

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl⁶

H04J 13/00

H04Q 7/20



[12]发明专利申请公开说明书

[21]申请号 98106015.3

[43]公开日 1998年9月30日

[11]公开号 CN 1194518A

[22]申请日 98.3.4

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标

[30]优先权

事务所

[32]97.3.5 [33]JP[31]050288 / 97

代理人 马 浩

[71]申请人 富士通株式会社

地址 日本神奈川

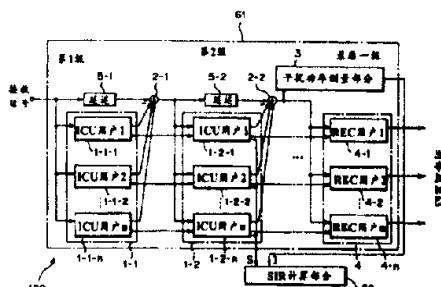
[72]发明人 关宏之 田中良纪 小早川周磁 户田健
筒井正文

权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图页数 10 页

[54]发明名称 通信系统中信干比测量装置和方法以及
发射功率控制方法

[57]摘要

本发明提供一种测量信干比的技术，其中SIR的测量可以有较高的准确度，而不受快衰落环境或站间干扰或噪声环境的影响。一种信干比测量装置包括，多个干扰复制信号生成部分(1-1到1-n)；多个减法器(2-1到2-n)；一个干扰功率检测部分(3)；一个信号功率检测信号(20)；以及一个信干比计算部分(62)。





权 利 要 求 书

1. 一种信干比测量装置，用于处理基于 CDMA 通信系统被接收的信号的装置，其特征在于它包括：

多个干扰复制信号生成部分（1 - 1 到 1 - n），用于对来源于接收信号的输入信号进行反扩散处理，进行有关输入信号的信息符号的暂时判决，在暂时判决后对输入信号再次进行扩散处理，以及输出扩散处理的结果信号作为干扰复制信号；

多个减法器（2 - 1 到 2 - n），用于从接收信号中减去由所述干扰复制信号生成部分（1 - 1 到 1 - n）产生的干扰复制信号；

一个干扰功率检测部分（3），用于从所述减法器（2 - 1 到 2 - n）的输出中检测干扰功率信息；

一个信号功率检测部分（20），用于基于来源于接收信号的并且已对其进行了反扩散处理的信号，检测信号功率信息；以及

一个信干比计算部分（62），用于从由所述干扰功率检测部分（3）检测的干扰功率信息和由所述信号功率检测部分（20）检测的信号功率信息，计算信干比。

2. 权利要求 1 中提出的信干比测量装置，其特征在于，所述信号功率检测部分（20）基于从所述干扰复制生成部分（1 - 1 到 1 - n）的一个中间处理级获得的并且已对其进行了反扩散处理的信号，来检测信号功率信息。

3. 权利要求 1 中提出的信干比测量装置，其特征在于，所述信号功率检测部分（20）基于对所述减法器（2 - 1 到 2 - n）的输出进行反扩散处理得到的信号，来检测信号功率信息。

4. 一种用于基站的信干比测量装置，处理基于 CDMA 通信系统接收的接收信号，其特征在于它包括：

多个串行提供的干扰复制信号生成部分（1 - 1 到 1 - n），用于对来源于接收信号的输入信号进行反扩散处理，临时判决有关输入信号的信息符号，在临时判决之后对输入信号再次进行扩散处理，以及输出扩散处理的结果信号作为干扰复制信号；

多个减法器（2-1到2-n），每个位于所述干扰复制信号生成部分（1-1到1-n）中相对应的一个的输出端，用于从已对其进行了延迟处理的接收信号中减去由所述干扰复制信号生成部分（1-1到1-n）产生的干扰复制信号。

一个干扰功率检测部分（3A），用于从所述减法器（2-1到2-n）的输出中检测干扰功率信息；

一个信号功率检测部分（21），基于从任意一个所述干扰复制信号生成部分（1-1到1-n）的一个中间处理级获得的并且已对其进行了反扩散处理的信号，检测信号功率信息；以及

一个信干比计算部分（62），从由所述干扰功率检测部分（3A）检测的干扰功率信息和由所述信号功率检测部分（21）检测的信号功率信息，计算信干比。

5. 一种用于基站的信干比测量装置，处理基于 CDMA 通信系统接收的接收信号，其特征在于它包括：

多个串行提供的干扰复制信号生成部分（1-1到1-n），用于对来源于接收信号的输入信号进行反扩散处理，临时判决有关输入信号的信息符号，在临时判决之后再次对输入信号进行扩散处理，以及输出扩散处理的结果信号作为干扰复制信号；

多个减法器（2-1到2-n），每个位于所述干扰复制信号生成部分（1-1到1-n）中的相应一个的输出端，用于从已对其进行了延迟处理的接收信号中减去由所述干扰复制信号生成部分（1-1到1-n）产生的干扰复制信号；

一个接收部分（4A），用于接收最后一级中所述减法器（2-1到2-n）之一的输出，作为输入到其中的信号，并对该输入信号进行反扩散处理；

一个干扰功率检测部分（3A），用于从最后一级中所述减法器（2-1到2-n）之一的输出中检测干扰功率信息；

一个信号功率检测部分（21），基于从所述接收部分（4A）获得的信号，检测信号功率信息；以及

一个信干比计算部分（62），从由所述干扰功率检测部分（3A）

获得的干扰功率信息和由所述信号功率检测部分（21）获得的信号功率信息，计算信干比。

6. 一种信干比测量方法，用于一个处理基于 CDMA 通信系统接收的接收信号的装置，其特征在于：

干扰功率信息的检测是基于通过从接收信号中减去用于移去扩散码之间干扰的干扰消除器产生的干扰复制信号而得到的信号，以及

信号功率信息的检测是基于对来源于接收信号的信号进行反扩散处理所获得的信号，然后

从干扰功率信息和信号功率信息计算信干比。

7. 一种发射功率控制方法，用于一个基站和多个移动站之间通信所使用的 CDMA 通信系统，其特征在于：

所述基站对干扰功率信息的检测是基于，从所述基站接收的接收信号中减去用于去除扩散码之间干扰的干扰消除器产生的干扰复制信号所得到的信号，以及

基于对来源于接收信号的信号进行反扩散处理所得的信号，检测信号功率信息，然后

从干扰功率信息和信号功率信息，计算信干比，然后

所述基站控制所述移动站的发射功率，使得信干比可以具有一个预定值。



说 明 书

通信系统中信干比测量装置 和方法以及发射功率控制方法

本发明涉及码分多址通信系统中信号干扰功率比（信干比）测量装置和方法以及发射功率控制方法，适用于实施比如移动无线通信装置的发射功率控制，特别是采用多址访问方法 CDMA（码分多址）的移动无线通信装置。

近些年，人们的注意力从用于无线通信的传输系统转移到码分多址（CDMA）系统，它是使用扩展频谱并显示高的频率利用率的多址访问系统。特别是在蜂窝 DS/CDMA（直接序列/码分多址）移动通信中，为了在保持所需线路质量的同时提高用户容量，解决远/近问题的发射功率控制是一项重要技术。

图 9 显示了采用普通 DS/CDMA 通信系统的无线通信系统。参考图 9，显示的无线通信系统 100 包括一个基站 101 和多个终端站（移动站）102 - 1 到 102 - n（n 是等于或大于 2 的整数），使得比如语音或数据信息从单一基站 101 传送到多个终端站 102 - 1 到 102 - n，或反之。

更特别地是，因为 CDMA 系统使用编码多路复用信息以便把信息从基站 101 传送到图 9 中的多个终端站 102 - 1 到 102 - n，送往所有终端站 102 - 1 到 102 - n 的信号可以同时以相同频率传送。

实现图 9 中显示的无线通信系统中上述发射功率控制的方法之一是闭环发射功率控制，其中来自终端站 102 - 1 到 102 - n 的接收信号的信干比（SIR_s）由基站 101 测量，并且控制终端站 102 - 1 到 102 - n 的发射功率，使其值保持稳定。

通常，作为一种信干比测量方法，其中瑞克接收机合并（延迟波合并）后的平均接收功率被视为接收功率（S），接收功率的漫射被计算为干扰功率（I）。需要注意的是，上面提及的瑞克合并在诸延迟波上实现，在它们互相同步之后作为具有不同延迟时间的多个接收波，然后进行反扩散处理和传输线路信道估算处理。

图 10 显示了一个 SIR 测量装置，它使用上述技术测量信干比（SIR）。参考图 10，显示的信干比测量装置 80 包括一个象限检测部分 80A，一个平均向量计算部分 80B，一个平方计算部分 80C，一个均方计算部分 80D，一个减法部分 80E 和一个 SIR 计算部分 80F。

象限检测部分 80A 检测瑞克合并之后接收信号向量的象限。特别地，通过分别计算接收信号向量的一个同相相位部分和一个正交部分的绝对值，象限检测部分 80A 把接收信号向量简化到单一象限。

平均向量计算部分 80B 计算象限检测部分 80A 的输出的平均向量，平方计算部分 80C 从来自平均向量计算部分 80B 的平均向量值计算接收功率（S）。计算所得接收值（S）输出到下面描述的 SIR 计算部分 80F。

均方计算部分 80D 在瑞克合并输到其中之后计算接收信号的均平方。减法部分 80E 从均方计算部分 80D 的输出中减去平方计算部分 80C 的输出，以计算接收信号的漫射。减法部分 80E 的输出作为干扰功率（I）。

SIR 计算部分 80F 基于平方计算部分 80C 的输出（S：接收功率）和减法部分 80E 的输出（I：干扰功率）计算 SIR（S/I 比率）。以此方法，在图 10 显示的 SIR 测量装置 80 中，使用平均向量计算部分 80B 计算的瑞克合并之后的接收信号向量平均值，为接收功率和干扰功率计算 SIR。

但是，使用上述的 SIR 测量技术，在快衰落环境或站间干扰和噪声环境下，SIR 测量的准确性有时会恶化。因此 SIR 测量技术需要得到解决，因为基于刚描述的环境下测量的 SIR 实现发射功率控制时，这种 SIR 测量准确性的恶化最终也会影响发射功率控制本身的准确性。

导致 SIR 测量准确性恶化的原因之一是，接收功率（S）和干扰功率（I）都使用一个接收信号向量平均值。接收信号功率是不稳定的，因为它在很大程度上被噪声或传输线路信道的估算准确度所改变。因此为保证高的准确度，需要在一个长的时间间隔内计算平均值。

另外，由于在没有设置传输线路信道的一个数据符号间隔中使用某值也能导致准确性的恶化，为保证 SIR 测量的高度准确，需要一种装置，高度准确地估算传输线路信道并在引导符号间隔之中只使用一个值。

通常，引导符号位于一个时隙的头端和尾端，中间是多个数据符号，为高度准确地估算传输线路信道，使用多个引导符号。

因此，还是在这种情形中，SIR 的测量必须在一个长的间隔内进行（很多时隙），至少两个引导符号间隔，中间有多个数据符号，但不适用于快衰落环境中的应用。其结果，SIR 测量和发射功率控制中的延迟都增加了，并且由于发射功率控制中的这种延迟，增加了控制错误，接收性能也明显恶化。

同时，在上述的 DS/CDMA 通信系统中，能减少其他用户干扰且来源于扩散码互相关性的干扰消除器的应用，也是一种重要技术。

本发明的一个目标是提供一种信干比检测装置和方法，其中使用干扰消除器产生的信号，高度准确地测量 SIR，不受快衰落环境或站间干扰或噪声环境的影响。

本发明的另一目标是提供 CDMA 通信系统中的一种发射功率控制方法，即使在快衰落的环境或站间干扰或噪声环境中，也能高度准确地进行发射功率控制。

为实现上述目标，根据本发明的一个方面，为基于 CDMA 通信系统的接收信号的处理装置提供一个信干比检测装置，包括多个干扰复制信号生成部分，实现产生于接收信号的输入信号的反扩散处理，实现有关输入信号的信息符号的暂时判决，在暂时判决之后再次进行输入信号的扩散处理，以及输出扩散处理得到的结果信号作为干扰复制信号；多个减法器，用于从接收信号中减去干扰复制信号生成部分产生的干扰复制信号；一个干扰功率检测部分，用于从诸减法器的输出中检测干扰功率信息；一个信号功率检测部分，基于接收信号中产生的并进行反扩散处理后的信号来检测信号功率，以及一个信干比计算部分，用于从干扰功率检测部分检测到的干扰功率信息和信号功率检测部分检测到的信号功率信息计算信干比。

对于该信干比测量装置，因为干扰功率信息是基于从接收信号中减去干扰消除器产生的干扰复制信号所得信号而检测的，其中干扰消除器用于移去扩散码之间的干扰，而信号功率信息是基于对产生于接收信号的信号进行反扩散处理所得信号而检测的，因此干扰功率信息和信号功

率信息可以被分别检测到，SIR 测量的准确性可以得到改善。

信干比测量装置可以这样建立，基于从干扰复制信号生成部分的一个中间处理阶段获得并对其已进行反扩散处理的信号，信号功率检测部分检测信号功率信息。

对于该信干比测量装置，由于可以基于从干扰复制信号生成部分的一个中间处理阶段获得的信号（对该信号已进行了反扩散处理）检测到信号功率信息，即使 SIR 测量使用一个数据符号间隔，也不会有明显的准确性恶化，即使在快长落的环境中，也可以保持 SIR 测量的高度准确性。相应地，能够以较少延迟进行 SIR 测量，其结果发射功率控制可以跟上如上所述的快衰落环境。

作为一个选择，信干比测量装置可以这样建立，基于反扩散处理获得的信号，信号功率检测部分对减法器的输出进行信号功率信息的检测。

对于该信干比测量装置，由于可以通过重复来自接收信号的所有用户信号的检测处理，以及从接收信号中减去所有这样产生的干扰复制信号，确定地把信号功率信息和干扰功率信息从接收信号中分开，能明显改善 SIR 测量的准确性，因此可以明显改善移动站发射功率控制的准确性。

根据本发明的另一方面，为基站提供一个信干比测量装置，它能对基于 CDMA 通信系统接收到的接收信号进行处理，包括串联提供的多个干扰复制信号生成部分，用于对产生于接收信号的输入信号进行反扩散处理，暂时判决有关输入信号的信息符号，在暂时判决之后再次对输入信号进行扩散处理，以及输出扩散处理的结果信号作为干扰复制信号；分别位于相应干扰复制信号生成部分输出端的多个减法器，用于从接收信号（已对其进行延迟处理）中减去干扰复制信号生成部分产生的干扰复制信号；一个干扰功率检测部分，用于从诸减法器的输出中检测干扰功率信息；一个信号功率检测部分，基于从任何一个干扰复制信号生成部分的一个中间处理阶段获得的信号（已对其进行了反扩散处理），检测信号功率信息，以及一个信干比计算部分，用于从干扰功率检测部分检测的干扰功率信息和信号功率检测部分检测的信号功率信息，计算信

干比。

对于该信干比测量装置，由于干扰功率信息是基于从接收信号中减去干扰消除器产生的干扰复制信号所得到的信号被检测的，其中干扰消除器用于移去扩散码之间的干扰，同时信号功率信息是基于对从接收信号中生成的信号进行反扩散处理所得到的信号被检测的，因此干扰功率信息和信号功率信息可以被分别检测，改善了 SIR 测量的准确性。

根据本发明的又一方面，为基站提供一个信干比测量装置，处理基于 CDMA 通信系统接收的接收信号，包括串联提供的多个干扰复制信号生成部分，对产生于接收信号的输出信号进行反扩散处理，暂时判决有关输入信号的信息符号，在暂时判决后再次对输入信号进行扩散处理，以及输出扩散处理的结果信号作为干扰复制信号；分别位于相应干扰复制信号生成部分输出端的多个减法器，用于从接收信号（已对其进行延迟处理）中减去干扰复制信号生成部分产生的干扰复制信号；一个接收部分，用于在最后阶段接收某减法器的输出，作为输入其中的信号，并对输入信号进行反扩散处理；一个干扰功率检测部分，用于在最后阶段从某减法器的输出中检测干扰功率信息；一个信号功率检测部分，基于接收部分获得的信号检测信号功率信息；以及一个信干计算部分，用于从干扰功率检测部分检测的干扰功率信息和信号功率检测部分检测的信号功率信息，计算信干比。

对于该信干比测量装置，由于可以通过重复来自接收信号的所有用户信号的检测处理，以及从接收信号中减去所有这样产生的干扰复制信号，确定地把信号功率信息和干扰功率信息从接收信号中分开，能明显改善 SIR 测量的准确性，因此可以明显改善移动站发射功率控制的准确性。

根据本发明的再一方面，为一个装置提供一种信干比测量方法，该装置处理基于 CDMA 通信系统接收的接收信号，该方法包括以下步骤：基于从接收信号中减去由干扰消除器（用于移去扩散码之间的干扰）产生的干扰复制信号得到的信号来检测干扰功率信息；基于通过对产生于接收信号的信号进行反扩散处理得到的信号来检测信号功率信息；以及从干扰功率信息和信号功率信息计算信

干比。

对于该信干比测量方法，由于干扰功率信息是基于从接收信号中减去由干扰消除器（用于移去扩散码之间的干扰）产生的干扰复制信号所得的信号被检测的，同时信号功率信息是基于对从接收信号中产生的信号进行反扩散处理所得信号被检测的，因此干扰功率信息和信号功率信息可以被分别检测，改善了 SIR 测量的准确性。

根据本发明的另一方面，为在基站与多个移动站之间通信使用的 CDMA 通信系统提供一种发射功率控制方法，包括以下由基站进行的步骤：基于从由基站接收的接收信号中减去由干扰消除器（用于移去扩散码之间的干扰）产生的干扰复制信号所得的信号，检测干扰功率信息；基于对从接收信号中产生的信号进行反扩散处理所得的信号，检测信号功率信息；从干扰功率信息和信号功率信息计算信干比；以及控制基站的传输功率，使信干比能有一个预定值。

对于用于 CDMA 通信系统的该发射功率控制方法，由于从由干扰消除器的输出得到的干扰功率信息和信号功率信息计算 SIR 值而改善了 SIR 值的准确性，可以使用该 SIR 值控制移动站的发射功率，在噪声环境或当很多用户同时通信时存在站间干扰情况下，也能在保持必需的线路质量的同时改善发射功率控制特性。

从下面结合附图的详细描述中，可以明显看出本发明的进一步目标、特性和优势，图中相似的部分或元素由相似的参考符号表示。

图 1 显示了一个无线通信系统的结构的方框图，其中使用了根据本发明的第一优选实施方式的信干比测量装置；

图 2 显示了本发明的第一实施方式的信干比测量装置的干扰消除器和信噪比计算部分的方框图；

图 3 显示了图 2 所示干扰消除器的干扰复制信号生成部分的内部结构方框图；

图 4 说明了图 1 所示信干比测量装置进行的模拟中使用的各种组成部分的具体例子；

图 5 说明了图 1 所示信干比测量装置进行的模拟的示例图；

图 6 是一个方框图，显示了根据本发明的第二优选实施方式的信干比测量装置的干扰消除器和信干比计算部分；

图 7 是一个方框图，显示了根据本发明的第二优选实施方式，信干比测量装置的干扰复制信号生成部分的结构；

图 8 是一个方框图，显示了根据本发明的第二优选实施方式，信干比测量装置的接收部分的内部结构；

图 9 是显示使用了普通 DS/CDMA 通信系统的无线通信系统的图解说明；

图 10 是一个方框图，显示了在瑞克合并后使用一个信号测量信干比的 SIR 测量装置的结构。

首先参考图 1，显示了一个方框图，是采用根据本发明的第一优选实施方式的信干比测量装置的无线通信系统的结构。所示无线通信系统 110 采用 DS/CDMA 通信系统，包括为每位用户提供的一个移动站 50 和基站 60，它可以通过无线线路容纳多个这样的移动站 50。

基站 60 包括一个干扰消除器 61 和一个 SIR 计算部分 62，根据第一实施方式构成信干比测量装置 120。基站 60 还包括一个译码器 63，一个传输帧生成部分 64 和一个比较电路 65。

干扰消除器 61 具有这样的功能，它能移去当移动站彼此不同步时导致的扩散码之间的干扰，还具有另一功能，测量干扰功率 (I) 和接收功率 (S)，下面将作介绍。

SIR 计算部分 (信干比计算部分) 62 从由上面所述干扰消除器 61 的干扰功率和接收功率计算信干比 (SIR)。同时，译码器 63 对干扰消除器 61 已经处理过的信号进行译码。应当注意，干扰消除器 61、SIR 计算部分 62 和译码器 63 组成一个接收部分 6B，它从移动站 59 接收信号。

比较电路 65 比较 SIR 计算部分 62 测量的每个用户的 SIR 值和一个事先设定的 SIR 值，并输出比较结果作为发射功率控制位 (TPC 位)。

传输帧生成部分 64 把来自比较电路 65 的 TPC 位插入到每个用户的传输帧的一个时隙内，为该用户生成传输帧，这样生成的传输帧被从基站 60 传送到诸移动站 50（每个用户）。应当注意，传输帧生成部分 64 和比较电路 65 组成一个传输部分 6A，它把信号从基站 60 传送到诸移动站 50。

每个移动站（终端站）50 包括一个调制器 51，一个传输放大器 52，一个译码器 53 和一个瑞克解调部分 54。调制器 51 对移动站 50 中的数据进行调制。传输放大器 52 将调制器 51 的输出放大并向基站 60 输出，并且它由下面描述的瑞克解调部分 54 调整。应当注意，调制器 51 和传输放大器 52 组成一个传输部分 5A，它把移动站 50 的信号传送到基站 60。

瑞克解调部分 54 从基站 60 的输出中接收一个传输帧作为接收帧，并对接收帧中包含的 TPC 位进行译码，基于译码的 TPC 位，通过传输放大器 52 调整一个信号的放大处理。

译码器 53 对来自瑞克解调部分 54 的信号进行译码。应当注意，译码器 53 和瑞克解调部分 54 组成一个接收部分 5B。

以此方式，使用基于干扰消除器 61 的输出值（干扰功率（I）和接收功率（S））获得的 SIR 值，该无线通信系统 110 进行发射功率控制。

在图 1 所示具有上述结构的无线通信系统 110 中，干扰消除器中测量的每个用户的 SIR 值与比较电路 65 指定的一个 SIR 值进行比较，比较结果作为发射功率位（TPC 位）插入到每个用户传输帧的时隙内，并从基站 60 传送到诸移动站 50。

然后，在每个为单个用户设置的移动站 50，从基站 60 接收一传输帧作为接收帧，瑞克解调部分 54 对包含在接收帧内的 TPC 位进行译码，译码结果输出到传输放大器 52。传输放大器调整其输出，作为对来自瑞克解调部分 54 的 TPC 位的响应。

特别地，以一个合适的放大因子对来自调制器 51 的传输信号进行放大并传输到基站 60。因此，能在基站 60 侧控制所有用户的接收 SIR 值，使它们能与目标 SIR 值相等，并保持所需的线路质

量。

图 2 的方框图中显示了根据第一实施方式组成信干比测量装置 120 的干扰消除器 61 和 SIR 计算部分 62。参考图 2，所示干扰消除器 61 包括干扰复制生成单元 1 - 1 到 1 - n，减法器 2 - 1 到 2 - n，一个干扰功率测量部分 3，一个接收器 4 和延迟电路 5 - 1 到 5 - n。

干扰复制生成单元 1 - i，减法器 2 - i 和延迟电路 5 - i (i 是 1 到 n 的自然数) 组成第 i 级计算单元，因此当从接收器 4 构成最后一级计算单元时，就组成了总共 n 级计算单元。应当注意在图 2 中，为方便解释而省略了干扰复制生成单元 1 - 3 到 1 - n，减法器 2 - 3 到 2 - n 和延迟电路 5 - 3 到 5 - n。

首先干扰复制生成单元（干扰复制信号生成部分）1-i 对来自接收信号的输入信号进行反扩散处理，然后从输入信号中暂时判决一个信息符号，然后它再次进行扩散处理并输出扩散处理的结果作为干扰复制信号。这种干扰复制生成单元 1 - 1 到 1 - n 以串行提供。

特别地，相邻的干扰复制生成单元 1 - i (i - 1 和 i 级干扰复制生成单元) 相互连接，以形成一个多机型的干扰消除器。进一步，符号复制信号从每个干扰复制生成单元 1 - i (除干扰复制生成单元 1 - n 以外) 输出到下一级干扰复制生成单元 1 - (i + 1)，来自干扰复制生成单元 1 - n 的符号复制信号被输出到接收器 4。

应当注意，每个干扰复制生成单元 1 - i 具有的单元数 (ICU 用户) 1 - 1 - 1 到 1 - 1 - n, …, 1 - n - 1 到 1 - n - n (以后表示为 1 - 1 - i, …, 1 - n - i) 等于基站 60 所能容纳的用户数 (移动站 50 的数目)。从每个干扰复制生成单元 1 - i 输出的干扰复制信号代表来自相应于每个用户的诸单元的干扰复制信号的总和。下面参考图 3 详细描述干扰复制生成单元 1 - I 的详细构成。

减法器 2 - i 从原始接收信号中减去干扰复制生成单元 1 - i 产生的干扰复制信号。更确切地说，减法器 2 - i 从延迟电路 5 - i

...

(下面将描述) 的一个输出中减去来自干扰复制生成单元 $1 - i$ 串的干扰复制信号，并提供给干扰复制生成单元 $1 - i$ 输出端。减法器 $2 - i$ 的一个输出作为剩余信号(来源于接收信号的信号)输出给下一级。

干扰功率测量部分(干扰功率检测部分) 3 检测来自减法器 $2 - i$ 的输出的干扰功率(I)。在第一实施方式中，干扰功率测量部分 3 检测从第二级减法器 $2 - 2$ 输出的剩余信号的干扰功率(I)。干扰功率(I)被输出到 SIR 计算部分 62。

接收器(接收部分) 4 接收在第 n 级(最后一级)干扰复制生成单元 $1 - n$ 输出端提供的减法器 $2 - n$ 的输出，作为其输入信号，并对输入信号进行反扩散处理。更确切地说，接收器 4 使用瑞克合并后的一个信号对输入信号进行维特比(Viterbi)译码。进一步，接收器 4 作为上述干扰消除器 61 的最后一级提供，接收器 4 包括的接收单元(Rec 用户) $4 - 1$ 到 $4 - n$ 数目也等于用户数。

延迟电路(Delay) $5 - i$ 对来源于接收信号输入其中的信号延迟一预定时间，并具有连接到上述减法器 $2 - i$ 的输出。这样，减法器 $2 - i$ 如上所述从干扰复制信号中减去该延迟信号。

简言之，来自减法器 $2 - i$ 的剩余信号是所有用户的所有信号成分与接收信号的差，并对应于一个干扰成分信号。

这里结合单元 $1 - 2 - i$ 在下面详细描述图 2 所示为每个用户建立诸单元 $1 - 1 - i, \dots, 1 - n - i$ 。特别地，单元 $1 - 2 - i$ 包括，例如如图 3 所示，一个反扩散处理部分 10，一个加法器 11，一个信道估算电路 12，一个乘法器 13，一个瑞克合并部分 14，一个硬判决电路 15，另一个乘法器 16，一个减法器 17，一个重新扩散处理部分 18，一个信号合并部分 19 和一个接收测量部分 20。

应当注意，上述扩散处理部分 10、加法器 11、信道估算电路 12 和乘法器 13 的处理以及乘法器 16、减法器 17 和重新扩散处理部分 18 的处理，对多个延迟波进行，为此，为每个部件提供的单元个数等于延迟波个数(图 3 中分别为 3 个延迟波提供 3 个单元)。根据测量的需要，安装的这种单元的个数可以适当改变。

..
..

进一步，图 3 所示的干扰复制生成单元 $1 - i$ 表示在第二级干扰复制生成单元 $1 - 2$ 中提供的用于多个用户的单元 $1 - 2 - 1$ 到 $1 - 2 - n$ 之一，为简化描述，下面详细描述干扰复制生成单元 $1 - 2$ ，作为干扰复制生成单元 $1 - i$ 。

每个反扩散处理部分 10 对来自接收信号的输入信号进行反扩散处理。特别地，反扩散处理部分 10 对从第一级干扰复制生成单元 $1 - 1$ 输出的，并经由减法器 $2 - 1$ 接收的一个信号（剩余信号）进行反扩散处理。在此例中，反扩散处理部分 10 把接收到的剩余信号转换为一个符号率。

每个加法器 11 把经相应反扩散处理部分 10 进行反扩散处理获得的一个信号，与在上一级中由干扰复制生成单元 $1 - 1$ 输出的一个信号（符号复制信号）相加。

每个信道估算电路 12 使用输入到其中的信号的引导符号来估算传输线路信道。特别地，信道估算电路 12 只使用某时隙头端的引导符号来进行这种估算。因此，第一和第二级单元 $1 - 1 - i$ 和 $1 - 2 - i$ 只产生 n 个符号的处理延迟，直到 SIR 被测量前的处理延迟可以被减小。

反之也可以使用第三及以后诸级中时隙端的引导符号，以更高的准确性来进行传输线路信道估算，使干扰消除器本身的特性恶化得到抑制。

每个乘法器 13 把相应加法输出乘以来自相应信道估算电路 12 的一个估计信道值的复数共轭。

瑞克合并部分 14 从上述乘法器 13 的延迟波输出中进行最大比合并（能获得最大 SIR 的合并处理）。硬判决电路 15 进行信息符号的临时判决。更确切地说，硬判决电路 15 基于瑞克合并部分 14 进行最大比合并所获信号，确定干扰复制生成单元 $1 - 2$ 的诸信号的大概位置。

接收功率测量部分（信号功率检测部分） 20 基于对来自接收信号的诸信号进行反扩散处理得到的信号，检测接收功率（S）。更确切地说，接收功率测量部分 20 基于任意一个干扰复制生成单

...
...

元 1 - i 的中间处理级（第一实施方式中是第二级）中所获得的经过反扩散处理的信号，检测接收功率（S）。这样检测到的接收功率被输出到 SIR 计算部分 62。

简言之，因为上述由接收功率测量部分 20 检测到的接收功率（S）和由干扰功率测量部分 3 检测到的干扰功率（I）能被分别检测，所以 SIR 计算部分 62 可以高度准确地计算 SIR 值。

应该注意，上述每个接收功率（S）由计算瑞克合并部分 14 的输出的均平方而被检测到，即使 SIR 测量使用一个数据符号间隔也不会引起准确性的明显恶化。因此，即使在快衰落环境中不仅能保持 SIR 的高度准确性，而且 SIR 测量可以以较小的延迟进行，其结果能改进发射功率控制特性。

进一步，硬判决电路 15 的输出（临时判决值）在乘法器 16 处被分开，使得以后它能沿着各个延迟波的诸路径被处理，图 3 所示的每个乘法器 16 把硬判决电路 15 的输出乘以相应信道估算电路 12 的输出（估计信道值）。乘法器中 6 的输出被连接到下述的相应减法器 17。进一步，乘法器 16 的输出也作为符号复制信号（硬判决结果）输出，后者在重新扩散之前在每条路径被分解到对应于单元 1 - 2 - i 的下一级中的单元 1 - 3 - i。每个减法器中 7 从相应乘法器 16 的输出中减去由对应单元 1 - 2 - i 的前一级单元 1 - 1 - I 产生的相应符号复制信号。

每个重新扩散处理部分 18 对相应减法器 17 的输出进行重新扩散处理。信号合并部分 19 进行重新扩散处理部分 18 的输出的合并。信号合并部分 19 的输出作为一个干扰复制信号被输出到减法器 2 - 2。

然后，减法器 2 - 2 从延迟电路 5 - 2 的输出中减去来自每个用户的干扰复制信号，并把减法结果输出到下一级，即第三级。

因此在第一实施方式中，通过从每级的接收信号中重复减去来源于接收信号的输入信号产生的干扰复制信号，可以确切地从接收信号中分离出接收功率（S）和干扰功率（I）。进一步，因为能控制每个用户的移动站 50 的发射功率，使得测量的 SIR 可以是预

定值，所以能维持必要的线路质量。

应当注意，其它级中的单元 $1 - 1 - i$, $1 - 3 - i$, ..., $1 - n - i$ 具有与单元 $1 - 2 - i$ 基本类似的结果，只是它们不包括接收功率测量部分 20。进一步，加法器 11 和减法器 17 不必提供在第一级干扰复制生成单元 $1 - 1$ ，因为第一级干扰复制生成单元 $1 - 1$ 不接收符号复制信号作为对其的输入。但是，另外提供的加法器 11 和减法器 17，它们加和减“0”。

进一步在第一实施方式中，第二级单元 $1 - 2 - i$ 测量接收功率，接收功率测量处理可以选择由第一级单元 $1 - 1 - i$ 来实现。

在根据本发明的第一实施方式，具有上述结构的、采用 SIR 测量装置 120 的无线通信系统中，当接收到每个移动站 50 的信号后，该接收信号被输入到延迟电路 5 - 1 和干扰消除器 61 中的第一级干扰复制生成单元 $1 - 1$ ，见图 1 和 2。

然后，第一级干扰复制生成单元 $1 - 1$ 的单元 $1 - 1 - i$ 为每个用户产生一个干扰复制信号和一个符号复制信号，所有为单个用户产生的干扰复制信号复制信号，所有为单个用户产生的干扰复制信号被输出到减法器 2 - 1。然后减法器 2 - 1 从延迟电路 5 - 1 的输出中减去干扰复制信号，减法处理结果作为剩余信号从减法器 2 - 1 输出到第二级干扰复制生成单元 $1 - 2$ 的单元 $1 - 2 - i$ 。同时来自单个单元 $1 - 1 - i$ 的符号复制信号也被输出到第二级干扰复制生成单元 $1 - 2$ 的相应单元 $1 - 2 - i$ 。

进一步，在第二级，当在前一级中来自减法器 2 - 1 的剩余信号被输入后，干扰复制生成单元 $1 - 2$ 的单个单元 $1 - 2 - i$ 类似地产生干扰复制信号和符号复制信号，并且单个用户的接收功率 (S) 由接收功率测量部分 20 检测。

下面结合图 3 描述此例中干扰复制生成单元 $1 - 2$ 的处理。

特别地，在单元 $1 - 2 - i$ ，反扩散处理部分 10 对经过减法器 2 - 1 得到的、来自第一级干扰复制生成单元 $1 - 1$ 的信号（干扰复制信号）进行反扩散处理，加法器 11 把这样扩散处理得到的信号和来自相应于单元 $1 - 2 - i$ 的单元 $1 - 1 - i$ 的符号复制信

...

号相加，然后信道估算电路 12 估算传输线路信道。

然后乘法器 13 把加法器 11 的输出乘以估计信道值的一个复数共轭，瑞克合并部分 14 进行最大比合并。然后接收功率测量部分 20 用均平方计算从瑞克合并部分 14 的最大比合并输出中测量接收功率 (S)，并输出这样测量的接收功率 (S) 到 SIR 计算部分 62。

同时，瑞克合并部分 14 的输出被硬判决电路 15 临时判决，该临时判决的信号和来自信道估算电路 12 的估计信道值被乘法器 16 相乘。然后，结果值作为符号复制信号输出到第三级干扰复制生成单元 1 - 3。

进一步，减法器 17 从乘法器 16 的输出中减去来自第一级的符号复制信号，重新扩散处理部分 18 对减法器 17 的输出进行重新扩散处理。然后，重新扩散处理部分 18 的输出被信号合并部分 19 组合，并作为干扰复制信号输出到减法器 2 - 2。

然后，减法器 2 - 2 从减法器 2 - 1 接收被延迟线路 5 - 2 延迟后的干扰复制信号，并从对应于所有用户的单元 1 - 2 - 1 至 1 - 2 - n 接收干扰复制信号。然后，减法器 2 - 2 从来自减法器 2 - 1 的干扰复制信号中减去来自单元 1 - 2 - 1 到 1 - 2 - n 的干扰复制信号的总和，并将结果值作为一个剩余信号向第三级干扰复制生成单元 1 - 3 输出。

进一步，干扰功率测量部分 3 基于从减法器 2 - 2 输出的剩余信号来检测干扰功率 (I)，并把该干扰功率 (I) 输出到 SIR 计算部分 62。然后，SIR 计算部分 62 从来自接收功率测量部分 20 的接收功率 (S) 和来自干扰功率测量部分 3 的干扰功率 (I) 来测量单个用户的 SI 比率信息。

比较线路 65 比较由上述 SIR 计算部分 62 测量的 SIR 值与一个希望的 SIR 值，通过传输帧生成部分 64 传送比较结果，对每个移动站 50 实施发射功率控制。

进一步，在第三和以后的每级中都和上述级中类似，从接收信号中重复减去来源于接收信号的输入信号产生的诸干扰复制信

号。然后，作为最后一级的接收器 4 对来自最后一级 1 - n 的干扰复制信号进行反扩散处理，译码器 63 对来自移动站 50 的单个用户的信号进行译码。

这里描述上述第一实施方式的 SIR 测量装置 120 其功能的详细实例（模拟）。在该模拟中进行闭环控制，其中移动站 50 的发射功率由时隙±1dB 的步长控制，使得测量的 SIR 值可以与事先设定的 SIR 相等。应当注意，该模拟是基于图 4 说明的各种单元而实现的，这里的用户数设为 32。

进一步，在模拟的系统中使用三级的多级型干扰消除器，两个干扰复制生成单元 1 - 1 和 1 - 2 串行连接，接收器 4 在第三级（最后一级）中，与干扰复制生成单元 1 - 2 的级相邻。

进一步，SIR 值的测量是基于接收功率（S：信号功率信息）和干扰功率（I：干扰功率信息），前者是第二级干扰复制生成单元 1 - 2 在一个时隙上的瑞克合并之后，由平均信号功率获得的，后者是类似地在一个时隙上由平均剩余信号获得的。

更进一步，因为干扰复制生成单元 1 - i 的信道估算使用某时隙头端的一个引导符号来实现的，只有 n 个符号的处理延迟到达第二级，但是由于最后一级中的接收器 4 也使用该时隙末端的一个引导符号来以高度准确性进行信道估算，所以引起长于 1 个时隙的延迟。

特别地，在第二级中由干扰复制生成单元 1 - 2 测量接收功率（S）时，发射功率控制引起的延迟（TPC 延迟）是 1Tp（Tp：引导周期），当接收功率（S）由最后一级中的接收机 4 测量时，TPC 延迟是 2Tp。

图 5 根据普通衰落频率（fdTp）说明了 TPC 错误和 SIR 控制错误，当使用图 2 所示的三级结构 SIR 测量装置 120 时，符号（“○”“●”）表示 TPC 延迟是 1Tp，符号（“□”“■”）表示 TPC 延迟是 2Tp，当使用上面参考图 10 描述的 SIR 测量技术时，用符号（“△”“▲”）表示。

应当注意，TPC 错误（参见图 5 的箭头 A）表示接收功率与



理想 TPC 的标准偏差， SIR 控制错误（参见图 5 的另一箭头 B ）表示接收 SIR 与指定 SIR 的标准偏差。

使用上面结合图 10 描述的 SIR 测量技术时， SIR 的测量使用第二级干扰复制生成单元 1 - 2 在一个时隙间隔上的瑞克合并后接收信号的平均值，作为接收功率（ S ），使用一个漫射作为干扰功率（ I ）。进一步，在单个事例中，通过设定期望 SIR 来实现计算，使得当 $f_d T_p$ 是 0.05 时，平均错误率可能是 1×10^{-3} 。

其结果，发现当使用具有图 3 所示 3 级结构的 SIR 测量装置 120 以及 TPC 延迟设为 $1T_p$ （ “○” “●” ）时， TPC 错误和 SIR 控制错误显示最佳值，因此可以说，此例中的情形可以应用到快衰落环境中。同时，从该模拟的结果明显看出，通过减少延迟时间可以减小发射功率。

以此方式，根据本发明的第一实施方式，因为干扰功率（ I ）的检测是基于从接收信号中减去用于移去扩散码之间的干扰的干扰消除器 61 产生的干扰复制信号所得信号，同时接收功率（ S ）的检测是基于对来源于接收信号的诸信号进行反扩散处理所得信号，所以干扰功率（ I ）和接收功率（ S ）可以相互分别检测，其优点是可以改善 SIR 测量的准确性。

进一步，根据本发明，因为从来自干扰消除器 61 的输出的干扰功率（ I ）和接收功率（ S ）计算 SIR 值改善了 SIR 值的准确性，其优点是可以使用该 SIR 值控制移动站 50 的发射功率，同时在噪声环境或当多个用户同时通信时存在站间干扰情形中，在维持必需的线路质量时可以获得传输功率特性的改进。

更进一步，根据本发明，因为接收功率（ S ）的检测可以基于干扰复制生成单元 1 - i 的一个中间处理阶段中获得的诸信号（已经对其进行了反扩散处理），即使 SIR 测量使用一个数据符号间隔，也不会发生准确性的明显恶化，即使在快衰落的环境中，也能维持 SIR 测量的高度准确性。同时可以用较少的延迟来实现 SIR 测量，其结果，发射功率控制能够跟上上述的快衰落环境。

图 6 的方框图中显示了根据本发明的第二优选实施方式，信干

比测量装置的构成。图 6 所示信干比测量装置（SIR 测量装置）130 包括一个干扰消除器 61A 和一个 SIR 计算部分 62。

与上述第一实施方式中类似，干扰消除器 61A 包括干扰复制生成单元 1 - i，减法器 2 - i，一个干扰功率测量部分 3A，一个接收器 4A 和延迟电路 5 - i。特别地，该第二实施方式中每个干扰复制生成单元 1 - i 所包括的诸如单元 1 - 1 - i, …, 1 - n - i, (如图 7 所示) 的单元个数，也等于基站 60 所能容纳的用户个数。

图 7 所示单元 1 - 1 - i, …, 1 - n - i 在结构和功能上与图 3 所示干扰复制生成单元 1 - 2 类似，只是它们不包括图 3 的干扰复制生成单元 1 - 2 中位于瑞克合并部分 14 和硬判决电路 15 之间的接收功率测量部分 20。

干扰功率测量部分 3A 从减法器 2 - i 的输出中检测干扰功率信息 (I)。特别地，在图 6 所示干扰消除器 61A 中，干扰功率测量部分 3A 从第 n 级 (最后一级) 的减法器 2 - n 的输出中检测干扰功率信息。

接收器 (接收部分) 4A 接收在第 n 级 (最后一级) 干扰复制生成单元 1 - n 的输出端提供的减法器 2 - n 的输出 (剩余信号)，作为对其的输入，并对剩余信号进行反扩散处理，作为干扰消除器 61A 最后一级提供。接收器 4A 的输出被输出到译码器 63 并被其译码。

接收器 4A 还包括接收单元 4A - 1 到 4A - n (Rec 用户)，其个数等于用户数。如图 8 所示，每个接收单元 4A - 1 到 4A - n 包括反扩散处理部分 10，加法器 11，信道估算电路 12，乘法器 13，一个瑞克合并部分 14 和一个接收功率测量部分 21。应当注意，这里为避免冗余而省略了第二实施方式中与第一实施方式相同或类似的部件的描述。

接收功率测量部分 (信号功率检测部分) 21 基于接收器 4A 获得的诸信号 (已对其进行反扩散处理) 检测接收功率 (S)，特别是从瑞克组合部分 14 的输出中检测接收功率 (S)。特别地，

在第二实施方式中，接收功率测量部分 21 提供在接收器 4A 中，被接收功率测量部分 21 检测的接收功率 (S) 被输出到 SIR 计算部分 62。

更确切地说，在干扰消除器 61A 的干扰复制生成单元 1 - i 中，当顺序经过诸级时，从剩余信号中分解出信号成分（干扰功率 I 下降），因此接收信号成分可以以较高的准确性被检测（信号功率 S 上升）。于是从第二实施方式的干扰消除器 61A，可以获得非常准确的干扰信号成分。

然后在第二实施方式中，干扰功率测量部分 3A 测量干扰功率 (I) 并从接收器 4A 的接收功率测量部分 21 测量接收功率 (S)，然后从该干扰功率和该接收功率测量 SI 比率。

根据具有上述结构的本发明的第二实施方式，在 SIR 测量装置 130 中，如果多移动站 50 接收到信号，则设置于干扰消除器 61A 的第 i 级中的干扰复制生成单元 1 - i、延迟电路 5 - i 和减法器 2 - i 的接收信号产生干扰复制信号和符号复制信号。

然后，从最后一级中的干扰功率测量部分 3A 的第 n 级输出的干扰复制信号检测出干扰功率 (I)，从该干扰复制信号和上述接收器 4A 的符号复制信号检测出接收功率 (S)。应当注意，接收器 4A 的其它输出被输出到译码器 63，使来自单个用户的信号被译码。

然后，由干扰消除器 61A 检测的干扰功率 (I) 和接收功率 (S) 被输出到 SIR 计算部分 62，它测量单个用户的 SI 比率。

以此方式的本发明的第二实施方式，由于可以通过重复来自接收信号的所有用户的信号检测处理，并从接收信号中减去所有这样产生的干扰复制信号，来确定地从接收信号中分离出接收功率 (S) 和干扰功率 (I)，所以 SIR 测量的准确性得到明显改进，因此移动站 50 的发射功率控制准确性得到明显改进。

尽管上面详细描述的实施方式中干扰消除器 61 或 61A 的级数与用户数相等，它们并不必须相等，它们可以根据安装条件等自然变化。

...

另外，尽管上面详细描述的实施方式中包括同时处理多用户信号的并行类型干扰消除器，本发明也可以用于串行类型的干扰消除器，它串行进行干扰移去处理的顺序从具有相对高接收级别的用户开始，或者用于包括串行类型和并行类型干扰消除器的组合的抗干扰器类型。

本发明不局限于特别描述的实施方式，可以在不脱离本发明范围的前提下进行变化和修改。

说 明 书 源 图

图 1

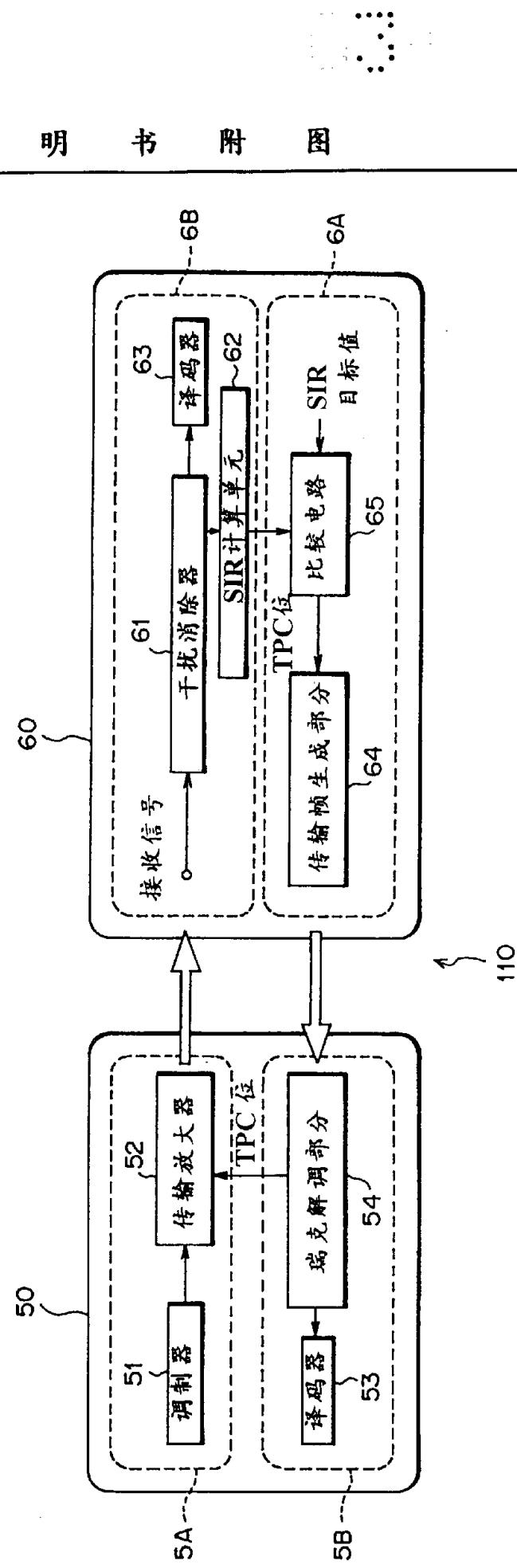


图 2

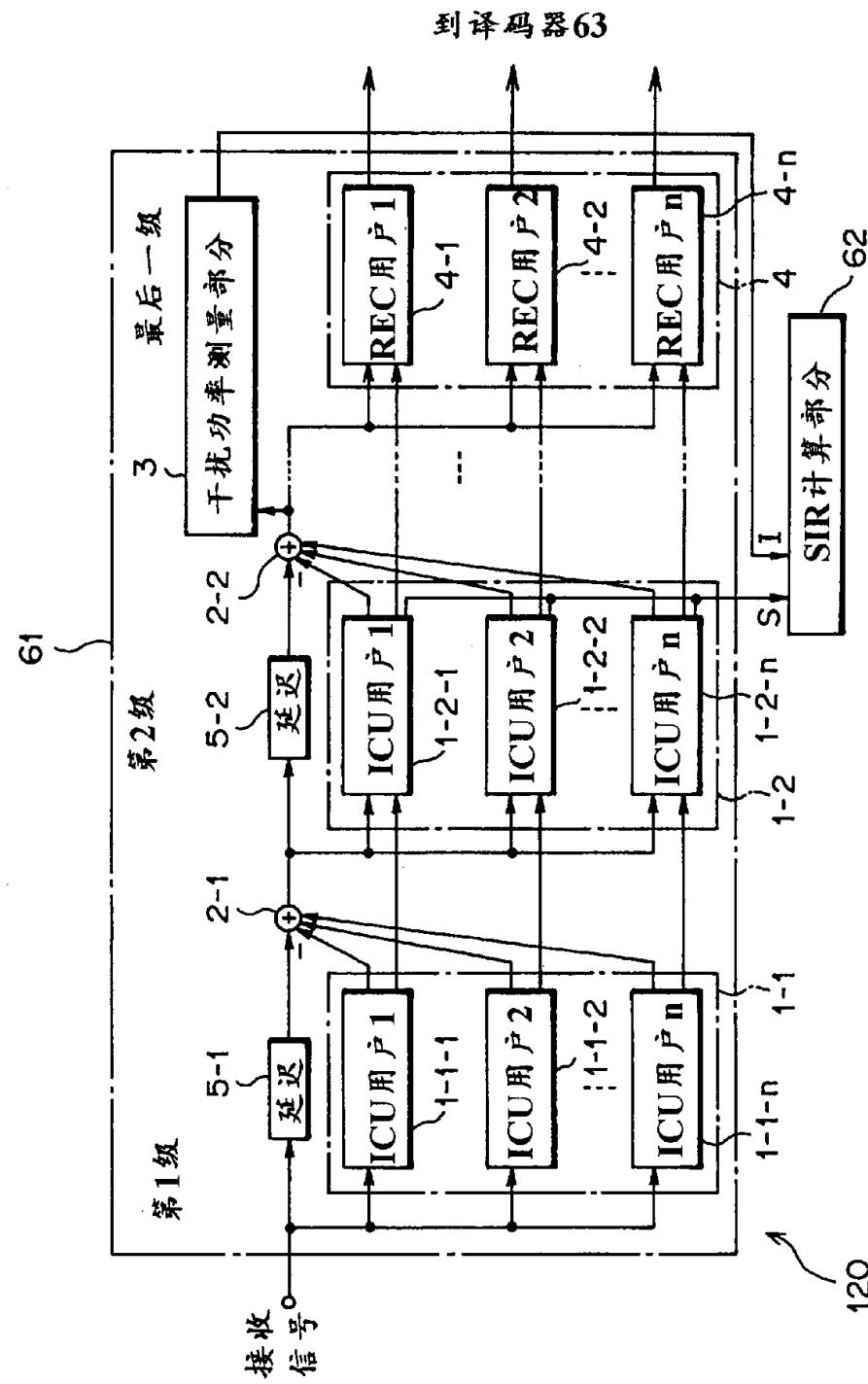


图 3

第二级

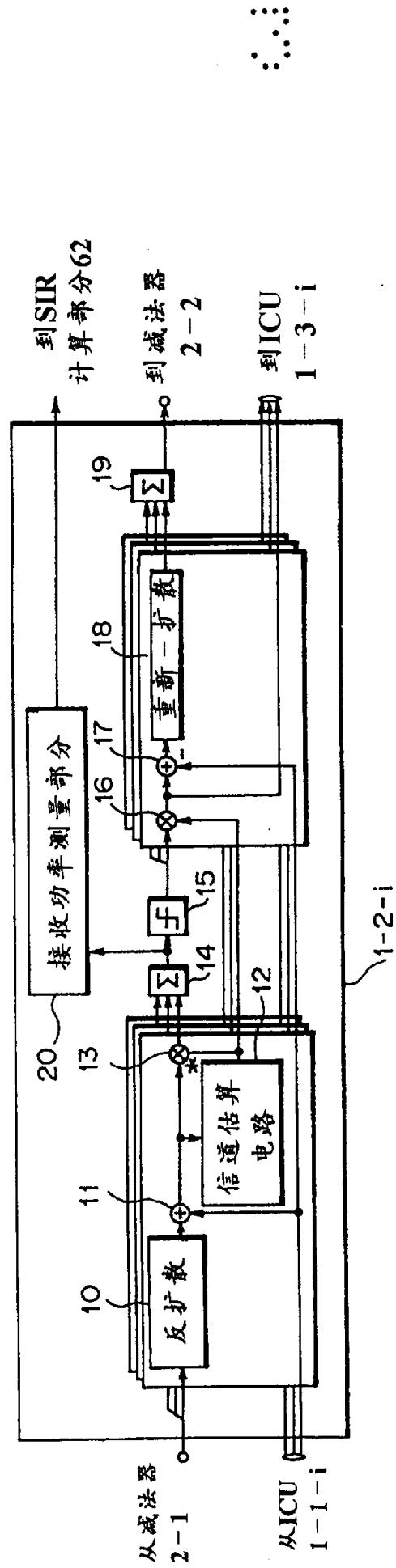


图 4

短码	64周期长的正交金色码
调制 (数据, 扩散)	正交移相键控
信道模型	FPLMTS Vehicular B 模型 (6 路径)
分集	4指瑞克, 2分支空间
纠错	卷积码 ($R = 1/3$, $K = 7$) 软判决维特比译码

图 5

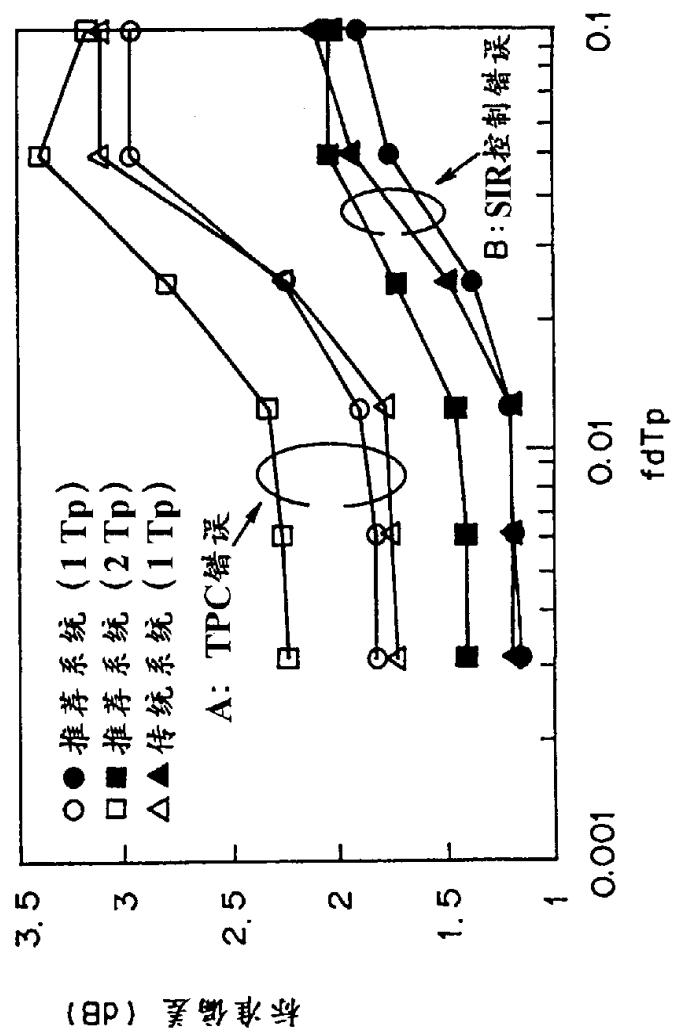


图 6

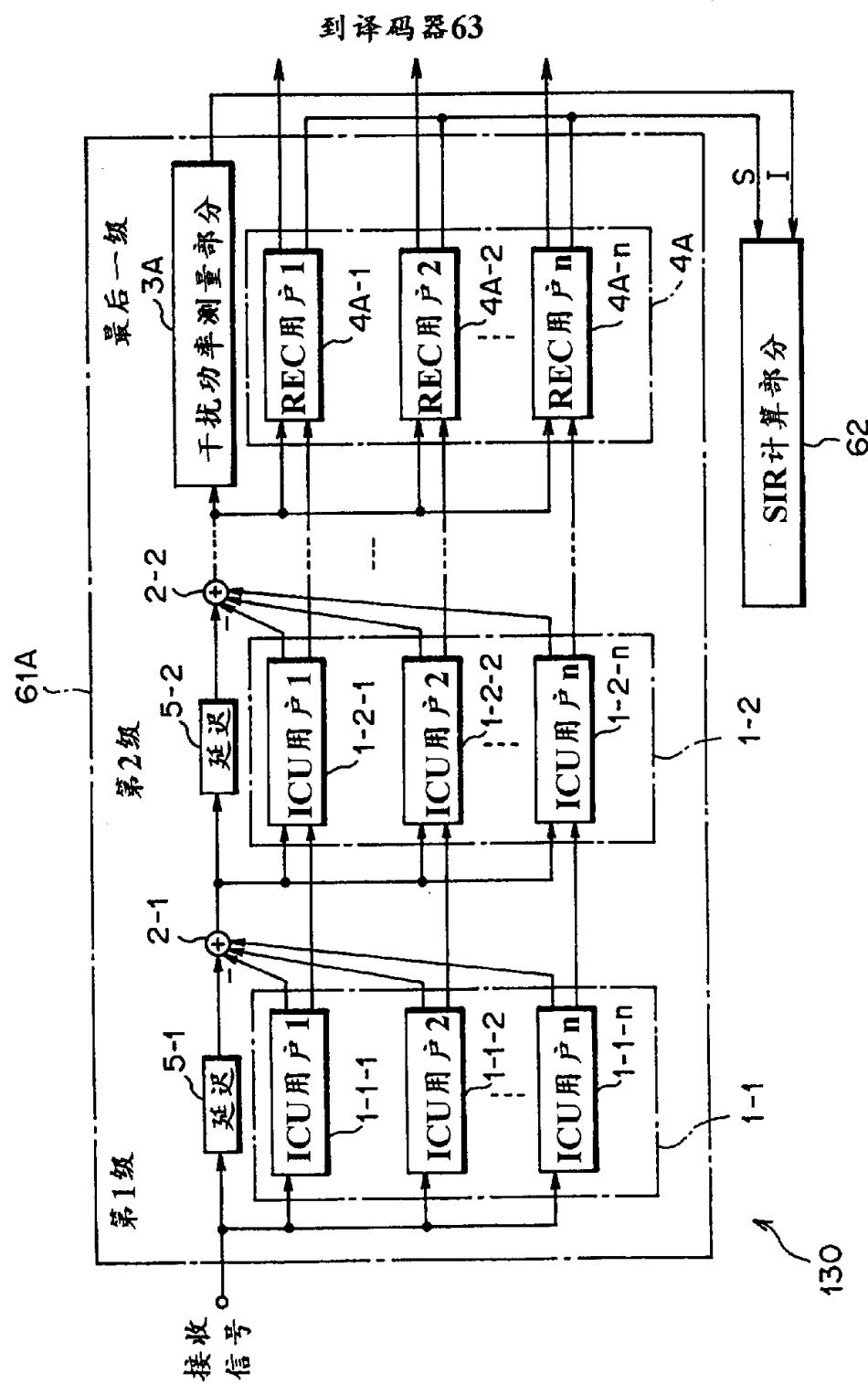


图 7

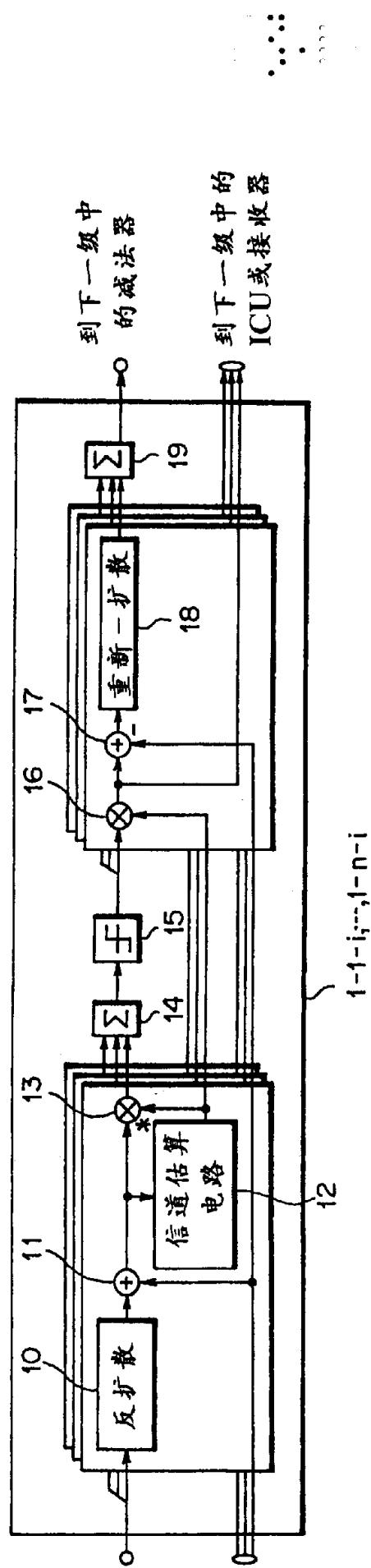


图 8

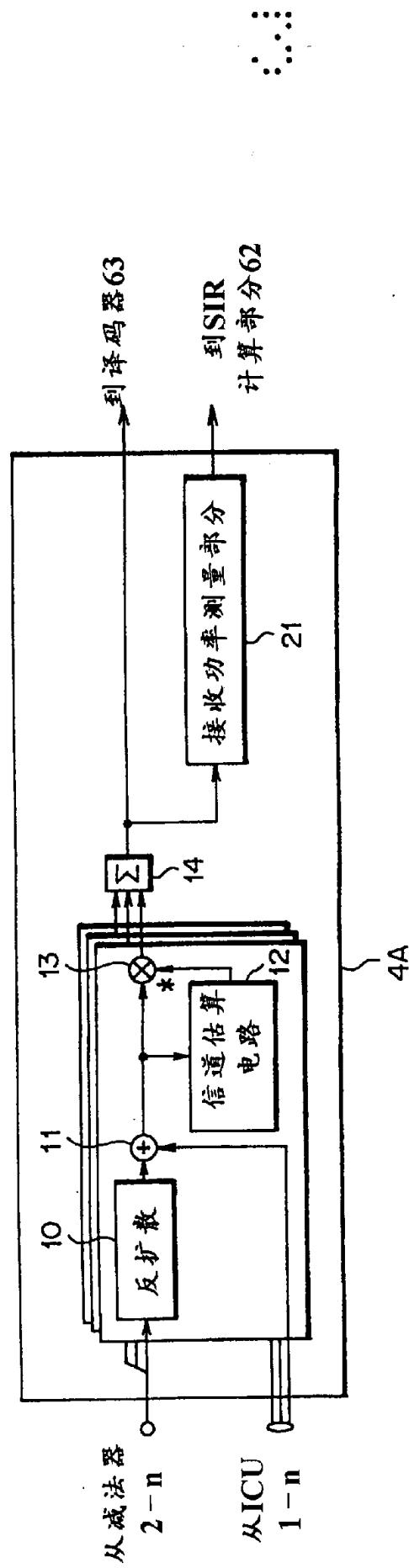


图 9

相关技术

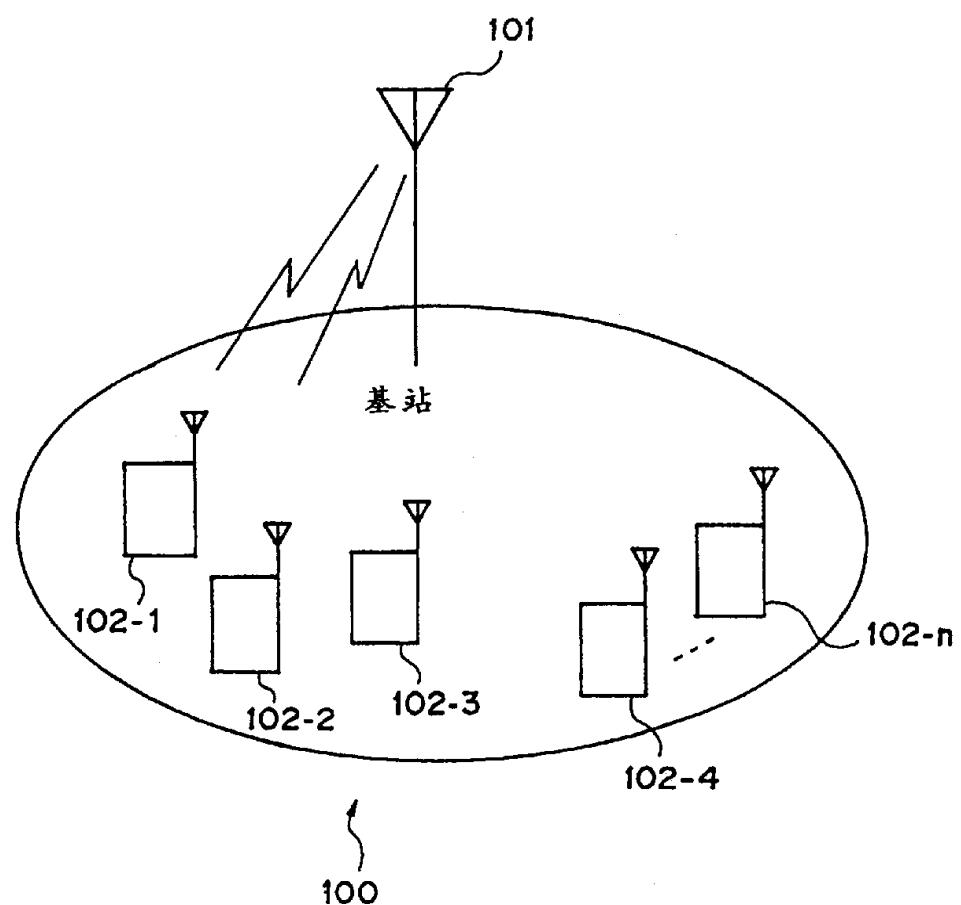


图 10
相关技术

