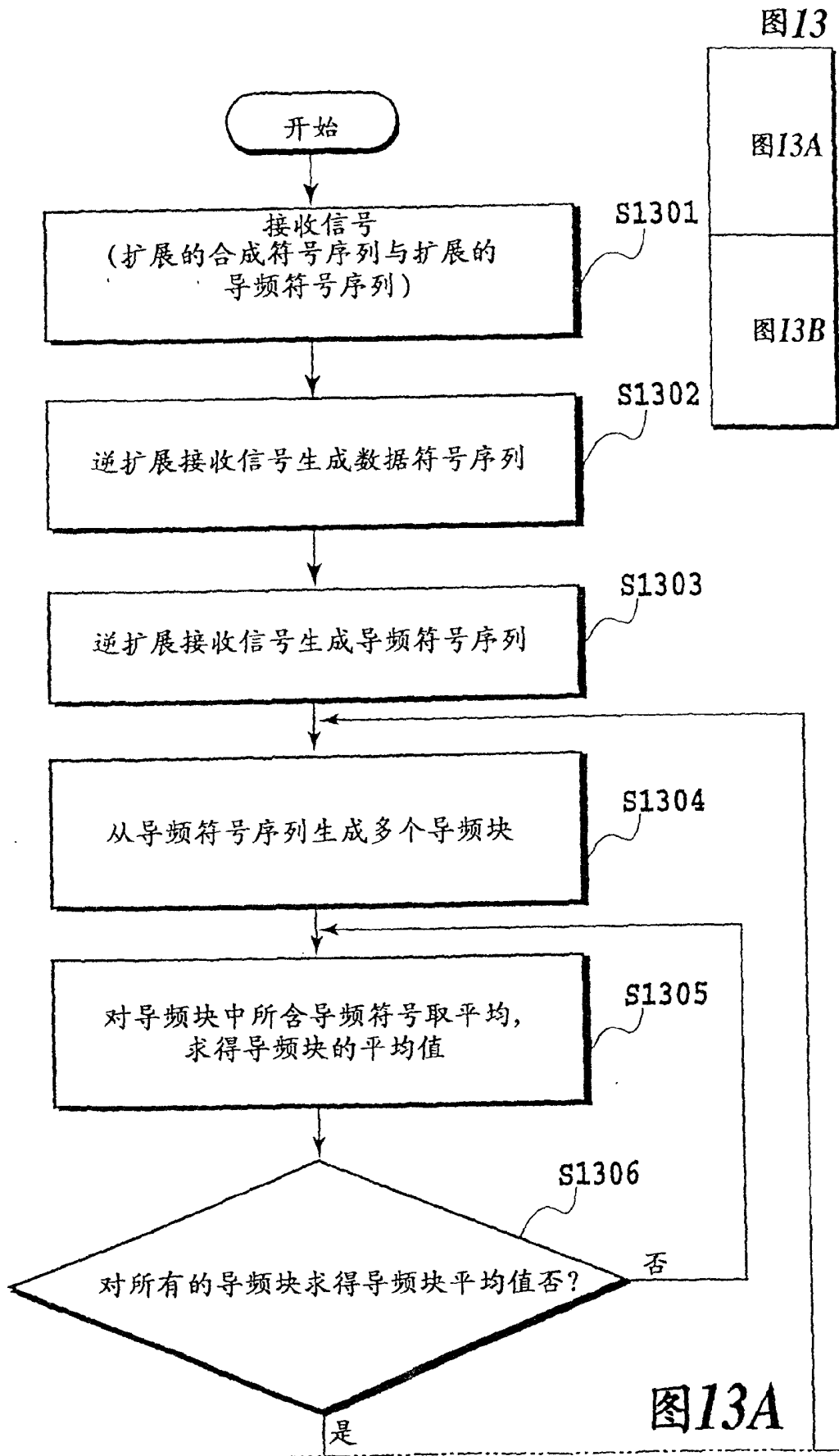


图12



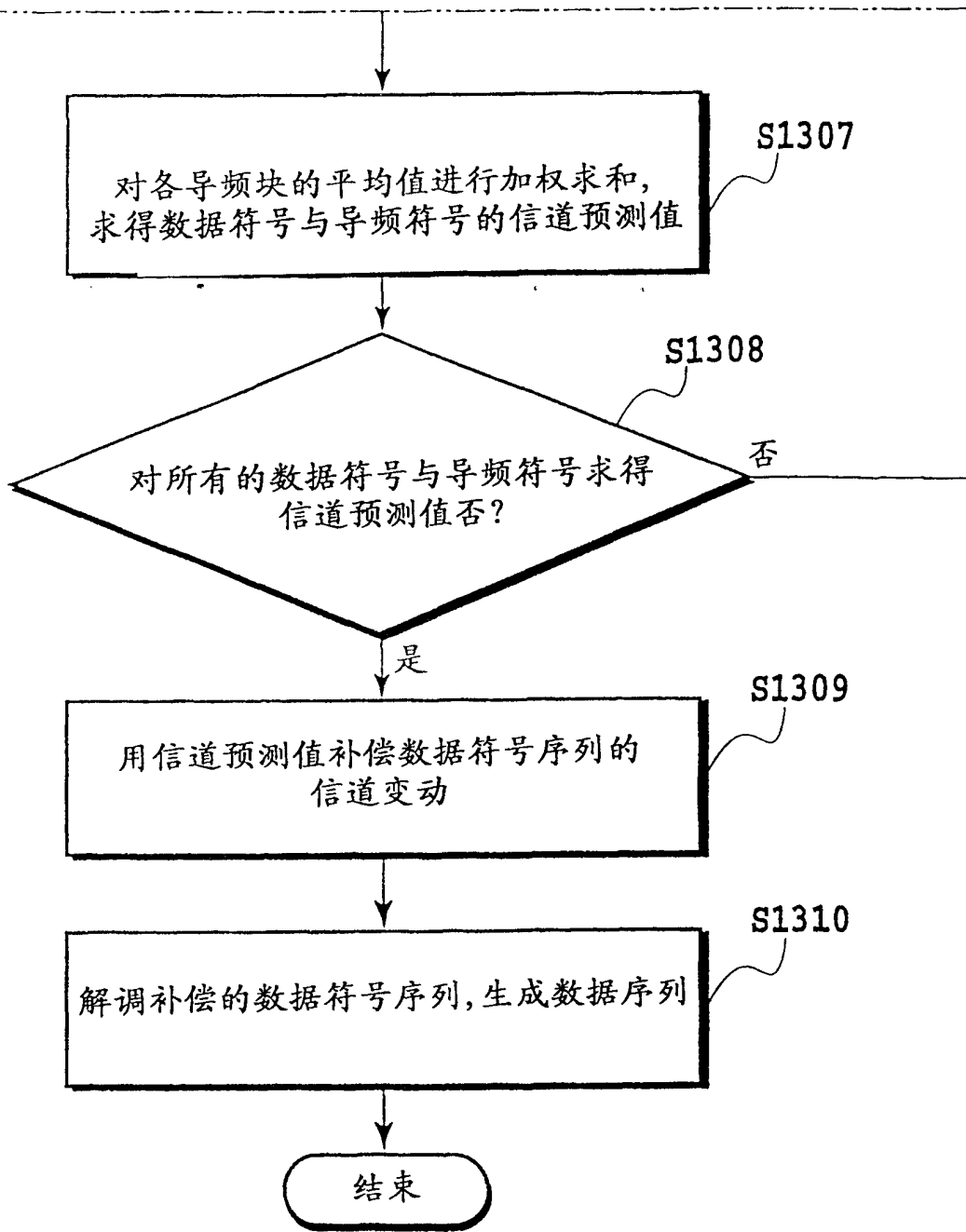


图13B

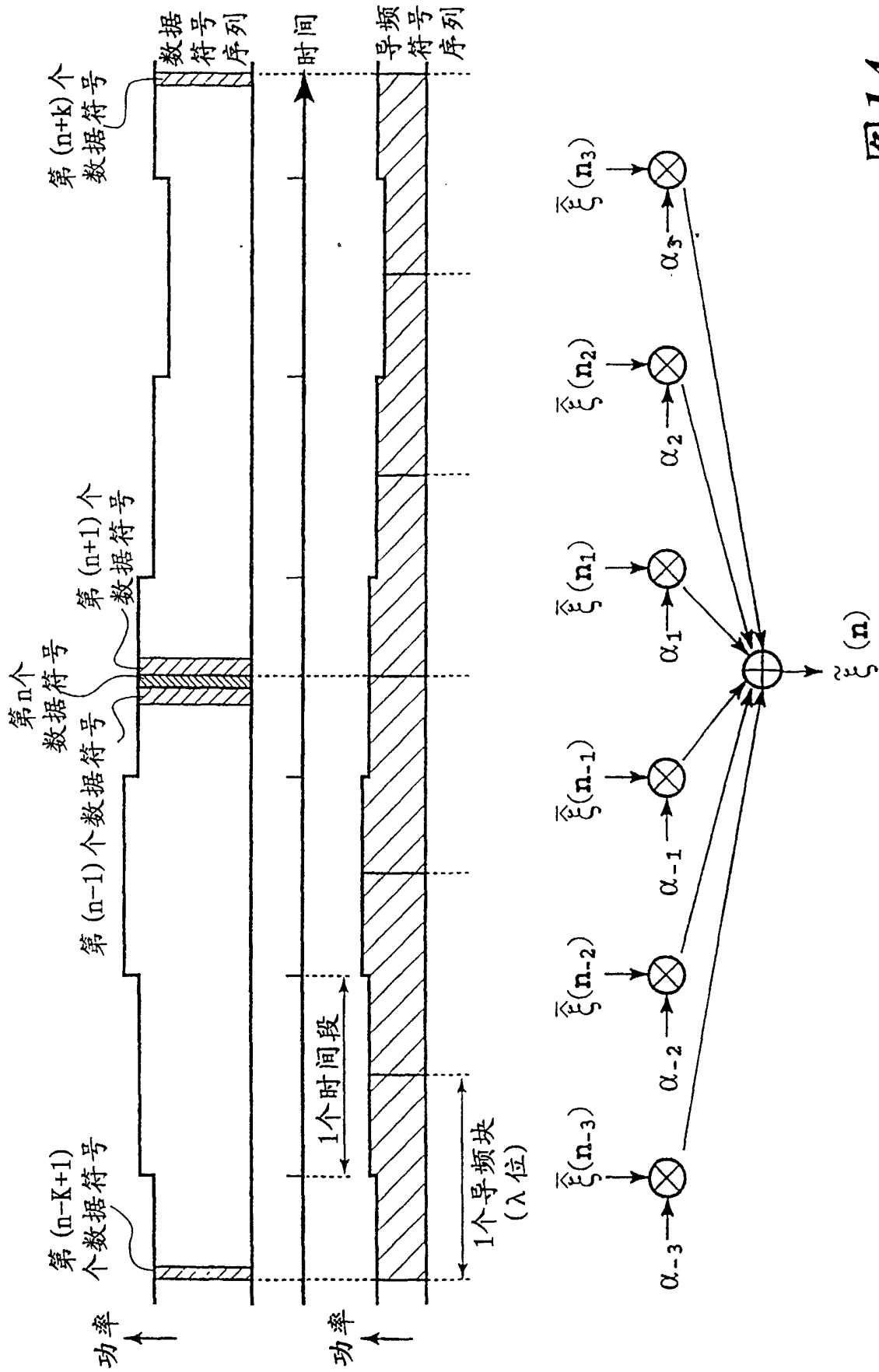


图14

第 n 时间段的第 n 个数据符号的信道预测值

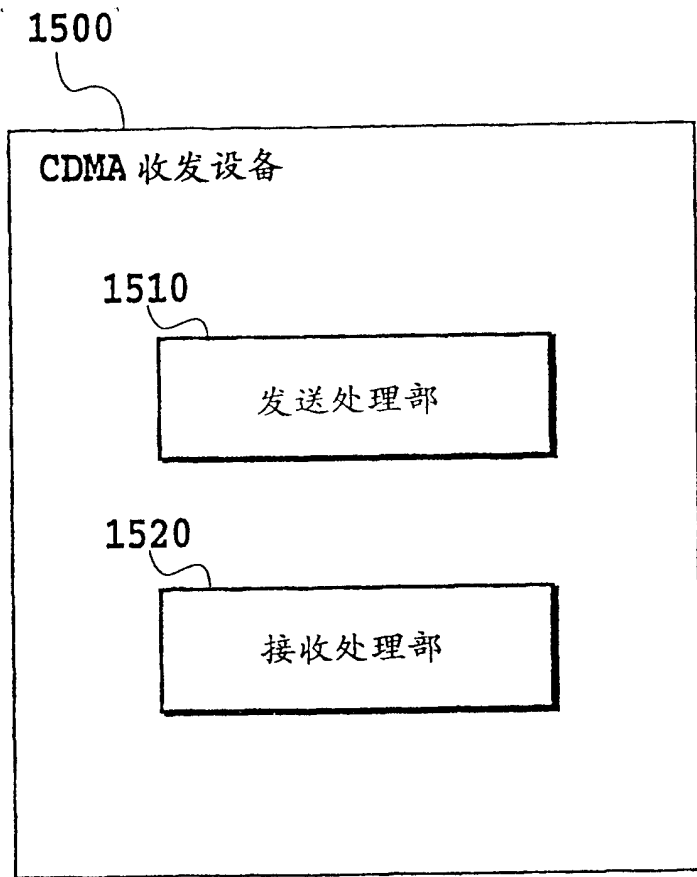


图15

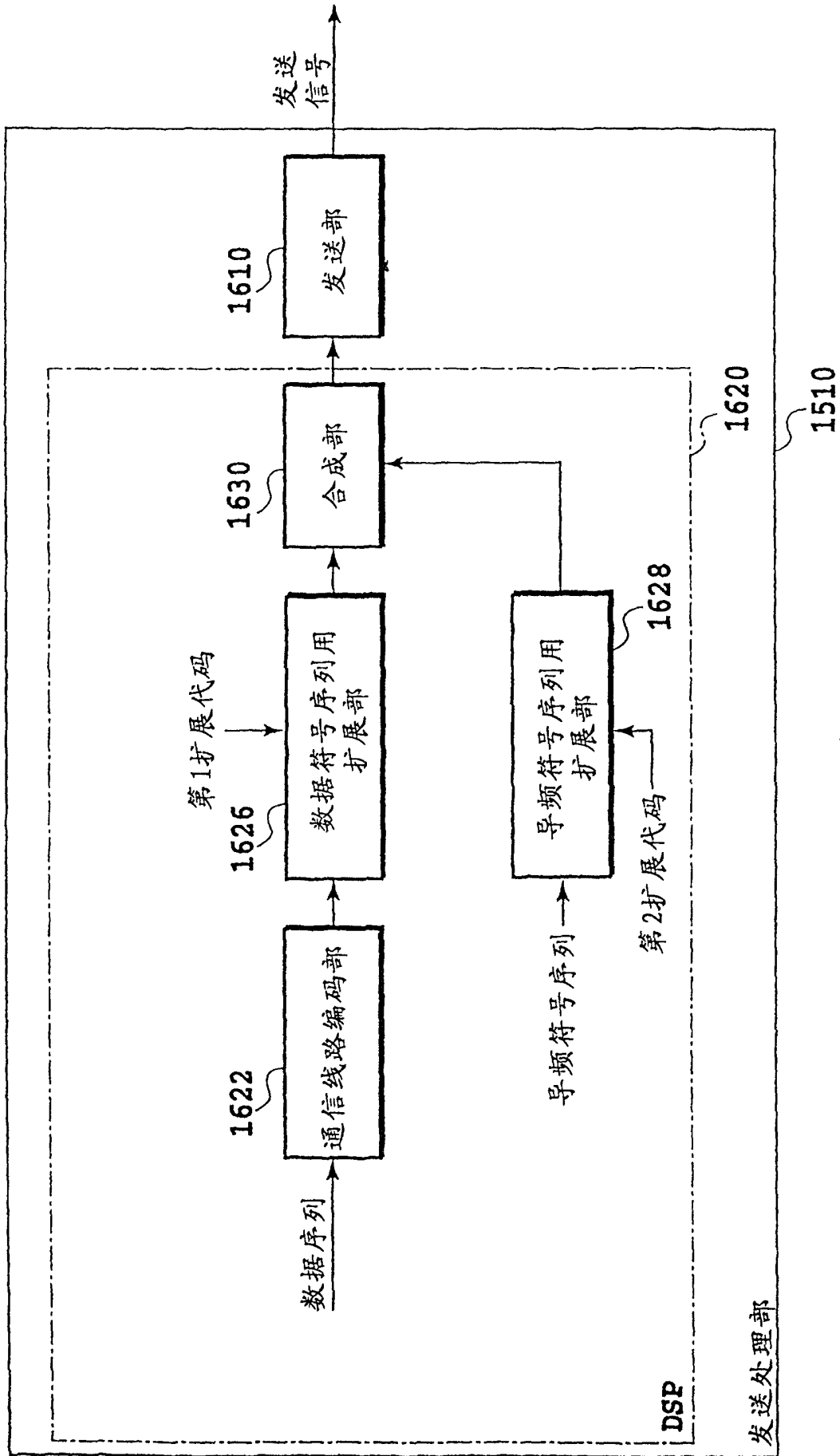


图16

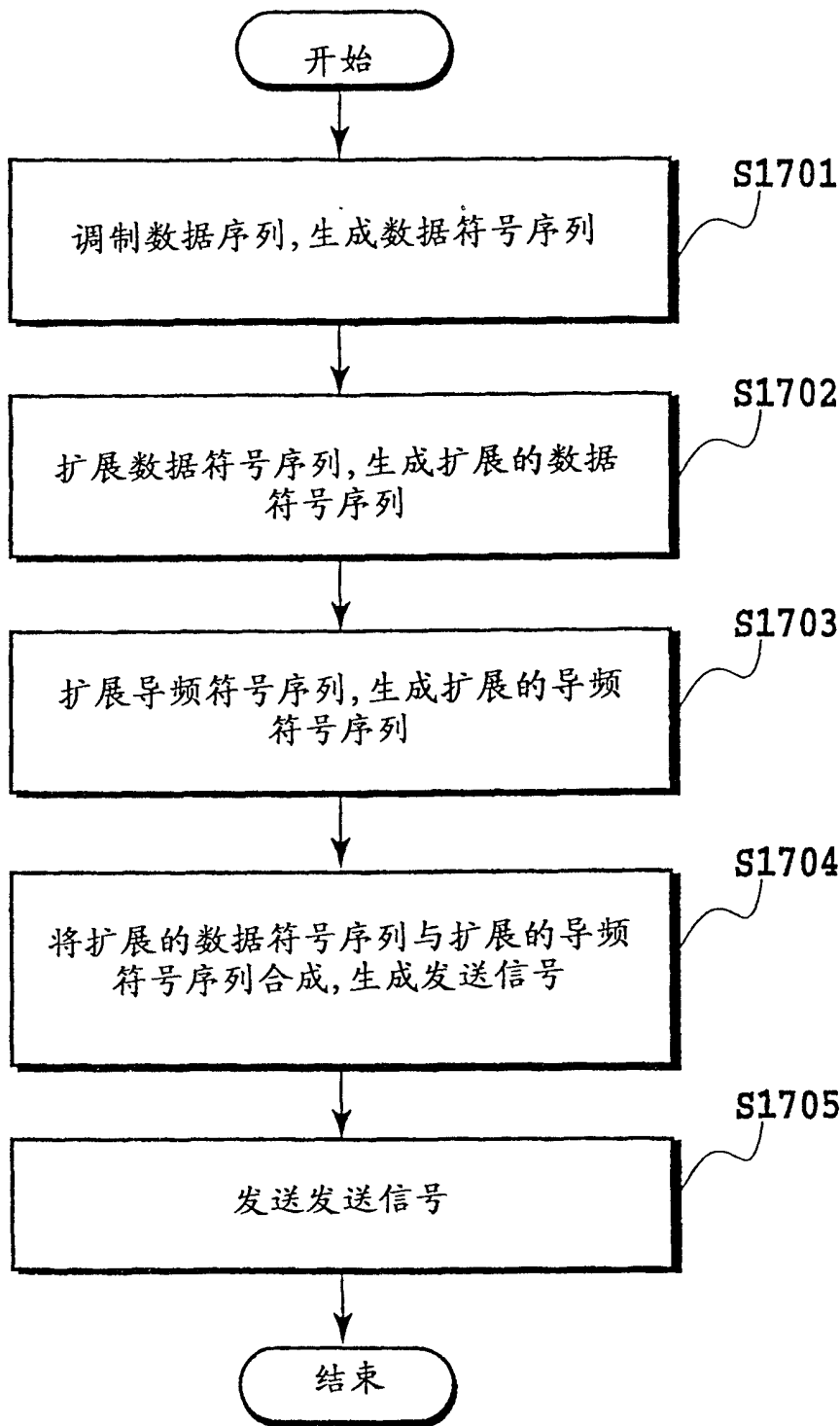


图17

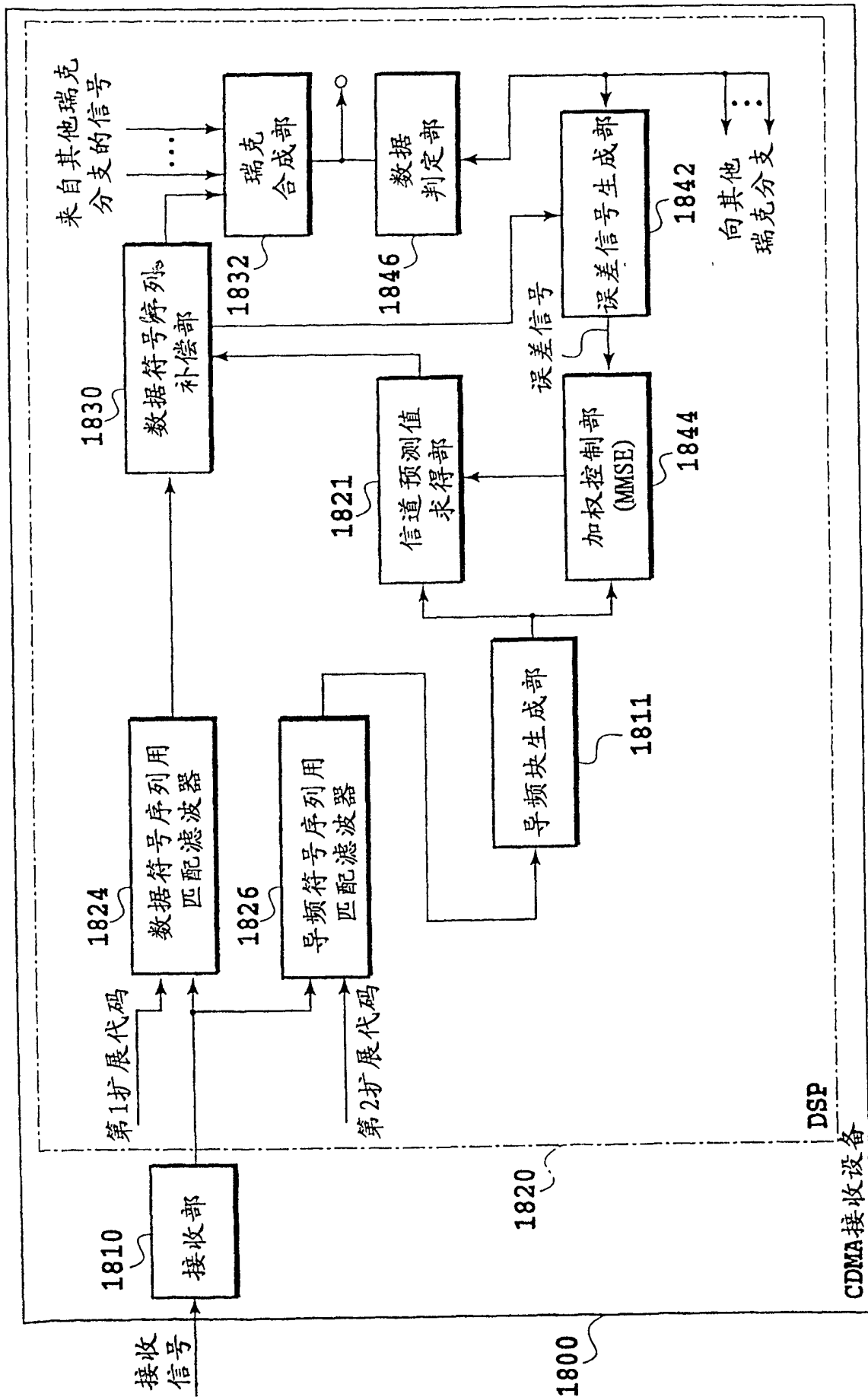


图18

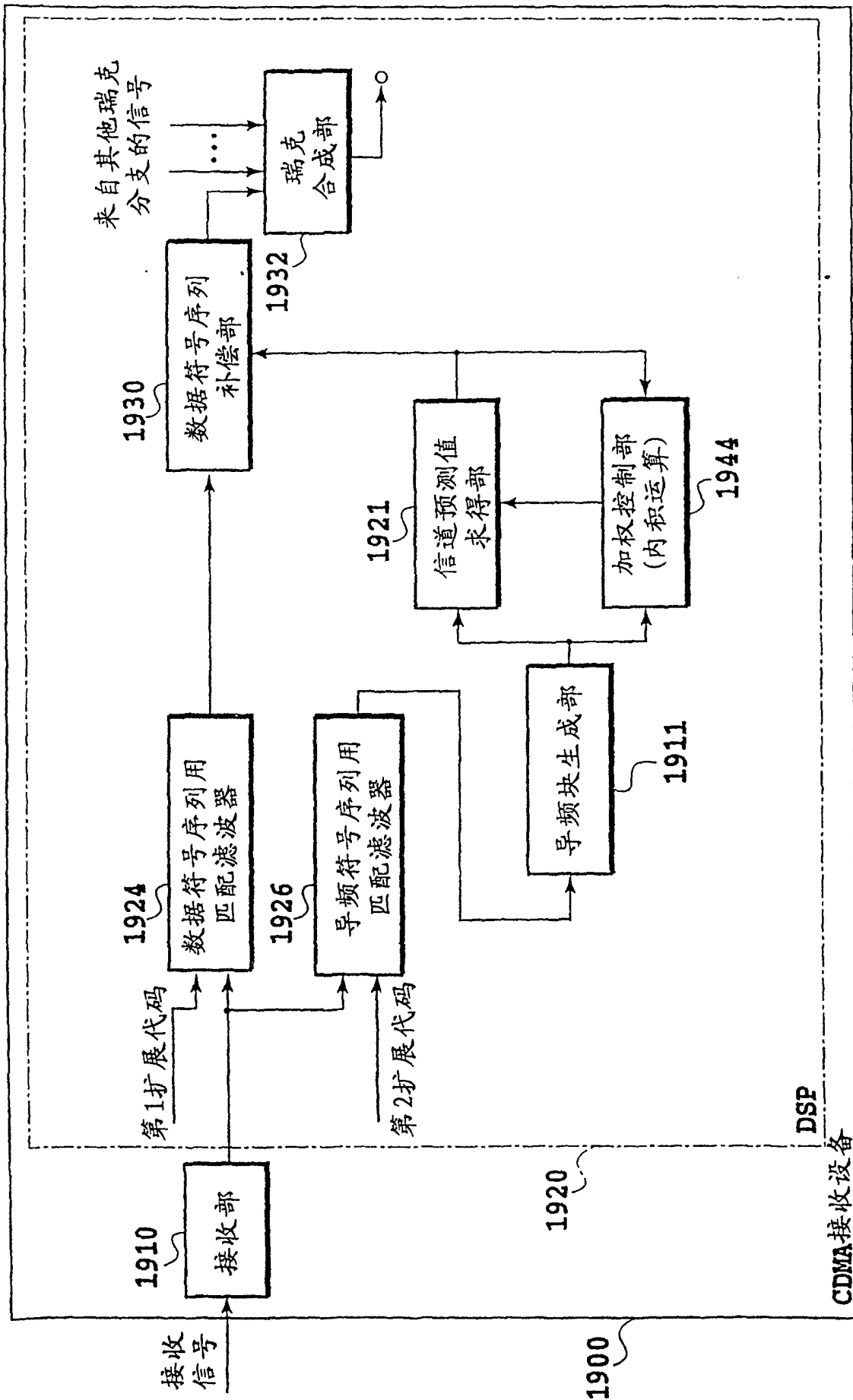


图19

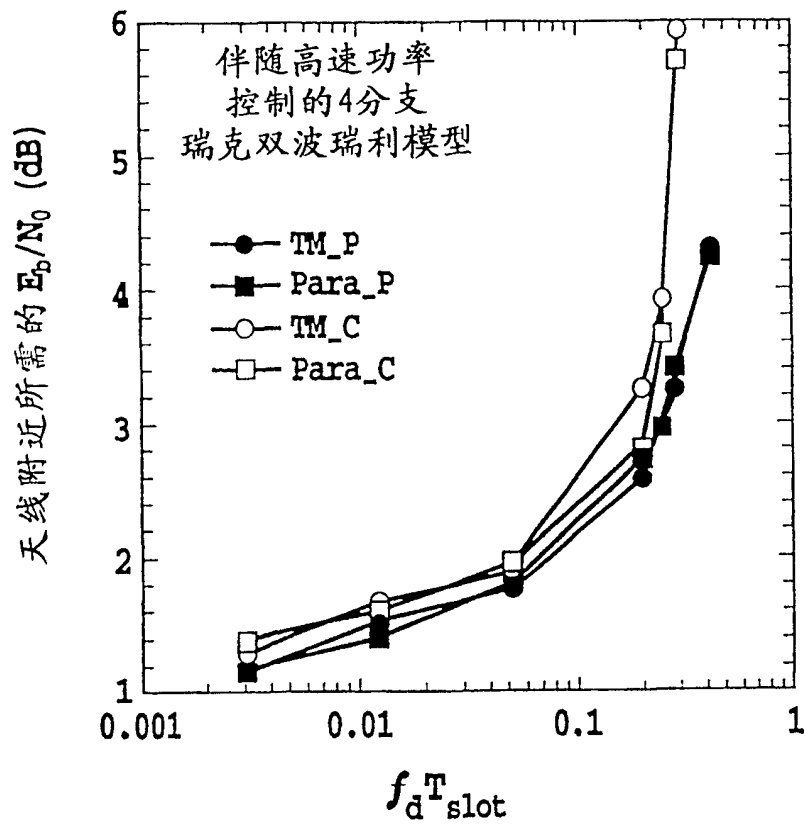


图20

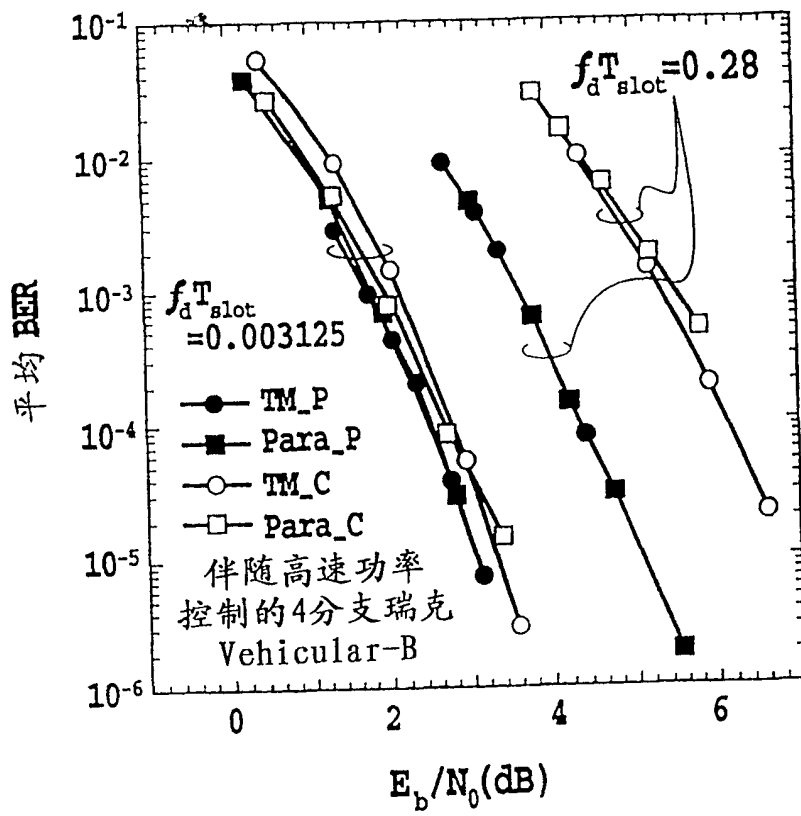


图21

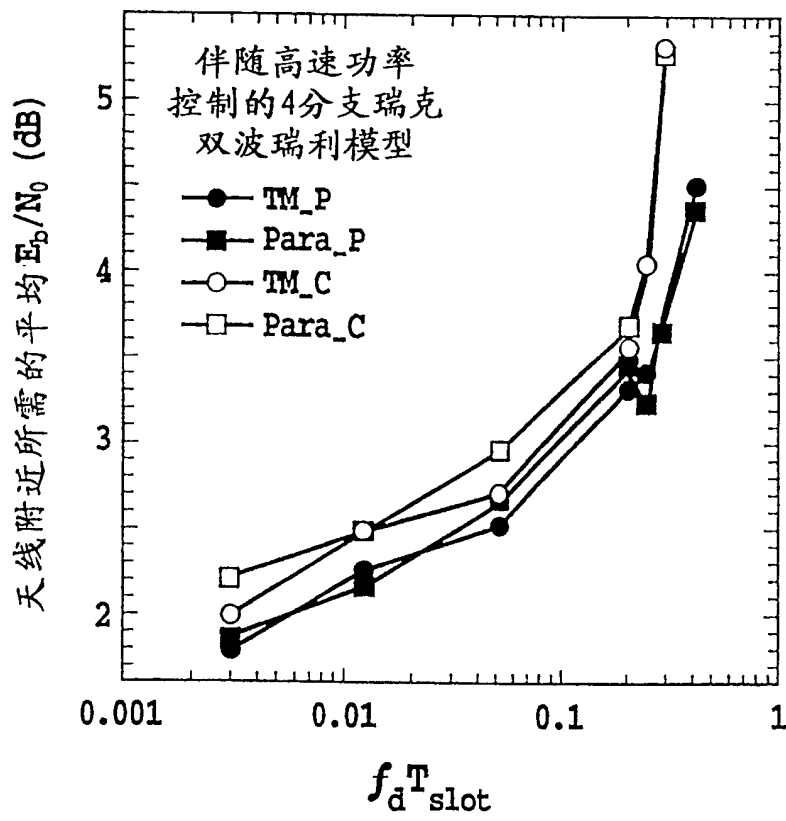
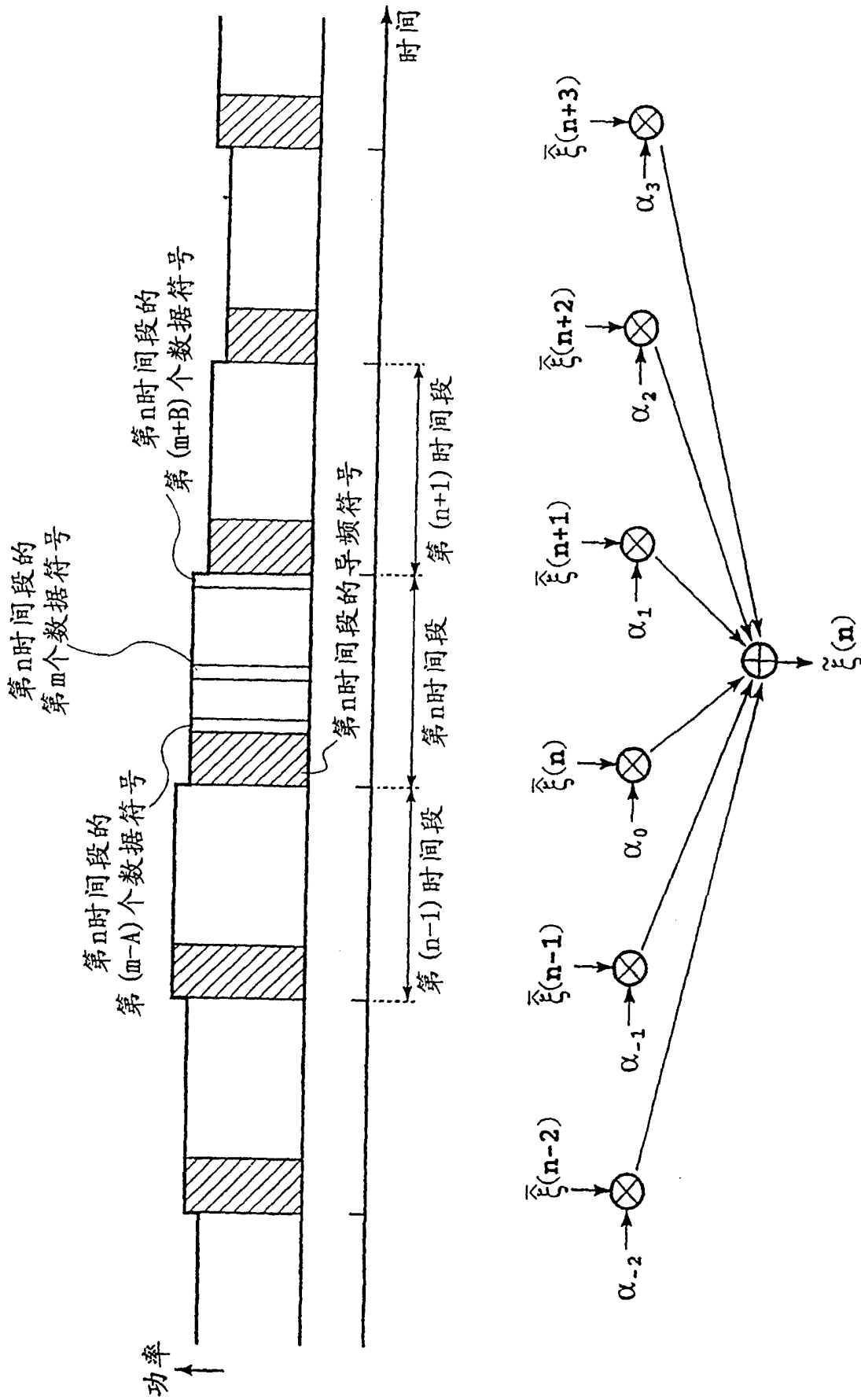


图22



对第n)时间段的数据符号的共同的信道预测值

图23