

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04J 13/02

H04Q 7/20 H04B 1/10

# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02103131.2

[43] 公开日 2002 年 9 月 18 日

[11] 公开号 CN 1369981A

[22] 申请日 2002. 1. 31 [21] 申请号 02103131. 2

[30] 优先权

[32] 2001. 1. 31 [33] JP [31] 024557/2001

[71] 申请人 株式会社 NTT 都科摩

地址 日本东京

[72] 发明人 樋口健一 佐和桥卫

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

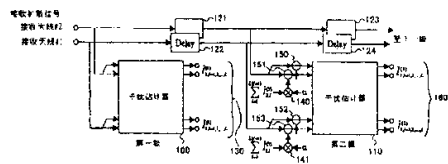
代理人 崔晓光


权利要求书 9 页 说明书 32 页 附图页数 11 页

[54] 发明名称 移动通信系统中接收处理方法以及接收装置

[57] 摘要

一种接收处理方法,适于移动通信系统的接收装置,该系统中发送装置向接收装置发送作为代码信道群的复数个被指配了扩散码的代码信道,接收装置接收复数代码信道,包括以下步骤:当用于所说代码信道群的扩散码为正交码序列时,生成对应于接收路径数的代码信道群的接收扩散信号序列,从接收信号中除去应该消除的接收装置的自身代码信道群之接收路径的接收扩散信号序列。





# 权利要求书

---

1. 接收处理方法，适用于移动通信系统中使用的接收装置，在该移动通信系统中，发送装置向接收装置以作为代码信道群的复数个被指配了扩散码的代码信道发送信号，接收装置对该复数代码信道进行接收，其中，包括以下步骤：

当用于所说代码信道群的扩散码为正交码序列时，  
生成对应于接收路径数的所说代码信道群的接收扩散信号序列，  
从接收信号中除去应该消除的所说接收装置的自身代码信道群之接收路径的接收扩散信号序列。

2. 按权利要求 1 所说的接收处理方法，其中，包括如下步骤：

当所说代码信道群中用于控制或用于其它信道的其它代码信道的扩散码为正交码序列时，  
生成对应于接收路径数的所说代码信道群的接收扩散信号序列，  
从接收信号中除去应该消除的其它代码信道之接收路径的接收扩散信号序列。

3. 按权利要求 1 所说的接收处理方法，其中，包括如下步骤：

当用于所说代码信道群的所有或部分扩散码为非正交码序列

时,

生成对应于接收路径数的所说代码信道群的接收扩散信号序列,

从接收信号中除去在同一接收路径中为非正交的其它代码信道的接收扩散信号序列。

4. 按权利要求 1 所说的接收处理方法, 其中, 包括如下步骤:

当所说接收装置从没与自己联接的其它发送装置接收代码信道群时,

生成对应于接收路径数的来自其它发送装置的该代码信道群的接收扩散信号序列,

从接收信号中除去该代码信道群的接收扩散信号序列。

5. 按权利要求 1 所说的接收处理方法, 其中, 所说接收扩散信号序列, 是依据就各代码信道而得到的信道变动估计值以及数据调制估计值, 而生成的。

6. 按权利要求 5 所说的接收处理方法, 其中, 包括如下步骤:

所说发送装置, 周期性地将所说接收装置已知其发送相位以及发

送振幅的引导信号，发送给所说接收装置，

所说接收装置，对该引导信号的接收相位以及接收振幅进行检测，通过拿所说发送相位以及发送振幅比较所说接收相位以及所说振幅，来得到所说信道变动估计值。

7. 按权利要求 6 所说的接收处理方法，其中，包括如下步骤：

所说接收装置，通过对如是两个估计值加以平均化来求出所说信道变动估计值：一是上述利用所说引导信号得到的信道变动估计值，一是通过就数据信号拿数据调制判定结果比较接收相位以及振幅而得到的信道变动估计值。

8. 按权利要求 7 所说的接收处理方法，其中，包括如下步骤：

依据所说引导信号、所说数据信号以及所说数据调制判定结果得到所说信道变动估计值，

利用所说信道变动估计值来更新数据调制判定结果，

依据该被更新的数据调制判定结果来更新所说信道变动估计值。

9. 按权利要求 5 所说的接收处理方法，其中，对于来自同一发送

装置的代码信道，所说信道变动估计值采用相同估计值。

10. 按权利要求 5 所说的接收处理方法，其中，包括如下步骤：

对于通过对除去了接收扩散信号序列的接收信号加以逆扩散而得到的数据信号的接收逆扩散信号，利用所说信道变动估计值进行绝对同步检波，

当所说接收装置以路径分集或天线分集接收信号时，所说接收装置，通过对业已作了天线分集的信号进行硬判定，来进行数据调制判定。

11. 按权利要求 5 所说的接收处理方法，其中，包括如下步骤：

当所说发送装置对于预先已作了纠错编码的原始发送信息数据序列进行数据调制时，

所说接收装置，对于通过对除去了接收扩散信号序列的接收信号加以逆扩散而得到的数据信号的接收逆扩散信号，利用所说信道变动估计值进行绝对同步检波，当以路径分集或天线分集接收信号时，对作了天线分集合成后的信号进行纠错解码，借此，来估计原始信息数据序列，

所说接收装置，对估计出的所说原始信息数据序列进行纠错编码，  
所说接收装置，利用通过对所说原始信息数据序列进行纠错编码  
而得到的数据序列，进行数据调制，以作数据调制估计。

12. 按权利要求 8 所说的接收处理方法，其中，包括如下步骤：  
依据被更新的信道变动估计值来更新所说接收扩散信号序列，  
利用从接收信号中除去该被更新的接收扩散信号序列而得到的信  
号，对应解调代码信道加以解调。

13. 接收装置，其对来自发送装置的复数代码信道所构成代码信道  
群进行接收，其中，具有干扰消除器，该干扰消除器包括复数级，

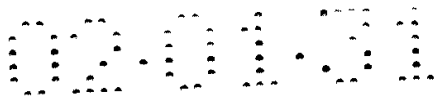
其中第一级包括如下各部：

数据调制估计部与信道估计部——对于作为干扰消除对象的各接  
收代码信道，作数据调制以及信道变动估计，和

乘法器——以信道变动估计值乘被估计数据调制信号，以及

接收扩散信号序列生成部——通过实施利用对应扩散码扩散接收  
信号，对于各多路径求接收扩散信号序列；

该第一级以后各级包括以下各部：



其它信道多路径干扰消除部——对于作为干扰消除对象的各接收代码信道，从接收信号中除去前级得到的其它代码信道的接收扩散信号序列，和

自身信道多路径干扰消除部——除去对应于解调对象路径的、于前级得到的自身代码信道的接收扩散信号序列，和

更新部 1——对于由所说其它信道多路径干扰消除部和所说自身信道多路径干扰消除部从接收信号中除去诸接收扩散信号序列之后得到的信号，按多路径数加以预备，利用该等预备信号来更新数据调制与信道变动估计值，以及

更新部 2——根据该等被更新的数据调制与信道变动估计值，来更新接收扩散信号序列；

最终级别包括：

数据解调部——对于应解调的各代码信道，利用从接收信号中除去于前级得到的接收扩散信号序列而得到的信号，进行数据解调。

14. 按权利要求 13 所说的接收装置，其中，包括：

第一信道变动估计部——被周期性地发送来接收装置已知其发送相位以及发送振幅的引导信号，对该引导信号的接收相位以及接收振

幅进行检测，通过拿所说发送相位以及发送振幅比较所说接收相位以及所说振幅，来得到所说信道变动估计值。

15. 按权利要求 14 所说的接收装置，其中，包括：

第二信道变动估计部——通过对如是两个估计值加以平均化来求出信道变动估计值：一是通过所说第一信道变动估计部得到的信道变动估计值，一是通过就数据信号拿数据调制判定结果比较接收相位以及振幅而得到的信道变动估计值。

16. 按权利要求 15 所说的接收装置，其中，包括如下各部：

第三信道变动估计部——依据所说引导信号、所说数据信号以及所说数据调制判定结果，来进行信道变动估计，和

数据调制判定更新部——利用由所说第三信道变动估计部得到的信道变动估计值，来更新数据调制判定结果，以及

信道变动估计更新部——依据该被更新的数据调制判定结果，来更新信道变动估计值。

17. 按权利要求 15 所说的接收装置，其中，对于来自同一发送装





置的代码信道，所说信道变动估计值采用相同估计值。

18. 按权利要求 13 所说的接收装置，其中，包括如下各部：

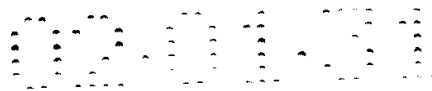
绝对同步检波部——对于通过对除去了接收扩散信号序列的接收信号加以逆扩散而得到的数据信号的接收逆扩散信号，利用所说信道变动估计值进行绝对同步检波，以及

第一数据调制估计部——当所说接收装置以路径分集或天线分集接收信号时，通过对业已作了天线分集的信号进行硬判定，来进行数据调制判定。

19. 按权利要求 13 所说的接收装置，其中，包括如下各部：

绝对同步检波部——当所说发送装置对于预先已作了纠错编码的原始发送信息数据序列进行数据调制时，对于通过对除去了接收扩散信号序列的接收信号加以逆扩散而得到的数据信号的接收逆扩散信号，利用所说信道变动估计值进行绝对同步检波，和

原始信息数据序列估计部——当以路径分集或天线分集接收信号时，对作了天线分集成后的信号进行纠错解码，借此，来估计原始信息数据序列，以及



第二数据调制估计部——对估计出的所说原始信息数据序列进行纠错编码，利用通过对所说原始信息数据序列进行纠错编码而得到的数据序列，进行数据调制，以作数据调制估计。

20. 按权利要求 13 所说的接收装置，其中，包括如下各部：

数据调制估计适应切换部——为了在所说干扰估计器各级中进行数据调制估计，而在第一数据调制估计部与第二数据调制估计部之间作切换，和

第一数据调制估计部——当所说接收装置以路径分集或天线分集接收信号时，通过对业已作了天线分集的信号进行硬判定，来进行数据调制判定，以及

第二数据调制估计部——对估计出的所说原始信息数据序列进行纠错编码，利用通过对所说原始信息数据序列进行纠错编码而得到的数据序列，进行数据调制，以作数据调制估计。

21. 按权利要求 13 所说的接收装置，其中，包括：

减法部——在以预设干扰消除加权系数乘以所说接收扩散信号序列之后，从接收信号中减去接收扩散信号序列。

# 说明书

## 移动通信系统中接收处理方法以及接收装置

### 技术领域

本发明涉及采用扩频多址连接方式 CDMA(DS-CDMA)的移动通信系统。尤其是涉及在采用 DS-CDMA 方式的蜂窝式移动通信中自基地台的下行传送为高速传送时消除因多路径而造成之干扰的接收处理方法。

另外，本发明还涉及可以依据上述接收处理方法来消除多路径干扰的接收装置。

### 背景技术

宽带 DS-CDMA(W-CDMA)业已当做无线电联接方式而在下一代移动通信方式 IMT2000(国际移动通信电信 2000)中被采用。关于 IMT2000 的最大信息传送速度，在移动环境下为 144kbps，在步行环境下为 384kbps，而在准静止环境下为 2Mbps。由此可以预见：在下一代移动通信系统中，在音频服务基础之上可以提供真正的多媒体服务。另一方面，若考虑一下近年来英特网的急速普及、信息的多元化与大容量化、以及下一代英特网之发展等情况，就有必要进一步开发出一种信息传送速度可超过 2Mbps 的移动通信用无线电联接方式。尤其是，在

自基地台的下行传送方面，可以想见：从数据库以及网站下载图像和文件以及可视图文等所产生的高速、大容量的通信将会增加。故需要提供适合这一数据通信量的高速分组传送技术。基于这一背景，为了实现超过 2Mbps 的高速分组传送，已着手研究对 W-CDMA 无线接口加以扩展的超高速分组传送。譬如，业已就基于自适应无线链接控制(链接匹配)的自适应调制解调、纠错(信道编码)以及 ARQ(自动请求重发)等技术进行了研究。这种基于链接匹配的自适应调制解调、纠错是这样一种方式：根据各用户传播环境而切换调制多值数、SF(扩散系数)、多路代码复用数甚至是纠错编码率，以有效地进行高速数据传送。譬如，随着用户传播环境变好，可以切换 W-CDMA 数据调制方式，使从 QPSK 调制向更高效多值调制切换，即可切换到 8PSK、16QAM、甚至是 64QAM 调制，以增大移动通信系统的最大通过量。譬如，假设在 SF=4、多路代码数=3、纠错编码率=1/2 时采用 64QAM 数据调制，则从理论上讲，以切普率(chip rate)为 3.84Mcps 的 W-CDMA 无线接口就可以实现 8.5Mbps 的超高速数据传送。

如上所述，通过增大调制多值数、降低 SF(增大多路代码数)并调大纠错编码率，从理论上讲就可以实现超过 8.5Mbps 的超高速数据传送。然而，在增大调制多值数场合，就不得不增大期望波信号功率对



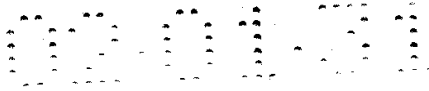
干扰功率之比(SIR), 以满足维持同一通信质量(比特错误率)上的要求。

还有, 将自适应调制解调、纠错实际应用于移动通信环境的场合, 抗多路径衰落(频率选择性衰落)的性能就显得尤为重要。譬如, 虽然在 W-CDMA 方式下的下行线路之同一传输路径中可以实现用户之间(代码信道之间)的正交化, 但是在多路环境下却会因多路干扰而出现传送质量下降。

通常, 在 DS-CDMA 方式下, 多路干扰也同多用户干扰一样, 对代码信道来说可以平均地抑制到接收信号功率的  $1/SF$ 。但是, 在以切普率为 3.84Mcps 的 W-CDMA 无线接口进行 8.5Mbps 超高速数据传送的场合, 必需要将 SF 降到 1 左右、和同时增大多路代码值, 以提高数据速率。在这种场合, 因多路干扰就会引起接收 SIR 显著变差, 其结果, 无论是在没有其它用户存在的情况下还是在热噪音等背景噪音很小的情况下, 那种可以实现多值调制、低 SF 以及高编码率之高速分组传送的区域也仅限于极为靠近没有多路干扰的基地台之区域, 故系统平均通过量会变差。

## 发明内容

首先, 本发明目的在于提供一种改进的接收处理方法, 以期在移



动通信系统中实行 DS-CDMA 方式的下行线路高速分组传送那种高数据速率传送之际，克服因多路干扰而引起接收特性变差这一障碍。

其次，本发明目的还在于提供一种可依据该接收处理方法来消除多路干扰的接收装置。

上述目的是这样实现的：为一种接收处理方法，适用于移动通信系统中使用的接收装置，在该移动通信系统中，发送装置向接收装置以作为代码信道群的复数个被指配了扩散码的代码信道发送信号，接收装置对该复数代码信道进行接收，其中，包括以下步骤：

当用于所说代码信道群的扩散码为正交码序列时，

生成对应于接收路径数的所说代码信道群的接收扩散信号序列，

从接收信号中除去应该消除的所说接收装置的自身代码信道群之接收路径的接收扩散信号序列。

根据该接收处理方法，生成一接收扩散信号序列(=多路径干扰拷贝)，以用于消除在多路径环境下将构成干扰的接收路径的代码信道群的干扰。在接收装置中，利用该多路径干扰拷贝来除去因多路径而在自身代码信道群之间产生的干扰路径。

根据本发明接收处理方法，通过对源于多路径的干扰路径加以消除，即使是在多路径环境下也可以提高接收装置的接收 SIR(信号对干

扰功率之比)。也即,即便是在多路径环境下对复数代码信道加以复用、以进行高速数据传送之场合,也可以通过提高接收质量而避免信息传送速度平均通过量下落。其结果,可以扩大一个基地台所覆盖的能够进行满足所需质量的高速数据传送的区域。

从对接收装置所联接的发送装置的其它代码信道群(正交信道)的多路径干扰进行消除这一观点出发,本接收处理方法还可以包括如下步骤:

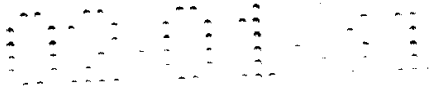
当所说代码信道群中用于控制或用于其它信道的其它代码信道的扩散码为正交码序列时,

生成对应于接收路径数的所说代码信道群的接收扩散信号序列,

从接收信号中除去应该消除的其它代码信道之接收路径的接收扩散信号序列。

根据该接收处理,自身代码信道所联接的发送装置发来的其它代码信道群的多路径之间产生的多路径干扰可以被消除。故,可以更进一步改善接收装置的接收 SIR。

从在多路径环境下对接收装置所联接的发送装置的其它代码信道群(非正交信道)的多路径干扰进行消除这一观点出发,本接收处理方法还可包括如下步骤:



当用于所说代码信道群的所有或部分扩散码为非正交码序列时,

生成对应于接收路径数的所说代码信道群的接收扩散信号序列,  
从接收信号中除去在同一接收路径中为非正交的其它代码信道的接收扩散信号序列。

根据该接收处理方法, 可以消除自身代码信道所联接的发送装置发来的其它代码信道群(非正交信道)的多路径之间所产生的多路径干扰、和消除同一路径中产生的多路径干扰, 故可以更进一步改善接收装置的接收 SIR。

从对因接收来自邻近发送装置的代码信道而引起的干扰进行消除这一观点出发, 本接收处理方法还可以包括如下步骤:

当接收装置从没与自己联接的其它发送装置接收代码信道群时,  
生成对应于接收路径数的来自其它发送装置的该代码信道群的接收扩散信号序列,

从接收信号中除去该代码信道群的接收扩散信号序列。

在这种场合, 在没与接收装置联接的其它发送装置发来的代码信道群、和与自身代码信道联接的发送装置发来的其它代码信道群(非正交信道)之间, 由于多路径线路不同, 故各信道都构成干扰。那么, 根



据上述接收处理方法，由于是将对于非正交信道和其它发送装置的信道所生成的所有接收扩散信号序列加以减除，故可以更进一步改善接收装置的接收 SIR。

再者，在接收处理方法中，所说接收扩散信号序列可以是：依据就各代码信道而得到的信道变动估计值以及数据调制估计值而生成的。

再者，在接收处理方法中，还可以包括如下步骤：

所说发送装置，周期性地将所说接收装置已知其发送相位以及发送振幅的引导信号，发送给所说接收装置，

所说接收装置，对该引导信号的接收相位以及接收振幅进行检测，通过拿所说发送相位以及发送振幅比较所说接收相位以及所说振幅，来得到所说信道变动估计值。

再者，在接收处理方法中，还可以包括如下步骤：

所说接收装置，通过对如是两个估计值加以平均化来求出所说信道变动估计值：一是上述利用所说引导信号得到的信道变动估计值，一是通过就数据信号拿数据调制判定结果比较接收相位以及振幅而得到的信道变动估计值。

从通过更新信道变动估计值来提高多路径干扰拷贝生成精度这一观点出发，本接收处理方法还可以包括如下步骤：

依据所说引导信号、所说数据信号以及所说数据调制判定结果得到所说信道变动估计值，

利用所说信道变动估计值来更新数据调制判定结果，

依据该被更新的数据调制判定结果来更新所说信道变动估计值。

再者，在接收处理方法中，对于来自同一发送装置的代码信道，可以让所说信道变动估计值采用相同估计值。

对于用于生成多路径干扰拷贝的数据调制估计，接收处理方法还可以包括如下步骤：

当所说发送装置对于预先已作了纠错编码的原始发送信息数据序列进行数据调制时，

所说接收装置，对于通过对除去了接收扩散信号序列的接收信号加以逆扩散而得到的数据信号的接收逆扩散信号，利用所说信道变动估计值进行绝对同步检波，当以路径分集或天线分集接收信号时，对作了天线分集合成后的信号进行纠错解码，借此，来估计原始信息数据序列，

所说接收装置，对估计出的所说原始信息数据序列进行纠错编码，

所说接收装置，利用通过对所说原始信息数据序列进行纠错编码而得到的数据序列，进行数据调制，以作数据调制估计。

从利用具有高生成精度的接收扩散信号序列(多路径干扰拷贝)来提高应解调信号接收质量这一观点出发, 本接收处理方法还可以包括如下步骤:

依据被更新的信道变动估计值来更新所说接收扩散信号序列, 利用从接收信号中除去该被更新的接收扩散信号序列而得到的信号, 对应解调代码信道加以解调。

进一步, 本发明目的还是这样实现的: 为一种接收装置, 其对来自发送装置的复数代码信道所构成代码信道群进行接收, 其中, 具有干扰消除器, 该干扰消除器包括复数级,

其中第一级包括如下各部:

数据调制估计部与信道估计部——对于作为干扰消除对象的各接收代码信道, 作数据调制以及信道变动估计, 和

乘法器——以信道变动估计值乘被估计数据调制信号, 以及

接收扩散信号序列生成部——通过实施利用对应扩散码扩散接收信号, 对于各多路径求接收扩散信号序列;

该第一级以后各级包括以下各部:

其它信道多路径干扰消除部——对于作为干扰消除对象的各接收代码信道, 从接收信号中除去前级得到的其它代码信道的接收扩散信

号序列, 和

自身信道多路径干扰消除部——除去对应于解调对象路径的、于前级得到的自身代码信道的接收扩散信号序列, 和

更新部 1——对于由所说其它信道多路径干扰消除部和所说自身信道多路径干扰消除部从接收信号中除去诸接收扩散信号序列之后得到的信号, 按多路径数加以预备, 利用该等预备信号来更新数据调制与信道变动估计值, 以及

更新部 2——根据该等被更新的数据调制与信道变动估计值, 来更新接收扩散信号序列;

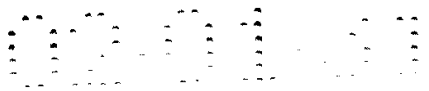
最终级别包括:

数据解调部——对于应解调的各代码信道, 利用从接收信号中除去于前级得到的接收扩散信号序列而得到的信号, 进行数据解调。

该接收装置还可以包括如下各部:

数据调制估计适应切换部——为了在所说干扰估计器各级中进行数据调制估计, 而在第一数据调制估计部与第二数据调制估计部之间作切换, 和

第一数据调制估计部——当所说接收装置以路径分集或天线分集接收信号时, 通过对业已作了天线分集的信号进行硬判定, 来进行数



据调制判定, 以及

第二数据调制估计部——对估计出的所说原始信息数据序列进行纠错编码, 利用通过对所说原始信息数据序列进行纠错编码而得到的数据序列, 进行数据调制, 以作数据调制估计。

另外, 该接收装置还可以包括一个减法部——在以预设干扰消除加权系数乘以所说接收扩散信号序列之后, 从接收信号中减去接收扩散信号序列。

#### 附图简要说明

本发明其它目的和特征以及优点通过以下参照附图对本发明细节的描述可以得到进一步理解。

图 1 是根据本发明实施例的一种采用多路干扰消除方法的移动通信系统之结构示意图。

图 2 是根据本发明实施例的一种采用多路干扰消除方法的移动通信系统(在此, 移动台 10 在获得本台以外各代码信道的扩散码信息的方式上同图 1 所示的有所不同)之结构示意图。

图 3A 是导频信道被码分复用时的发送格式之例示图。

图 3B 是导频信道被时分复用时的发送格式之例示图。



图 4 是本发明干扰消除器之第一结构例示意图。

图 5 是图 4 所示干扰消除器中的干扰估计器之结构例示意图。

图 6 是本发明干扰消除器之第二结构例示意图。

图 7 是本发明干扰消除器之第三结构例示意图。

图 8 是基地台(基地台<sub>1</sub>20 和基地台<sub>2</sub>21)发来的代码信道信号被移动台 10 所接收之情形的示意图。

图 9A 至 9E 是采用本发明干扰消除器时干扰减轻之效果的示意图。

图 10 是就多路径环境下应用本发明干扰消除器进行计算机模拟而得到的通过量特性图。

图 11 是示出图 10 所示计算机模拟所用数据的图。

## 具体实施方式

下面参照附图对本发明实施例作以说明。

图 1 示出了根据本发明实施例的一种采用多路干扰消除方法的移动通信系统之结构。

根据图 1, 该移动通信系统, 譬如采用 CDMA 无线联接方式, 其包括: 接收装置 10(以下称移动台)、发送装置<sub>1</sub>(以下称基地台<sub>1</sub>)20、发送装置<sub>2</sub>(以下称基地台<sub>2</sub>)21、上级台(譬如无线线路控制装置)30。各



基地台 20, 21 都发送复数代码信道。由同一基地台所发送的代码信道当中, 只有一部分被以正交扩散码加以正交处理, 而其余部分为非正交。在 W-CDMA、IS-95 商用系统中, 下行线路所有代码信道基本上都是正交的, 但是由于在 W-CDMA 的同步信道中采用特殊扩散码, 所以仍然存在少数不与其它信道正交的信道。另外, 由于正交扩散码数量有限, 当所需要代码信道多于该限定数的场合, 就要以非正交扩散码来进行非正交码信道传送。

如图 1 所示, 基地台  $_120$  发来的其它代码信道群(②, ③)可被认为是象集中控制信道那样的公用信道或对其它通信方的通信信道。其它基地台(在此指基地台  $_221$ )的代码信道, 其相互之间可以在同一路径中正交, 但却不得与基地台  $_120$  发来的代码信道正交, 这是由于它们一般是在移动台 10 被非同步接收的缘故。另外, 在本例中, 基地台  $_120$  和基地台  $_221$  还把扩散码信息当做下行线路控制信息发送给移动台 10, 以便于移动台 10 获得自身信道以外各代码信道的扩散码信息。

图 2 所示结构同图 1 一样, 只不过是移动台 10 在获得自身信道以外各代码信道的扩散码信息的方式上同图 1 所示的有所不同。在图 2 所示例子中, 首先, 基地台  $_221$  通过上级台 30 发送自身扩散码信息给基地台  $_120$ , 然后, 基地台  $_120$  把两基地台(基地台  $_120$  和基地台  $_221$ )

的扩散码信息当做下行线路控制信息发送给移动台 10。

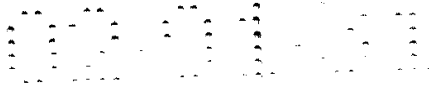
如上所述，虽然给出的是一种由基地台<sub>1</sub>20 向移动台 10 发送作为控制信息的扩散码信息的方法，但是也可以采用无须基地台<sub>1</sub>20 发来信息而是由移动台 10 来识别扩散码的方法。譬如，移动台 10 可预先准备可预计到的候选扩散码，于是可求该候选扩散码与接收信号之间的相关性，故，通过求出相关性大的扩散码就可识别出其它基地台所使用扩散码。

图 3A 以及 3B 示意了基地台<sub>1</sub>20 发送的分组数据的发送格式，其中，分组是指数据发送单位，是总发送数据按一定数据量分割而成的。

图 3A 示意的是导频信道被码分复用时的发送格式之例。在此，一个分组包括  $N_s$  个时隙，用于信道估计的引导信号被码分复用于数据信道，以当做一个以扩散码扩散的代码信道(①)。另一方面，图 3B 示意的是导频信道被时分复用时的发送格式之例。在此，引导信号被周期性(每一时隙)地插入于数据信号中(②)。另外，在上述两种场合都是：一个分组(= $N_s$  个时隙)包括有  $K$  个代码信道(#1 至# $K$ )。

下面，以引导信号码分复用的第一种场合为例来对本发明进行说明。由于导频信道也被用于对其它传送数据信道的信道估计，故以下称该导频信道为公用导频信道。





采用本发明接收处理方法的接收装置(下面将称为干扰消除器)之结构如图 4 所例示。在此例中, 假设该干扰消除器使用于基地台发送数据而移动台接收数据的下行线路中。

根据图 4, 干扰消除器(第一结构例)包括: 多级干扰估计器 100 与 110、延迟线路 121 至 124、减法器 150 至 153、乘法器 140 与 141、干扰估计器信号输出部 130 与 160。在本例中,  $I_{b,l}^{(p)}$  表示干扰估计器第  $p$  级 ( $1 < p < P$ ) 中第  $b$  个天线分枝 ( $1 < b < B$ ) 之第  $l$  路径 ( $1 < l < L$ ) 的接收扩散信号序列。以下称接收扩散信号序列为多路干扰拷贝。在第一级干扰估计器 100 中, 直接输入通过接收天线#1 与#2 接收的信号。第二级干扰估计器 110 以及其后各级所输入的信号是: 从接收信号中减去前级所产生的其它所有多路干扰拷贝  $I_{b,l}^{(p)}$  后的信号。干扰估计器 100 与 110 进行传输路径估计(信道估计)。该信道估计值在每一级(每一级干扰估计器)都被利用公用导频信道或者再加上判定数据调制和数据符号来加以更新, 而利用了它的数据调制的判定也被更新。多路干扰拷贝在每一级都被以该信道估计值更新, 故随着信道估计精度和数据判定精度提高, 多路干扰拷贝的生成精度也提高。

下面, 参照图 5 来描述一下干扰估计器 100, 110 之结构与动作。以下举第一级干扰估计器 100 之例来进行说明。

干扰估计器 100 包括：瑞克天线分集成部 200, 210、并串行转换器(P/S 转换器)220、纠错解码器 230、硬判定部 240, 241、纠错编码器 250、数据调制器 260、串并行转换器(S/P 转换器)270、信道估计器 300, 310、多路干扰拷贝生成部 320, 330、扩散部 340, 341、运算单元 350 至 353, 360 至 363、天线信号输入部 400、多路干扰拷贝信号输出部 410。另外，在干扰估计器中还有一个乘法器 280，其用于在瑞克天线分集成部 200, 210 的信号和数据调制器 260 来的信号之间进行复共轭运算。还有，瑞克天线分集成部 200 包括：逆扩散部 201, 202、乘法器 203, 204 以及加法器 205。信道估计器 300, 310 包括：逆扩散部 301, 302 和信道估计器 303, 304。多路干扰拷贝生成器 320, 330 包括：扩散部 321, 322 和乘法器 323, 324。

在上述结构下，关于对在自身信道代码群之间因多路径而引起的多路干扰之消除步骤，如下所述。

进行多路径干扰消除器中的干扰估计器第  $p$  级中第  $b$  个天线之第  $l$  路径的逆扩散的逆扩散部的输入信号，是从接收信号中减去其它所有多路干扰拷贝后的信号。

第  $k$  代码信道的窄带调制信号波形  $d_k(t)$  和扩散信号调制波形  $C_k(t)$  以下式(1)和(2)表示。

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g_k(i) \cdot \exp[j\phi_k(i)] u_d(t - iT_d) \quad (1)$$

$$c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\phi_k(i)] u_c(t - iT_c) \quad (2)$$

在式(1)和(2)中,  $T_d$  表示符号间隔,  $T_c$  表示切普间隔; 另外,  $U_d(t) = 1(0)$  for  $0 < t < T_d$  (otherwise),  $U_c(t) = 1(0)$  for  $0 < t < T_c$  (otherwise),  $N = T_d/T_c$  为 SF。  $\phi_k(i) \in \{q\pi/2 + \pi/4; q = 0, 1, 2, 3\}$  表示以扩散码进行的 QPSK 扩散调制, 在此, 以正交扩散码使代码信道正交。  $g_k(i)$  和  $\phi_k(i)$  分别表示数据调制振幅和相位。 如下所示,  $g_k(i)$  和  $\phi_k(i)$  因数据调制方式不同其表示公式也不同。

### 1 OPSK 调制时

$$g_k(i) = \sqrt{2} \quad (3)$$

$$\phi_k(i) \in \{q\pi/2 + \pi/4; q = 0, 1, 2, 3\} \quad (4)$$

### 2 8PSK 调制

$$g_k(i) = \sqrt{3} \quad (5)$$

$$\phi_k(i) \in \{q\pi/4; q = 0, 1, \dots, 7\} \quad (6)$$

### 3 16QAM 调制

$$g_k(i) = \sqrt{x_k^2 + y_k^2} \quad (9)$$

$$\phi_k(i) = \tan^{-1} \frac{y_k}{x_k} \quad (10)$$

其中

$$x_k \in \left\{ (2q_x + 1) \sqrt{\frac{1}{2.5}}; q_x = -2, -1, 0, 1 \right\} \quad (7)$$

$$y_k \in \left\{ (2q_y + 1) \sqrt{\frac{1}{2.5}}; q_y = -2, -1, 0, 1 \right\} \quad (8)$$

#### 4 64QAM 调制

$$g_k(i) = \sqrt{x_k^2 + y_k^2} \quad (13)$$

$$\phi_k(i) = \tan^{-1} \frac{y_k}{x_k} \quad (14)$$

其中

$$x_k \in \left\{ (2q_x + 1) \sqrt{\frac{1}{7}}; q_x = -4, -3, \dots, 3 \right\} \quad (11)$$

$$y_k \in \left\{ (2q_y + 1) \sqrt{\frac{1}{7}}; q_y = -4, -3, \dots, 3 \right\} \quad (12)$$

同理，公用导频信道的窄带调制信号波形  $d_{cpich}(t)$  和扩散调制信号波形  $c_{cpich}(t)$  可以下式表示：

$$d_{cpich}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\pi / 4] u_{cpich}(t - iT_{cpich}) \quad (15)$$

$$c_{cpich}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\phi_{cpich}(i)] u_c(t - iT_c) \quad (16)$$

其中,  $T_{cpich}(t)$  表示符号间隔,  $U_{cpich}(t)=1(0)$  for  $0 < t < T_{cpich}$  (otherwise)。

由于对公用导频信道也以正交扩散码进行扩散, 故同一路径中各代码信道相正交。发送信号在  $L$  个多路径信道中传送, 以  $B$  个接收天线接收。第  $b$  个天线处的接收信号  $r_b(t)$  可以下式表示:

$$r_b(t) = \sum_{l=1}^L \xi_{b,l}(t) \left( \sum_{k=1}^K d_k(t-\tau_l) \cdot c_k(t-\tau_l) + d_{cpich}(t-\tau_l) \cdot c_{cpich}(t-\tau_l) \right) + n(t) \quad (17)$$

其中,  $\xi_{b,l}$  表示第  $b$  个天线的第  $l$  路径之复共轭衰落包络曲线,  $\tau_l$  表示第  $l$  路径传播延迟,  $n(t)$  表示单侧功率频谱密度  $NO/2$  之加性高斯噪音成份。同第一级中第  $k$  个代码信道的第  $b$  个天线的第  $l$  路径之第  $n$  个时隙的第  $m$  个符号相对应的干扰估计器的逆扩散部输出, 可以下式表示:

$$z_{k,b,l}^{(1)}(n, m) = \frac{1}{T_d} \int_{nT_{slot} + mT_d + \tau_l}^{nT_{slot} + (m+1)T_d + \tau_l} r_b(t) \cdot c_k^*(t - \hat{\tau}_l) dt \quad (18)$$

同理, 公用导频信道的逆扩散输出可以下式样表示:

$$z_{cpich,b,l}^{(1)}(n, m) = \frac{1}{T_{cpich}} \int_{nT_{slot} + mT_{cpich} + \tau_l}^{nT_{slot} + (m+1)T_{cpich} + \tau_l} r_b(t) \cdot c_{cpich}^*(t - \hat{\tau}_l) dt \quad (19)$$

其中,  $T_{slot}$  表示时隙间隔。第  $p$  级 ( $1 < p < P$ ) 的第  $r$  次 ( $1 < r < R$ ) 重复信道估计中瑞克合成所使用的信道估计值可以表示为:  $\hat{\xi}_{b,l}^{(p,r)}(n)$ , 而第一级信道估计值  $\hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)}(n)$  可以利用公用导频信道以下式求出:

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)}(n) = \frac{1}{N_{cpich}} \sum_{i=1}^{N_{cpich}} z_{cpich,b,l}^{(1)}(n,m) \cdot d_{cpich}^*(n,m) \quad (20)$$

其中,  $N_{cpich}$  为含在一个时隙中的公用导频信道的符号数。即, 通过以发送复信号之复共轭乘接收复信号来求信道的复包络变化。利用该信道估计值并通过以  $\hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)}(n)$  之复共轭乘  $BL$  个多路成份, 就可以下式求出第  $k$  代码信道的第  $n$  个时隙之第  $m$  个符号中的相干瑞克合成输出  $\hat{d}_k^{(p=1,r=1)}(n,m)$  :

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m) = \sum_{b=1}^B \sum_{l=1}^L z_{k,b,l}^{(1)}(n,m) \cdot \hat{\xi}_{b,l}^{(1,1)*}(n) \quad (21)$$

在瑞克合成后进行假性数据判定时, 对数据序列  $\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m)$  进行硬判定, 对以下式(22)表示的假性判定数据符号序列加以再现。

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m) = g_k^{(p=1,r=1)}(n,m) \cdot \exp \left[ j\phi_k^{(p=1,r=1)}(n,m) \right] \quad (22)$$

另一方面，在纠错解码之后进行假性判定时，对  $\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m)$  计算出分枝度(branch metric)，对 K 代码信道的分枝度进行并串行转换，进行纠错解码，于是可以得到二进制信息数据序列  $\hat{b}^{(P=1,r=1)}(i)$ 。另外，也可以采用其它纠错解码方法。在对解码后信息数据序列进行纠错编码处理，并以串并行转换指配给 K 代码信道之后，进行数据调制，以对下式 (23) 表示的假性判定数据符号序列加以再现。

$$\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m) = g_k^{(1,1)}(n,m) \cdot \exp \left[ j\phi_k^{(1,1)}(n,m) \right] \quad (23)$$

于是，通过以  $\hat{d}_k^{(1,1)}(n,m)$  之复共轭乘(逆调制)逆扩散部输出之数据符号  $z_{k,b,l}^{(1)}(n,m)$ 、以去掉数据调制成份，就可以把数据符号当做伪引导符号使用。故，把公用导频信道也加上、以 KNd 个伪引导符号再次进行信道估计，并进行瑞克合成、更新假性数据判定值。上述处理重复 r 次后所得到的信道估计值  $\hat{\xi}_{b,l}^{(1,r+1)}(n)$  可以下式 (24) 表示：

$$\hat{\xi}_{b,l}^{(1,r+1)}(n) = \frac{1}{1+w} \hat{\xi}_{b,l}^{(1,r+1)}(n) + \frac{1}{1+w} \frac{1}{\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_d} g_k^{(1,r)}(n,m)^2} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_d} z_{k,b,l}^{(1)}(n,m) \cdot d_k^{(1,r)*}(n,m) \quad (24)$$

在以上说明中，虽然是通过对一个时隙间隔内的导频信道加以平均来实现利用公用导频信道的信道估计的，但是也可以采用其它已知方式。譬如，让式(24)的第一项代表利用公用导频信道的信道估计值，第二项代表把判定反馈数据符号当做伪引导符号时的信道估计值。其中的基于判定反馈数据的信道估计值是以对应于振幅的加权平均值而求出的。另外，式(24)中的  $w$  是对基于公用导频信道的信道估计值和基于判定反馈数据符号的信道估计值进行平均处理时的加权系数，当数据判定错误大时  $w$  取小值，而当数据判定错误小时  $w$  取大值，借此可以获得最佳估计精度。 $w=0$  时意味着在信道判定中不使用数据符号。由于通过加进基于判定反馈数据的信道估计使得用于信道估计的符号数增多，故增强了对噪音与干扰的平均化效果，可提高信道估计精度（只不过，判定反馈数据符号中含有判定误差，该判定误差可能会影响到信道估计精度）。在干扰估计器中，利用上述所得信道估计值  $\hat{\xi}_{b,l}^{(1,R+1)}(n)$  和假性判定数据符号序列  $d_k^{(1,R)}(n,m)$ ，可以下式(25)求出第  $b$  个天线之第  $l$  路径的多路干扰拷贝。



$$\hat{I}_{b,l}^{(1)}(t-\hat{\tau}_l) = \sum_{i=1}^L \hat{\xi}_{b,l}^{(1,R+1)}(t) \left( \sum_{k=1}^K \hat{d}_k^{(1,R)}(t-\hat{\tau}_l) \cdot c_k(t-\hat{\tau}_l) + d_{cpich}(t-\hat{\tau}_l) \cdot c_{cpich}(t-\hat{\tau}_l) \right) \quad (25)$$

利用该多路干扰拷贝，可以下式表示第 2 级中第 b 个天线之第 1 路径的干扰估计器的逆扩散部输出信号：

$$r_{b,l}^{(2)}(t) = r_b(t) - \alpha \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq l}}^L \hat{I}_{b,j}^{(1)}(t-\hat{\tau}_j) \quad (26)$$

其中， $\alpha$  为干扰消除加权系数， $\alpha > 0$ 。当含在所生成干扰拷贝中之误差过大时，可以将  $\alpha$  减小，以减轻其影响。然而， $\alpha$  过小的话会降低干扰消除效果，故可以相应于干扰拷贝的生成精度来设定一最佳  $\alpha$ ，以提高多路径干扰消除效果。譬如，在多路径过多的场合，信道估计精度较差，往往是使用较小  $\alpha$  更有效。另外，随着级数增大，会提高多路径干扰拷贝精度，故以较大  $\alpha$  的话会改善接收特性。

同理，利用前级所生成的多路径干扰拷贝，可以下式(27)求出第 p 级 ( $p > 2$ ) 干扰估计器之逆扩散输入信号。

$$r_{b,j}^{(p)}(t) = r_b(t) - \alpha \sum_{j=1}^L \hat{I}_{b,j}^{(p-1)}(t - \hat{\tau}_j) \quad (27)$$

在各级中，对于减去多路径干扰拷贝后的信号，也如第一级一样实施信道估计、数据调制假性判定，以更新多路径干扰拷贝。那么，在最后一级 ( $p=P$ )，经瑞克合成的数据序列  $\hat{d}_k^{(P,R)}(n,m)$  就被纠错解码 (进行纠错编码的场合)，二进制信息数据序列  $\hat{b}^{(P)}(i)$  被解调。

如上所述，由于输入给第二级及其之后各级干扰估计器的信号是业已从接收信号中减去了前级所生成的其它所有多路径干扰拷贝  $\hat{I}_{b,j}^{(p-1)}$  之后的信号，所以多路径干扰拷贝在每一级都被更新。故，在消除自身信道的多路径干扰方面可以利用高精度的多路径干扰拷贝，可以实现使得接收质量提高的干扰消除。

虽然上述是以公用导频信道码分复用为例来进行描述的，但是本发明干扰消除器也可以容易地应用于图 3B 所示发送格式 (公用导频信道时分复用的场合)。

下面，参照附图来描述一下对自身信道码群之外的代码信道群所造成的干扰进行消除的例子。

同图 4 所示多路径干扰消除相比，图 6 所示干扰消除器还包括：其它正交代码信道干扰估计器 510 与 540、和其它非正交代码信道干扰

估计器 520 与 550。虽然本例中具有其它非正交代码信道干扰估计器 520 与 550，但是也可以用其它发送装置处理部来取代其它非正交代码信道干扰估计器 520 与 550。

如上述干扰估计器一样，各干扰估计器也同样进行信道估计、数据调制判定、输出多路径干扰拷贝。在图 6 中，自身信道的多路径干扰拷贝以  $\hat{I}_{b,l}^{(p)}$  表示，对其它正交信道的多路径干扰拷贝被表示为  $\hat{O}_{b,l}^{(p)}$ ，对其它非正交信道的多路径干扰拷贝则以  $\hat{U}_{b,l}^{(p)}$  表示。根据图 6 所示多路径干扰消除方法，在各级并行地实行对各代码信道群的多路径干扰拷贝之估计。即，在第一级中利用接收信号本身生成多路径干扰拷贝，而在第二级中则依据从接收信号中减去第一级的多路径干扰拷贝估计值后的信号来更加精确地进行多路径干扰拷贝估计。

由于移动台 10 对于同一发送台所发送来的代码信道是在接受同一信道变动后才接收的，故通过藉信道估计器共享和更多地使用公用导频信道以及数据信号来进行上述信道估计，就可以提高信道估计精度和减轻接收处理量。

在图 6 所干扰估计器之第二例结构中，第二级及其之后各级干扰估计器所输入的信号是业已从接收信号中减去了前级所生成的其它所有多路径干扰拷贝之后的信号。在本例中，对于非正交代码信道之干

扰拷贝，同一路径的多路径干扰拷贝也从接收信号中被减掉了，借此来提高接收质量。

另一方面，在图 7 所示的干扰消除器结构例 3 中，是以串行方式进行对各代码信道群的多路径干扰拷贝估计的。该多路径干扰消除器在构成上同图 6 所示一样，附加有：自身代码信道干扰估计器 700 与 730、其它正交代码信道干扰估计器 710 与 740、和其它非正交代码信道干扰估计器 720 与 750。虽然本例中是使用其它非正交代码信道干扰估计器 720 与 750，但是也可以用其它发送装置处理部来取代其它非正交代码信道干扰估计器 720 与 750。

在图 7 所示例子中，处理是按对自身信道、对其它正交信道、对其它非正交信道之干扰估计的顺序来进行的。故，即便在第一级也是按上述顺序分层次进行信道干扰估计的，即，后来进行的干扰估计处理所采用信号已从接收信号中减去了其前所进行处理时得到的干扰拷贝。可见，本例的性能要强于图 6 所示结构例 2 的。在第二级以后，对于干扰估计器来说，要从接收信号中减去当前级中对于先行处理信道的多路径干扰拷贝，另外还要从接收信号中减去前级中得到的对于自身信道以及在自身信道以后处理的信道的多路径干扰拷贝。可以认为图 7 所示结构例 3 的接收质量要好于结构例 2 的。但是，结构例 3 的

场合，一般来说信号处理的处理延迟要大，故应视具体情况来选用结构例 2 或 3。另外，也可以采用符合结构，譬如，在第一级采用结构例 3，而在第二级采用结构例 2。

下面，参照图 8 以及 9 来说明一下采用本发明干扰消除器(图 4, 6, 7)时的降低多路径干扰的效果、以及由此而带来的接收质量改善效果。

图 8 所示意的情形是：基地台(基地台<sub>1,20</sub>和基地台<sub>2,21</sub>)发来的代码信道信号在移动台 10 以基于图 1 以及图 2 的 2 路径进行接收，其中，自基地台<sub>1,20</sub>的接收路径记为路径 1 与路径 2，自基地台<sub>2,21</sub>的接收路径记为路径 3 与路径 4。因此，移动台 10 的接收信号是下列诸代码信道复用后的信号。

- ①应解调的自身代码信道群(正交信道)的路径 1 的接收信号
- ②应解调的自身代码信道群(正交信道)的路径 2 的接收信号
- ③基地台<sub>1,20</sub>(自身小区)的其它代码信道群(正交信道)的路径 1 的接收信号
- ④基地台<sub>1,20</sub>(自身小区)的其它代码信道群(正交信道)的路径 2 的接收信号
- ⑤基地台<sub>1,20</sub>(自身小区)的其它代码信道群(非正交信道)的路径 1

的接收信号

⑥基地台<sub>1</sub>20(自身小区)的其它代码信道群(非正交信道)的路径 2

的接收信号

⑦基地台<sub>2</sub>21(自身小区)的代码信道群的路径 3 的接收信号

⑧基地台<sub>2</sub>21(自身小区)的代码信道群的路径 4 的接收信号

可见, 移动台 10 当做接收扩散信号所接收的信号, 同图 1 以及图 2 之例相对应, 是一种上述①至⑧项各信号混合于同一频带的信号。移动台 10 以应解调代码信道之扩散码来进行逆扩散, 以仅将该代码信道转换成窄带信号、加以解调。图 9A 示意了没有实施本发明干扰消除方法的情形, 在此, 由于在应解调的自身代码信道之路径 1 被转换成窄带信号而被解调, 故基地台 1 的其它正交代码信道之同一路径 1(图 8 中①)信号成份不会残留于逆扩散信号中, 而其它接收信号(②至⑧)却会作为干扰而留下。故接收质量成为对应于图 9A 所示 SIR 的接收质量。

当在用图 4 所示干扰消除器进行干扰消除时, 则如图 9B 所示, 自身代码信道的其它多路径(图 8 中②)干扰就会被消除。因此, 扩散信号的 SIR 就会比图 9A 所示的没有实施干扰消除时的要大, 故接收质量得到改善。另外, 当用图 5 或 6 所示干扰消除器进行干扰消除时, 要将对自身信道以外的其它正交信道以及其它非正交信道进行干扰估计,

故会带来如图 9C 至 E 所示干扰降低效果。即，图 9C 所示意的是：对自身代码信道和基地台<sub>1</sub>20 的其它代码信道群(正交信道)进行了干扰消除的情形，在此，图 8 中③和④的干扰信号被消除。图 9D 所示意的是：对自身代码信道和基地台<sub>1</sub>20 的其它代码信道群(正交信道)以及基地台<sub>1</sub>20 的其它代码信道群(非正交信道)进行了干扰消除的情形，在此，图 8 中⑤和⑥的干扰信号被除去。图 9E 所示意的是：对自身代码信道+基地台<sub>1</sub>20 的其它代码信道群(正交信道)+基地台<sub>1</sub>20 的其它代码信道群(非正交信道)+基地台<sub>2</sub>21 的代码信道群进行了干扰消除的情形，在此，来自基地台<sub>2</sub>21 的代码信道群的 2 路径的干扰信号被除去。可见，在图 9E 的场合可以进一步提高接收质量。

可见，将图 5 或图 6 所示干扰消除器应用于会产生多路径衰落的移动通信中时，同图 4 所示干扰消除器相比较，由于逆扩散信号的 SIR 变大，故接收质量会更进一步得到提高。

下面，说明一下关于展示本干扰消除方法效果的计算机模拟结果。

图 10 示出了通过量特性，图 11 示出了计算机模拟所用数据。

如图 11 所示，用于计算机模拟的数据包括如下：

切普率(1)：3.84Mcps，符号率：240ksps，信息比特率：8.42Mbps，  
扩散速率：16，多代码数：12，扩散码：正交码序列、Gold 序列，调

制方式：64QAM 数据调制、用于一次扩散的 QPSK，信道编码/解码：卷积码(码率=1/2，约束长度=9)/软判定、维托毕解码，天线分集：2分枝，信道模式：L 路径瑞利变动、多普勒频率  $f_D=80\text{Hz}$ 。

如图 11 所示，以 3.84Mcps 的切普率、64QAM 数据调制、扩散速率 16、12 多码、1/2 的卷积码率，就可以达到 8.42Mbps 的信息比特率。

图 10显示了以图 11 所示数据实施计算机模拟之结果。

在图 10 中，纵轴代表通过量(比特/秒)，横轴代表每个天线的平均接收  $E_b/N_0$  (dB)， $E_b/N_0$  表示每一信息比特中信号功率对噪音功率密度比。

在该计算机模拟中，对传播模式  $L=1$  至 4 进行了评价，其中，对  $L=2, 3, 4$ ，干扰消除加权系数分别取 0.9, 0.7, 0.7，另外，干扰消除器的级数  $P$  为 4，信道估计重复数  $R$  为 1。此外，为了检查采用多路径干扰消除器的效果，对于没有采用多路径干扰消除器时的通过量特性也作了评价。在该图中，记号  $\times$  ( $L=1$ )， $\circ$  ( $L=2$ )， $\square$  ( $L=3$ )， $\triangle$  ( $L=4$ ) 表示采用了多路径干扰消除器的场合，而记号  $\bullet$  ( $L=2$ )， $\blacksquare$  ( $L=3$ )， $\blacktriangle$  ( $L=4$ ) 则表示没有采用多路径干扰消除器的场合。

如计算机模拟结果所示，在  $L=1$  路径环境下于高  $E_b/N_0$  区域可以达到 8.4Mbps 的高通过量(图 10 中  $\times$ )。而在  $L=2$  路径环境、没有多路



径干扰消除器的情况下，通过量却会降到 2Mbps 以下(图 10 中●)。对此，通过采用本发明多路径干扰消除器(4 级)，即便是在 L=2 路径环境下也会达到 8Mbps 的高通过量(图 10 中○)。这可以理解为：根据本发明可以极大地改善多路径环境下的通过量。

如上所述，根据本发明，对于以正交码序列和非正交码序列扩散的代码信道，依据精确的信道估计值——基于公用导频信道以及通信信道纠错(信道编码)解码后或解码前的判定反馈数据的信道估计值——来生成多路径干扰拷贝；于是，从接收信号中除去该多路径干扰拷贝(即作多路径干扰消除)。据此，可以大大改善多路径环境下的接收质量(比特错误率、通过量等)。其结果，可以降低为达到同一质量所必需的接收信号功率，故同以往那种高速数据传送只限于极为靠近没有多路径干扰的基地台之区域的情形相比，可以扩大基地台所覆盖的能够进行高速数据传送的区域。

还须指出的是：也可以不用判定反馈数据来进行信道估计。

在上述例子中，干扰消除器的作用对应于其它信道多路径干扰消除部、自身信道多路径干扰消除部以及减法部，干扰消除器中的干扰估计器之作用对应于数据调制估计部、信道估计部、乘法器、接收扩散信号序列生成部、数据调制估计更新部、信道估计更新部、接收扩

散信号序列更新部以及数据解调部。

另外，干扰消除器的干扰估计器之作用还对应于第一至第三信道变动估计部、数据调制判定更新部、信道变动估计更新部、同一估计值应用部、绝对同步检波部、第一与第二数据调制估计部、原始信息数据序列估计部以及数据调制估计适应切换部。

如上所述，根据本发明，在采用 DS-CDMA 方式的蜂窝式通信中，尤其是在进行速度等于甚或超过切普率的超高速数据传送之际，通过抽出会使接收质量大大降低的多路径干扰、并将之从接收信号中除去，可以大大改善多路径环境下接收质量。

另外，根据本发明，可以提供一种即使在多路径环境下实行超高速数据传送的场合也可以消除多路径干扰的接收装置。

本发明并不仅仅限于上述实施例，在不脱离本发明范围情况下可以有变形和修改。

# 说明书附图

图 1

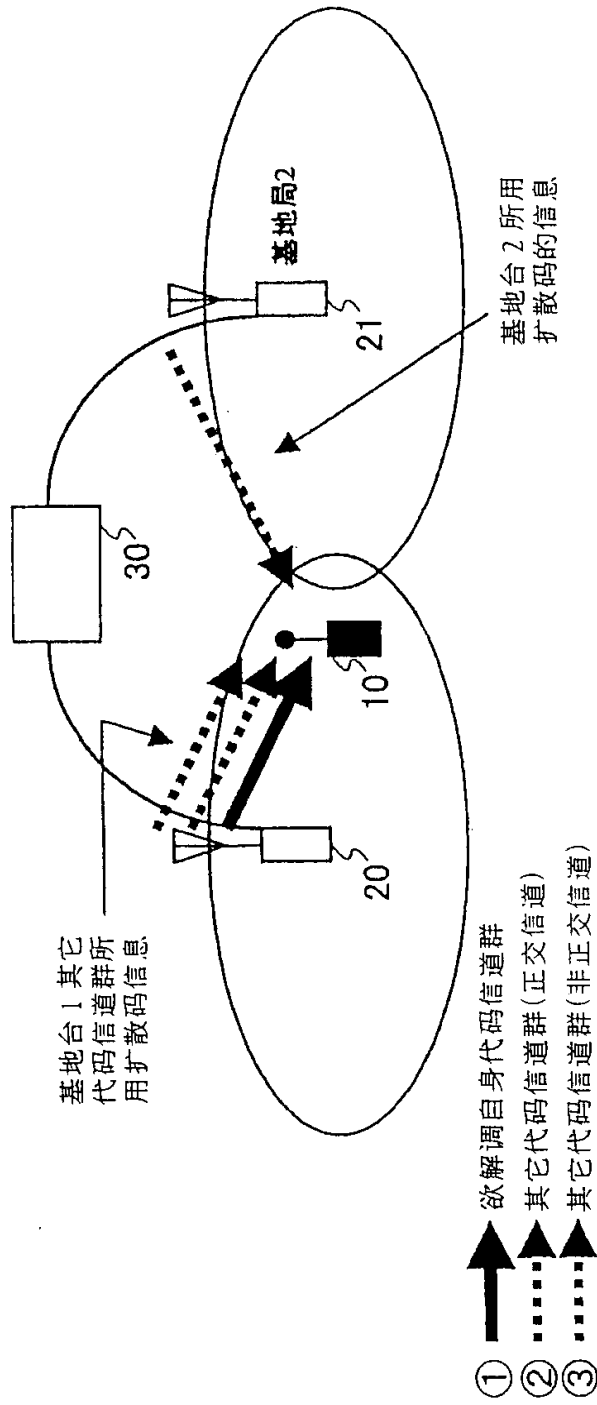


图 2

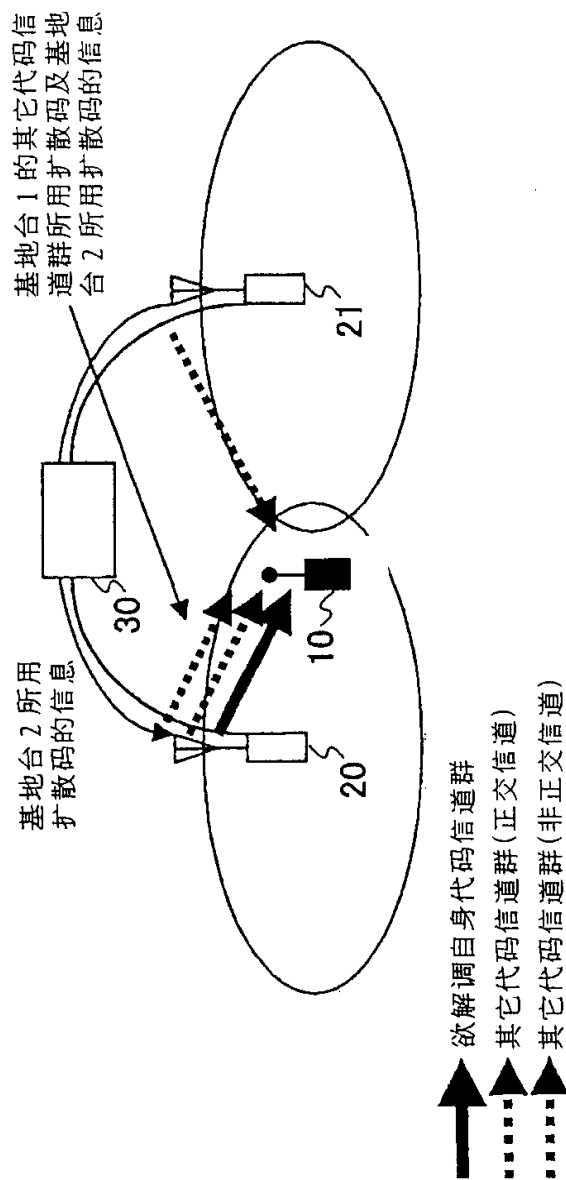


图 3A

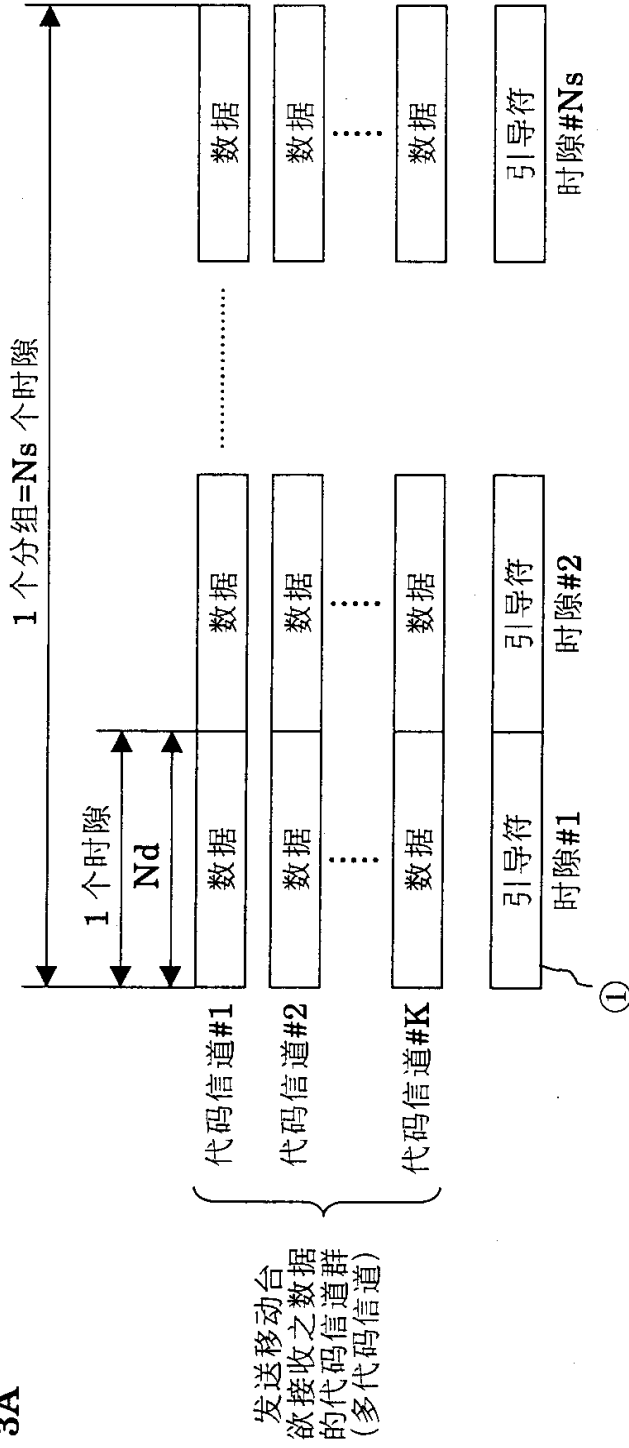


图 3B

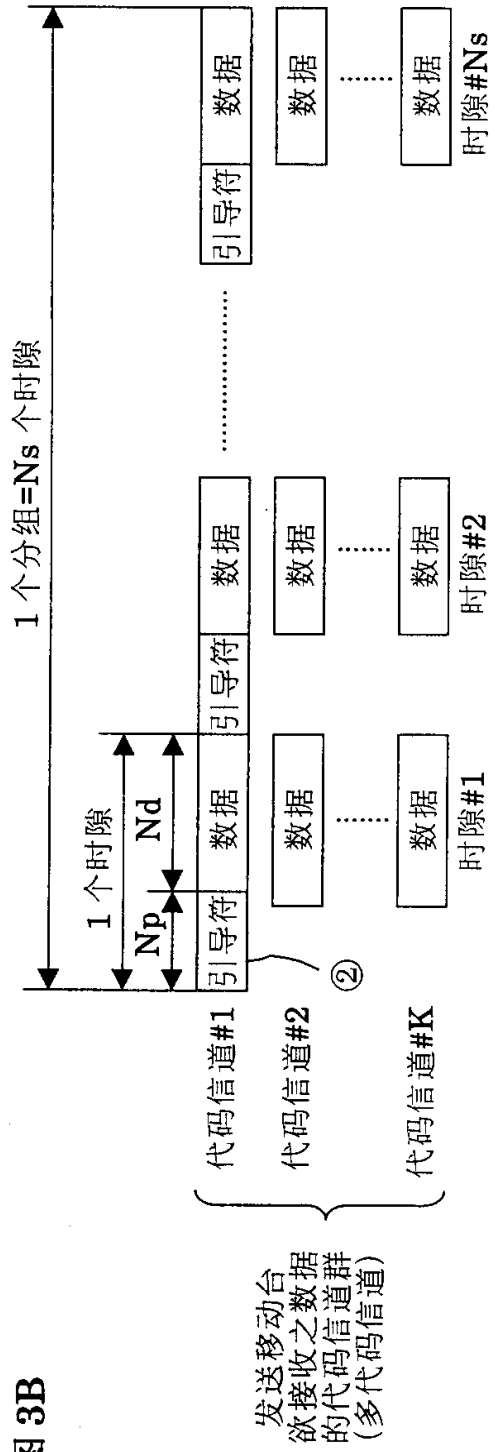


图 4

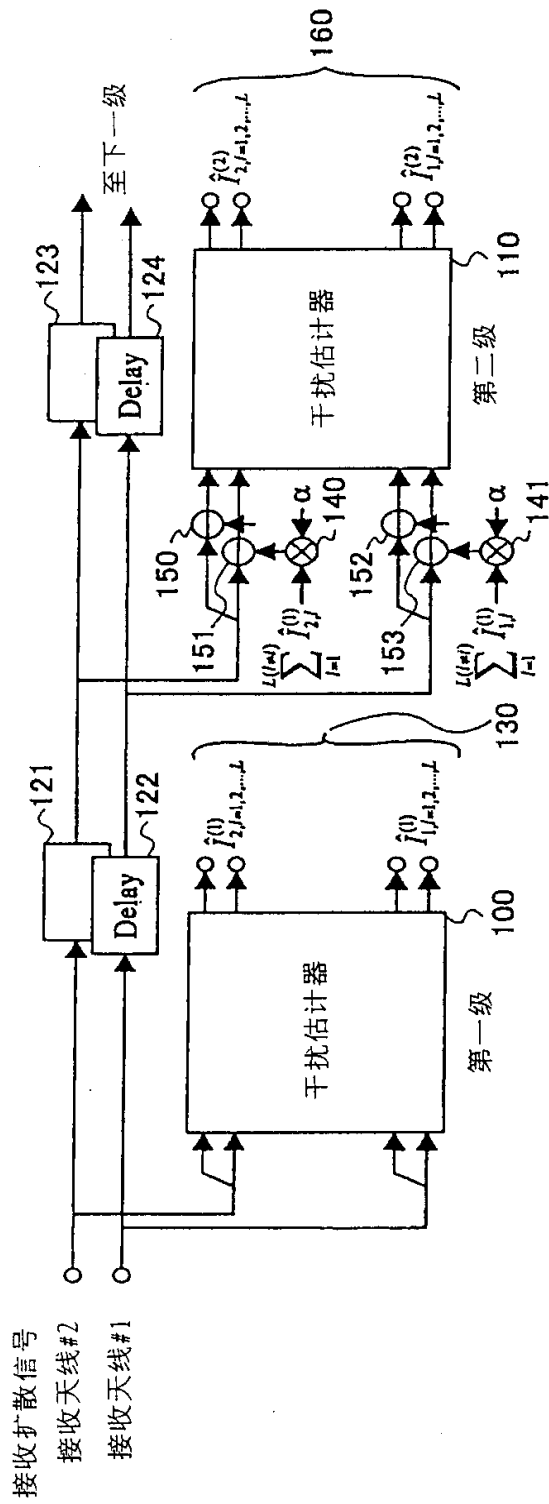


图 5

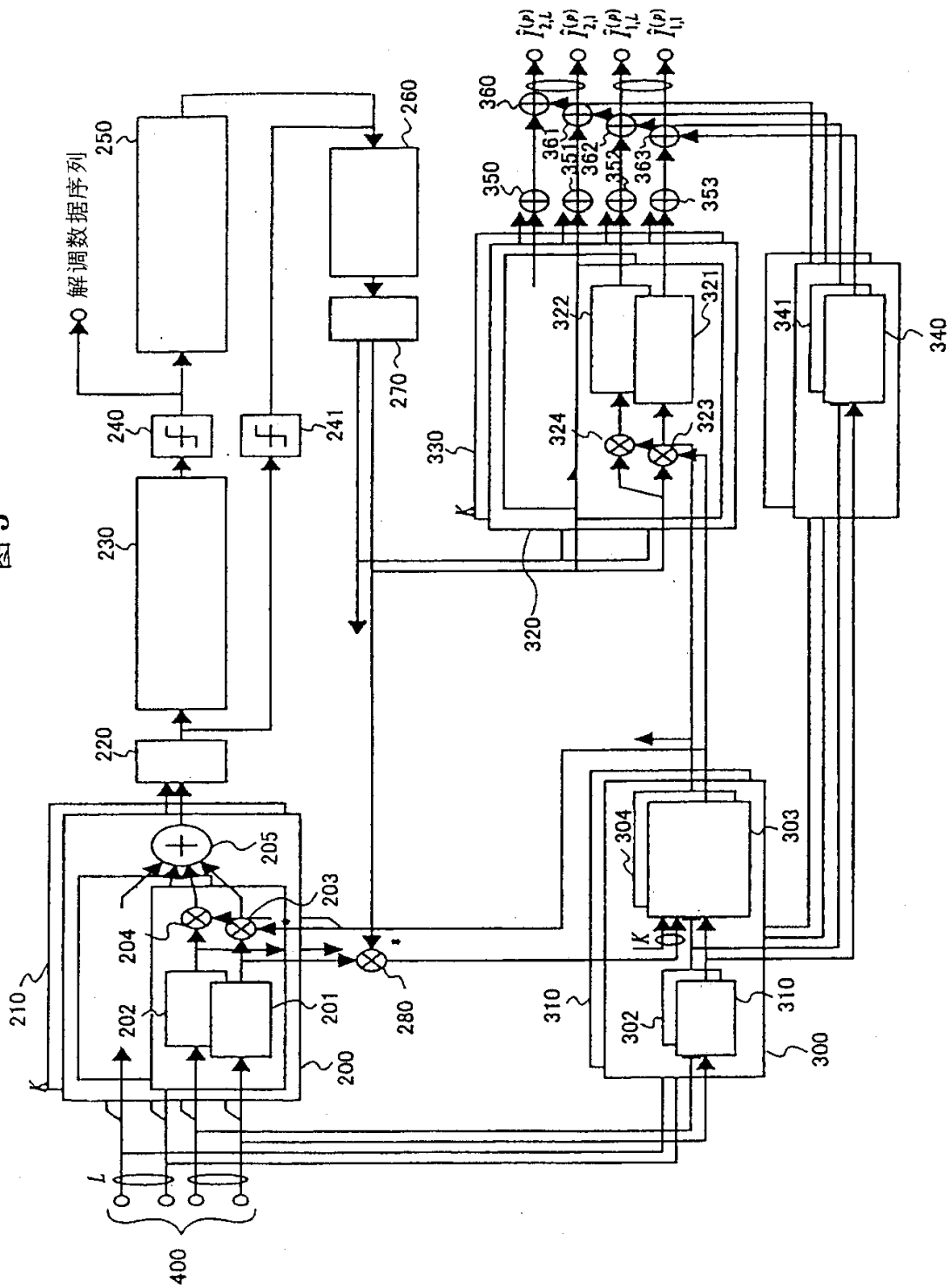


图 6

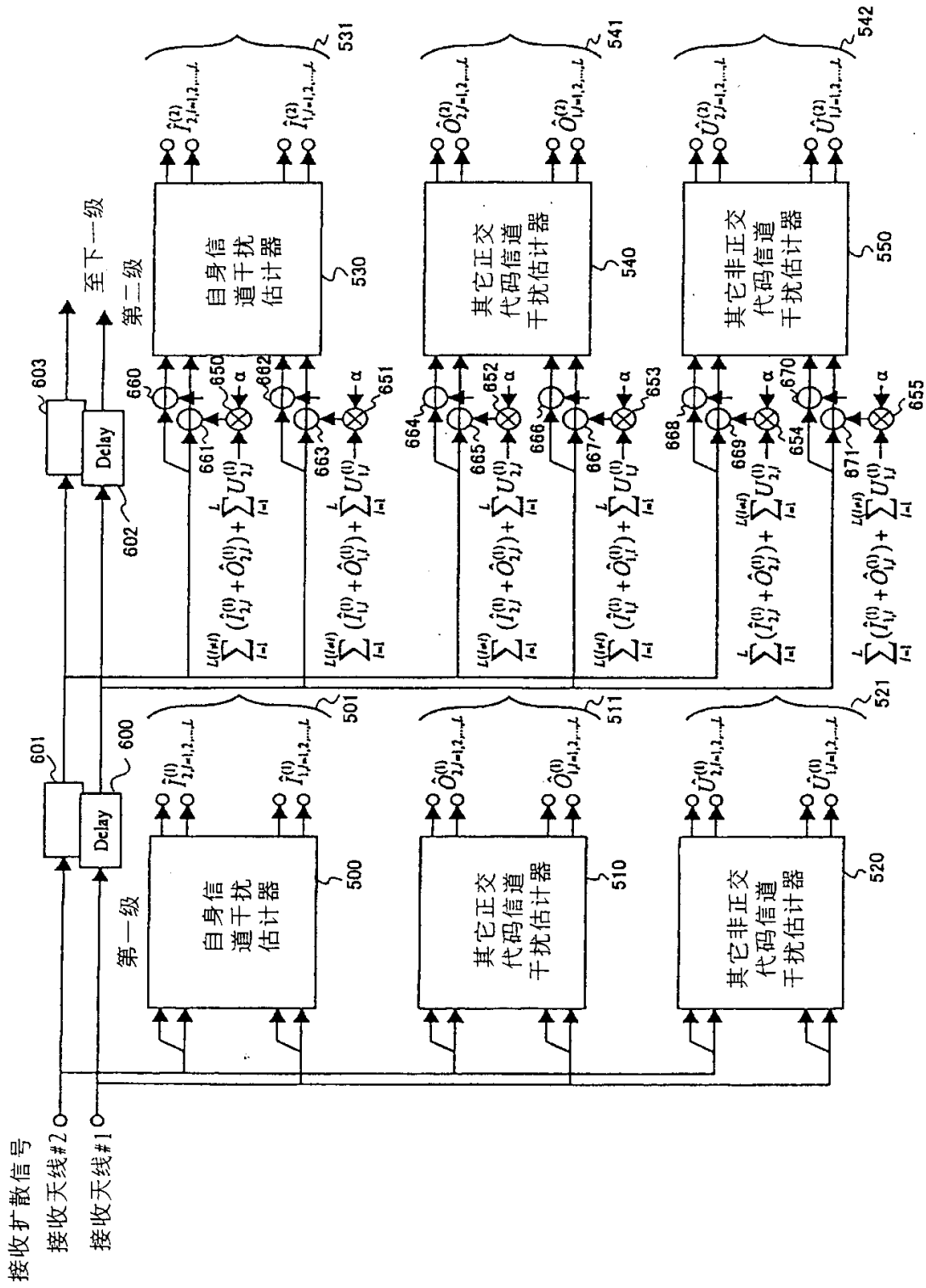




图 7

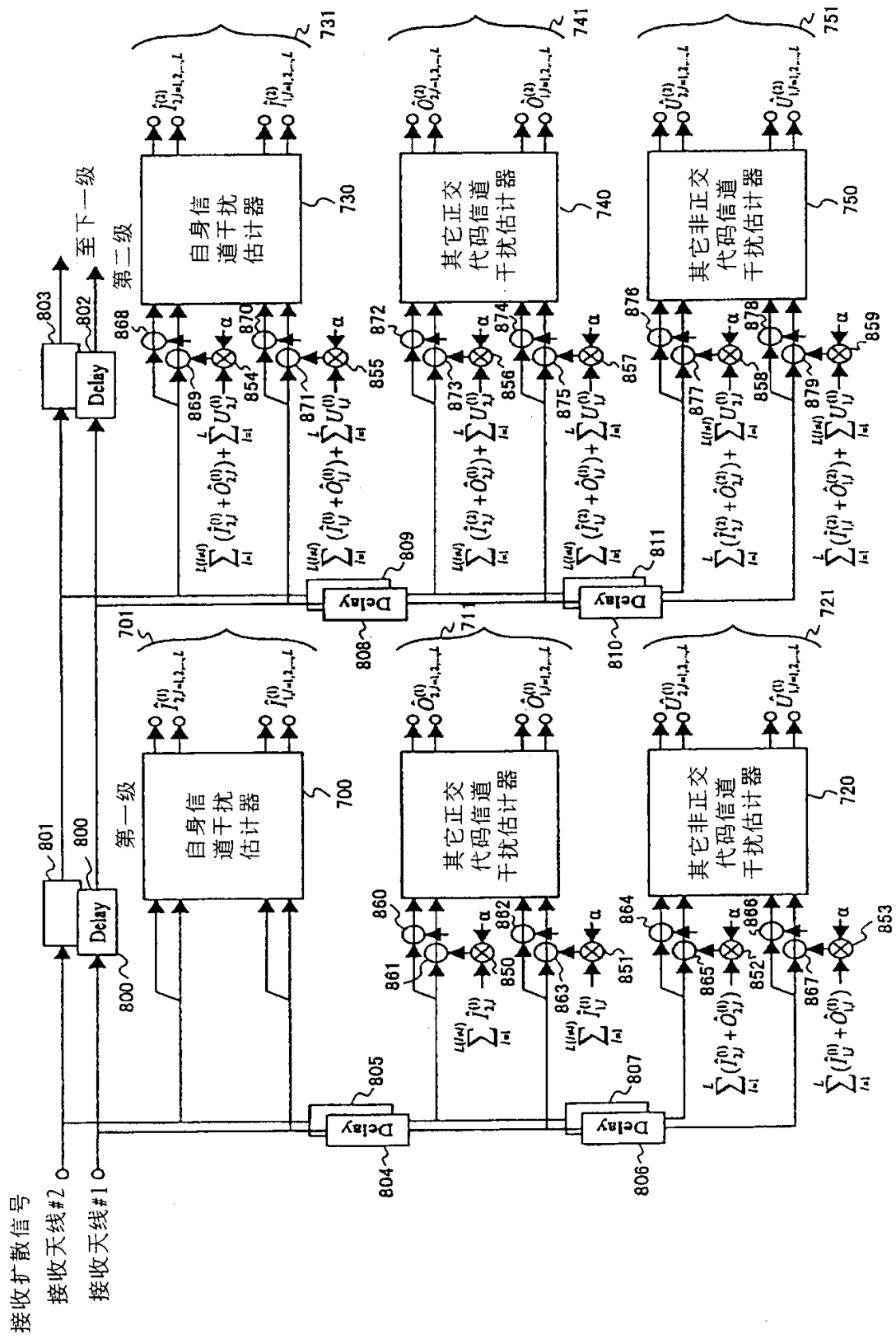


图 8

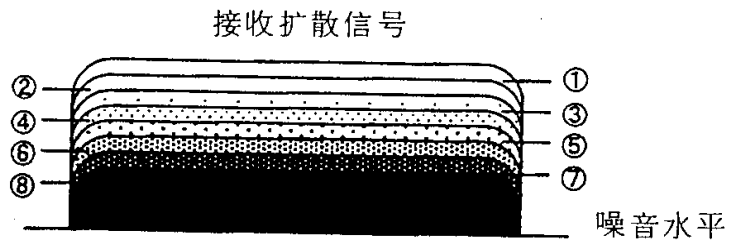


图 9A

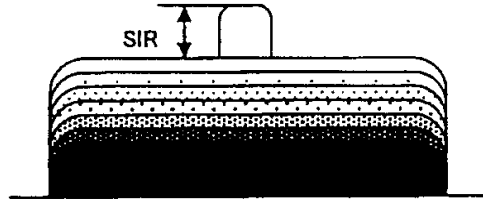


图 9B

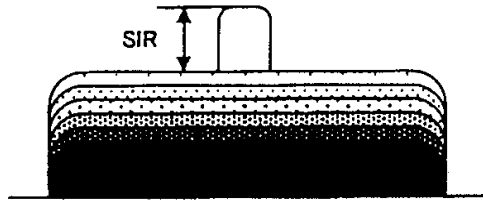


图 9C

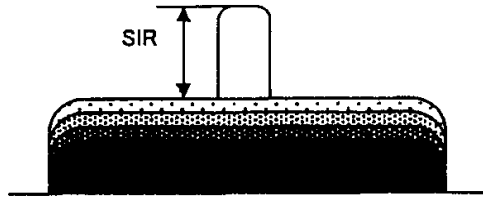


图 9D

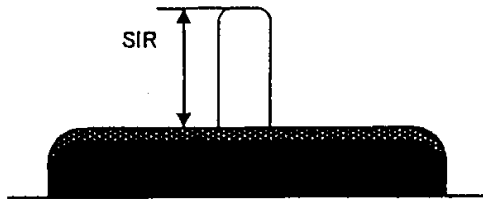


图 9E

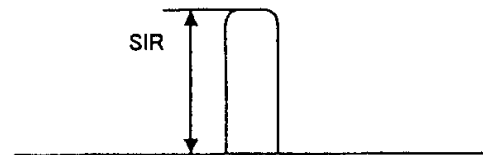


图 10

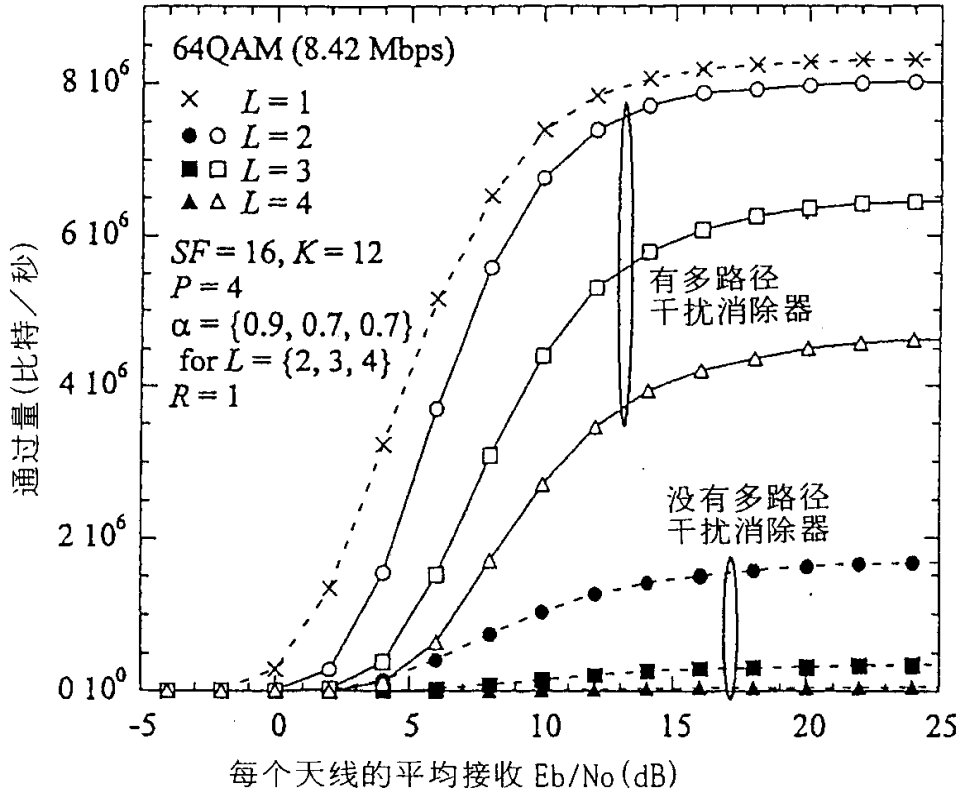


图 11

切普率	3.84Mcps
符号率	240kps
信息比特率	8.42Mbps
扩散系数(SF)	16
多代码数	12
扩散码	信道化码
	加密码
调制方式	数据
	扩散
信道编码/解码	卷积码 (码率=1/2, 约束长度=9) /软判定、维托毕解码
天线分集	2 分枝
信道模式	L 路径瑞利变动 $f_D = 80\text{Hz}$