

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

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

H04B 1/10

H04B 17/00 H04L 1/20



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00812810.3

[45] 授权公告日 2004 年 12 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 1182658C

[22] 申请日 2000.9.12 [21] 申请号 00812810.3

[30] 优先权

[32] 1999.9.13 [33] US [31] 09/394,980

[86] 国际申请 PCT/US2000/024955 2000.9.12

[87] 国际公布 WO2001/020789 英 2001.3.22

[85] 进入国家阶段日期 2002.3.13

[71] 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 Q·吴 P·J·布莱克

N·T·辛德胡沙依那

审查员 石贤敏

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

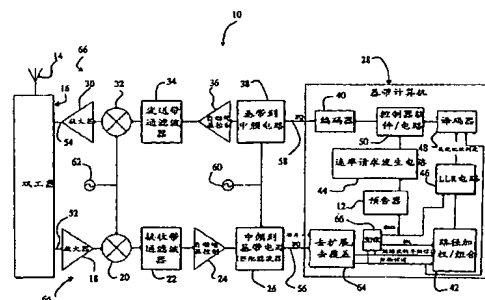
代理人 李家麟

权利要求书 3 页 说明书 18 页 附图 3 页

[54] 发明名称 精确预告信号与干扰噪声比以提高通信系统性能的系统和方法

[57] 摘要

一种系统(10)，用于提供信号与干扰噪声比的精确预告。系统(10)包括第一电路，用于接收通过外部收发机在信道上发送的信号。第二电路根据所接收的信号，产生信号与干扰噪声比的估计的序列。第三电路确定估计序列的元素之间的关系。第四电路使用该关系来提供用于后续接收信号的信号与干扰噪声比预告。



1. 一种接收信号的方法，其特征在于，它包括：

测量所述信号，以形成连续的信扰噪声比估计值序列；

根据多种预定衰落环境中的每一种衰落环境，对所述估计值进行筛选，以形成多个信扰噪声比预告序列，其中，所述多个信扰噪声比预告序列中的每一个对应于所述多种预定衰落环境中的一种衰落环境；

把所述多个信扰噪声比预告序列中的每一个序列与所述序列后面的至少一个信扰噪声比估计值进行比较，以形成多个预告误差，其中，所述多个预告误差中的每一个对应于所述多种预定衰落环境中的一种衰落环境；

根据所述多个信扰噪声比预告序列和所述多个预告误差，形成预告的信扰噪声比。

2. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述多种预定衰落环境包括慢衰落环境。

3. 如权利要求2所述的方法，其特征在于，所述多种预定衰落环境还包括快衰落环境。

4. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述多种预定衰落环境包括快衰落环境。

5. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述筛选包括对所述估计值取平均。

6. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述筛选包括根据有限脉冲响应滤波器对所述估计值进行筛选。

7. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述筛选包括根据无限脉冲响应滤波器对所述估计值进行筛选。

8. 如权利要求7所述的方法，其特征在于，所述筛选还包括根据有限脉冲响应滤波器对所述估计值进行筛选。

9. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述形成预告的信扰噪声比包括选择所述多个预告误差中的一个预告误差。

10. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，它还包括用一补偿值来调节

所述预告的信扰噪声比。

11. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 所述补偿值是常数。

12. 如权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 它还包括根据一种变化的信号环境来调节所述补偿值。

13. 一种接收信号的装置, 其特征在于, 它包括:

信扰噪声比电路, 用于测量所述信号, 以形成连续的信扰噪声比估计值序列;

滤波器组, 用于根据多种预定衰落环境中的每一种衰落环境, 对所述估计值进行筛选, 以形成多个信扰噪声比预告序列, 其中, 所述多个信扰噪声比预告序列中的每一个序列对应于所述多种预定衰落环境中的一种衰落环境;

预告选择器, 用于将所述多个信扰噪声比预告序列中的每一个序列与所述序列后面的至少一个信扰噪声比估计值进行比较, 以形成多个预告误差, 其中, 所述多个预告误差中的每一个误差对应于所述多种预定衰落环境中的一种衰落环境, 并根据所述多个信扰噪声比预告序列和所述多个预告误差, 形成预告的信扰噪声比。

14. 如权利要求 13 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组包括慢衰落信扰噪声预告器。

15. 如权利要求 14 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组还包括快衰落信扰噪声预告器。

16. 如权利要求 14 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组还包括保持滤波器预告器。

17. 如权利要求 13 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组包括快衰落信扰噪声预告器。

18. 如权利要求 13 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组包括保持滤波器预告器。

19. 如权利要求 13 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组包括有限脉冲响应滤波器。

20. 如权利要求 13 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组包括无限脉冲响应滤波器。

21. 如权利要求 20 所述的装置, 其特征在于, 所述滤波器组还包括有限脉冲响应滤波器。

22. 如权利要求 13 所述的装置, 其特征在于, 它还包括一个补偿电路, 用于用一补偿值来调节所述预告的信扰噪声比。

23. 如权利要求 22 所述的装置, 其特征在于, 配置所述补偿电路, 以提供恒定的补偿值。

24. 如权利要求 22 所述的装置, 其特征在于, 配置所述补偿电路, 以根据变化的信号环境来调节所述补偿值。

## 精确预告信号与干扰噪声比以提高通信系统性能的系统和方法

### 发明背景

#### I. 发明领域

本发明涉及通信系统。本发明尤其涉及预告所接收信号的信号与干扰噪声比，以促进在无线通信系统中的数据速率控制的系统。

#### II. 现有技术的描述

在包括搜救以及商业应用等多种需要的应用中使用无线通信系统。此外，在办公网络和互联网应用中，使用无线通信系统来传递计算机数据日益增长。这些应用需要有效的和可靠的通信系统，可以在电衰落和噪声环境中有效地工作，并可以处理高数据传递速率。

蜂窝通信系统的特征是，在与一个或多个基站进行通信时，采用多个移动站（例如，蜂窝电话或无线电话）。从基站到移动站的通信链路是前向链路。从移动站到基站的通信链路是反向链路。

移动站发送的信号由基站接收，并且经常中继到移动交换中心（MSC）。MSC 接着把信号通过选择路由传递到公用电话交换网（PSTN），或传递到另一个移动站。同样，经常把信号从公用电话交换网经由基站和移动交换中心传递到移动站。每个基站管理一个小区，在这个区域中，移动站可以经由基站进行通信。

在典型的移动通信系统中，对信息进行编码、调制，并经过信道发送，以及通过接收机接收、解调和解码。在诸如码分多址（CDMA）蜂窝网络之类的许多现代通信系统中，为了信道噪声、容量和数据安全性等原因，对信息进行数字化编码。卷积编码器或 Turbo 编码器通常执行信息的编码。

如在本技术领域中所众所周知的那样，卷积编码器根据输入序列与其本身或其它信号的卷积把输入数据位序列转换成码字。使用码速率和生成多项式来定义卷积码。数据的卷积编码与维特比解码器相结合是一种众所周知的技术，

用于提供数据的纠错编码和解码。Turbo 编码器使用 Turbo 码，它是诸如卷积码之类的两个或多个组成码（constituent code）的串行或并行链接。

通过接收机相对于发射机的运动，或反之，给出移动通信系统的特征。在移动通信系统中，发射机和接收机之间的通信链路是一个衰落信道。具有在空间飞船上的发射机和基于地面的车辆上的接收机的移动卫星通信系统、蜂窝电话系统以及地面微波系统是衰落通信系统的例子。衰落信道是严重降质的一种信道。从多种效应导致降质，包括多径衰落，严重的衰减是由于所发送信号在大气中和表面上从目标和结构反射而经由多个路径的接收引起的，以及从通信系统的其它用户引起的干扰。损害衰落信道的其它影响包括由于接收机相对于发射机的运动而引起的多普勒频移以及加性噪声（additive noise）。

通常，首先把信息信号转换成适合于通过信道有效发送的形式。信息信号的转换或调制包括根据信息信号如此地改变载波参数，从而把所产生的经调制载波的频谱限制在信道带宽内。在用户位置处，从在经过信道传播之后接收到的经调制载波的形式再现原始的消息信号。一般通过使用源发射机所采用的调制过程的相反过程来得到这种再现。

在 CDMA 系统中，同时把所有频率资源分配给蜂窝网络的所有用户。每个用户使用占据整个频率分配的一个噪声状的宽频带信号。编码器使得在每个发送帧中能够对所必须的冗余数据进行编码，以利用整个频率分配的优点，并且能够以逐帧为基础，进行可变速率发送。

对于话音通信而言，通过使每个用户只按需要发送那么多的数据而使 CDMA 系统的容量最大。这是因为每个用户的发送大大增加了 CDMA 通信系统中的干扰。降低每个用户对容量的负担而不降低对用户的服务质量的一个极有效的手段是借助于可变速率发送。通过当没有要发送的有用语音时删除不必要的发送，采用可变速率通信信道来降低相互干扰。

由于话音通信的特征，一般在 CDMA 系统中利用功率控制来保证每个用户有一条可靠的链路，用于某些固定的数据速率。使用 1995 年 5 月 9 日的，题为“Variable Rate Vocoder”的美国专利 5,414,796 中描述的技术，声码器可以提供语音数据的可变速率源编码。一旦声码器以某一速率产生信息位序列，

功率控制就会尝试把用户调节到以可以支持该速率，但是尽可能小的功率发送。因此，通过抑制每个用户对于总干扰的贡献，功率控制使得 CDMA 话音系统具有最大容量，即，工作用户的数目最多。

对于数据通信而言，测量系统的质量和有效性的参数是传送数据包所要求的发送延迟和系统的平均通过率。发送延迟是一个重要的度量，用于测量数据通信系统的质量。平均通过率是通信系统的数据发送容量的效率的测量。为了使数据通信系统的上述参数最佳，一般利用速率控制来代替功率控制。通过话音和数据通信之间的下述不同特征，可以较佳地理解话音和数据通信系统之间的上述差异。

实际上，话音业务和数据业务之间的显著差别是前者采用精确的和固定的延迟要求。一般，语音帧的总单向延迟必须小于 100 毫秒。对比之下，数据延迟可以变成一个可变参数，用来使数据通信系统的效率最优。特别是，可以利用更有效的纠错编码技术，所述技术要求较大的延迟，比话音业务可以容许的延迟要大得多。在 1996 年 11 月 6 日提出的，题为“SOFT DECISION OUTPUT DECODER FOR DECODING CONVOLUTIONALLY ENCODED CODEWORDS”的美国专利 08/743,688 中揭示了典型的数据有效编码方案，该专利已转让给本发明的受让人，并在此引用作为参考。

话音业务和数据业务之间的另一个显著的差异是前者对于所有用户要求固定的和共同的业务等级（GOS）。一般情况下，对于提供话音业务的数字系统，这就解译成对于所有用户的固定和相等的发送速率，以及对于语音帧的差错率的最大容许值。对比之下，对于数据业务，从用户到用户可以有不同的 GOS，而且可以是经优化的一个参数，以增加数据通信系统的总效率。通常，定义数据通信系统的 GOS 为在传递预定数据量（此后称之为数据分组）中招致的总延迟。

话音业务和数据业务之间的再另一个显著的差异是前者要求可靠的通信链路，在典型的 CDMA 通信系统中，所述可靠的通信链路是软越区切换提供的。软越区切换使得可以从两个或多个基站进行冗余发送，以提高可靠性。然而，数据发送不需要这个附加的可靠性，因为可以重新发送所接收有差错的数据包。对于数据业务，用于支持软越区切换的发送功率可以更有效地用于发送

另外的数据。在题为“Method and Apparatus For Higher Rate Packet Data Transmission”的美国专利第 08/963,386 号中描述了最佳用于数字数据的无线发送的方法和设备，该专利已转让给本发明的受让人，并在此引用作为参考。

作为数据通信的上述特征的结论，所设计的使平均通过量最优的数据通信系统将试图从最佳基站以及以用户可以可靠地支持的最高数据速率  $R_b$  为每个用户服务。在题为“Method and Apparatus For Higher Rate Packet Data Transmission”的美国专利 08/963,386 中揭示了上述结论，该专利已转让给本发明的受让人，并在此引用作为参考。作为上述结论的结果，在现代高数据速率（HDR）系统中，在每个时隙处，基站始终只向一个用户以最大功率发送，并使用速率控制来调节该用户可以可靠接收的最大速率。作为数据通信的特征，通过量对于前向链路比对于反向链路更重要。

正确的速率控制算法包括 2 个环路，内环路和外环路。内环路根据下一个数据包的平均 SINR 和所有数据速率的 SINR 阈值之差而控制前向链路，而外环路根据前向链路 PER 调节数据速率的 SINR 阈值。为了方便起见，分别把数据包的平均 SINR 和所有数据速率的 SINR 阈值称为数据包 SINR 和 SINR 阈值。

SINR 阈值反映现代设计的性能，但是主要通过信道统计学确定。我们期望 SINR 阈值随相当小的方差缓慢地变化，因此根据 PER 的跟踪环路将得到优良性能。关于如何可以完成外环路的进一步的详述和分析不属于本研究的范围。

在本专利中，我们假设 SINR 阈值是固定的，我们将集中在内环路算法的设计上。在内环路中的核心技术是信道预告。

在 HDR 系统中，前向链路话务信道支持 11 个数据速率，每个数据速率相应于与 1、2、4、8 或 16 个时隙相关联的确定的数据包长度。某些数据包长度可以支持多个速率。通常，较高速率与较短数据包长度相关联。

预告器将预告所有数据包长度的下一个数据包 SINR。通过比较预告和 SINR 阈值，移动站将试图请求最高的速率。为了方便起见，把给定数据包长度的下一个数据包 SINR 的预告简称为预告。

在 HDR 系统中，每个时隙经过反向链路数据速率控制（DRC）信道把数

据速率请求信息发送到 BS（基站）一次。BS 包括调度器，它根据公平和有效的优先级算法调度前向链路话务数据包。一旦调度器决定对一个移动站提供服务，就以移动站经过 DRC 信道请求的速率对移动站服务（如果 BS 没有足够的信息位，则实际速率可能较低）。

当接收数据速率请求消息时，基站调节所发送信号的速率。根据通过以前数据包提供的关于信道的信息，对下一个数据包执行调节。基站以不足够的或过高的数据速率进行传播会分别导致较低信道通过量或网络资源的利用率不高。

然而，上述技术的当前实施具有较大的局限性。SINR 可以快速变化。对于以前发送数据包合适的数据速率可能对于以后发送数据包不合适。一个数据包发送与以后的数据包的数据速率请求消息的产生和发送之间的延迟会导致信道通过量降低，特别是，当信道的特征是噪声或其它干扰快速涨落的时候。

因此，本技术领域需要有一种有效的系统和方法，所述系统和方法考虑在根据以前数据包的速率控制信号的确定和对于以后数据包的速率控制信号的应用之间出现 SINR 变化时，使通信系统通过量最大。还需要有一种系统，用于根据变化的 SINR 来调节所发送信号的数据速率。

### 发明概要

本技术领域中的上述需求是通过提供本发明的信号与干扰噪声比的正确预告来实现的。在所描述的实施例，无线通信系统中使用本发明的系统，并包括第一机构，用于接收通过外部发射机在信道上发送的信号。第二机构根据所接收信号产生信号与干扰噪声比的估计序列。第三机构确定估计的序列元素之间的关系。第四机构使用该关系提供用于后续接收的信号的信号与干扰噪声比预告。

在示例实施例中，本发明的系统进一步包括一种机构，用于根据信号与干扰噪声比预告产生数据速率请求消息。发射机把数据速率请求消息发送到外部收发机。外部收发机包括速率控制电路，用于接收数据速率请求消息和根据其调节信号的发送速率。

在特定的实施例中，估计的序列元素之间的关系是基于估计的序列元素的平均值的。第三机构包括滤波器组，用于计算平均值。对于不同的衰落环境，修整与在滤波器组中每个滤波器相关联的传递函数的脉冲响应。不同的衰落环境包括与快速移动系统相关联的一个环境；与慢速移动系统相关联的第二环境；以及与以中速移动的系统相关联的第三系统。

把选择机构连接到滤波器组中的每一个滤波器，并从滤波器组之一选择一个输出。与所选择输出相关联的一个滤波器具有最适合于当前衰落环境的传递函数。在本特定实施例中，根据最小误差标准偏差从滤波器组的输出选择最大输出。所产生的信号与干扰噪声比的正确预告使得能够产生正确的速率请求。

#### 附图简述

图 1 是根据本发明的原理构成的和使用信号与干扰噪声比（SINR）预告器的无线通信系统收发机的图；

图 2 是图 1 的 SINR 预告器的更详细的图；

图 3 是图 2 的 SINR 预告器的更详细的图。

#### 本发明的描述

尽管本发明是参考特定应用的实施例来描述的，但应该理解，本发明并不限于这些实施例。熟悉本技术领域和接触这里提供的原理的技术人员会理解，在本发明的范围内，还可以有其他的修改形式、应用和实施例，并且本发明可以在其他的领域有重要的应用。

CDMA 系统一般使用两种方法之一来发送已知的导频信号和未知的数据信号。该方法包括导频或基准码元辅助方法以及导频信道辅助方法。在导频码元辅助方法中，含有已知码元的导频信号由伪噪声（PN）序列扩展，并插入到通过相同 PN 序列扩展的数据序列中，准备发送到一个或多个移动站。在导频信道辅助方法中，用两个不同的 PN 序列扩展导频信号和数据信号，然后把它们加在一起，发送出去。

图 1 是使用信号与干扰噪声比（SINR）预告器 12 的本发明的无线通信系

统收发机 10 的图。系统 10 表示一个 CDMA 移动站。收发机系统 10 接收的信号在基站（未示出）和系统 10 之间的前向通信链路接收。收发机系统 10 发送的信号在反向通信链路上从收发机系统 10 发送到相关的基站。

为清楚起见，省略了收发机系统 10 的许多细节，如时钟电路、话筒、扬声器等。熟悉本技术领域的技术人员可以容易地实施附加电路而无需过分的试验。

收发机系统 10 是双转换电信收发机，并包括连接到双工器 16 的天线 14。把双工器 16 连接到接收路径，从左到右包括：接收放大器 18、射频（RF）到中频（IF）混频器 20、接收带通滤波器 22、接收自动增益控制电路（AGC）24 以及中频（IF）到基带电路 26。把中频到基带电路 26 连接到基带接收机 28 中的去扩展/去覆盖电路 64 处的基带计算机 28。

双工器 16 还连接到发送路径 66，它包括发送放大器 30、中频到射频混频器 32、发送带通滤波器 34、发送 AGC 36 以及基带到中频电路 38。在编码器 40 处把发送基带到中频电路 38 连接到基带计算机 28。

把在基带计算机 28 中的去扩展/去覆盖电路 64 的输出连接到 SINR 电路 66 以及路径加权和组合电路 42。把 SINR 电路 66 的输出连接到 SINR 预告器 12、LLR 电路 46 以及路径加权和组合电路 42。

把速率请求发生电路 44 的输入连接到 SINR 预告器 12 的输出。把对数似然比（LLR）电路 46 的输出连接到解码器 48 的输入，在本特定实施例中，解码器 48 是一个 Turbo 解码器。把 LLR 电路 46 的输入连接到路径加权和组合电路 42 的输出。把解码器 48 的输出连接到控制器 50 的输入，控制器 50 还连接到速率请求发生电路 44 以及编码器 40 的输入。

天线 14 接收和发送射频信号。连接到天线 14 的双工器 16 便于接收射频信号 52 和发送射频信号 54 的隔离。

操作中，把天线 14 接收的射频信号 52 引导到接收路径 64，信号在那里通过接收放大器 18 放大，通过射频到中频混频器 20 混频到中频，通过接收带通滤波器 22 滤波，通过接收 AGC 24 增益调节，然后通过中频到基带电路 26 转换成数字基带信号 56。然后把数字基带信号 56 输入到数字基带计算机 28。

在本实施例中，接收机系统 10 适合于使用四相移相键控（QPSK）扩展和

去扩展技术，而数字基带信号 56 是正交调幅（QAM）信号，它包括同相（I）和正交（Q）两个信号分量。I 和 Q 基带信号 56 表示从 CDMA 电信收发机（诸如在基站中使用的收发机）发送的导频信号和数字信号两者。

在发送路径 66 中，通过基带到中频电路 38 把数字基带计算机输出信号 58 转换成模拟信号，混频成中频信号，通过发送带通滤波器 34 滤波，通过中频到射频混频器 32 混频到射频，通过发送放大器 30 放大，然后经过双工器 16 和天线 14 发送出去。

分别把接收和发送路径 64 和 66 两者连接到数字基带计算机 28。数字基带计算机 28 处理所接收的基带数字信号 56，并输出数字基带计算机输出信号 58。基带计算机 28 可以包括功能，如信号到数据转换，或反之。

基带到中频电路 38 包括各种元件（未示出），如数模转换器（DAC）、混频器、加法器、滤波器、移相器以及本地振荡器。基带计算机输出信号 58 包括同相（I）和正交（Q）两个信号分量，它们的相位差  $90^\circ$ 。把输出信号 58 输入到模拟基带到中频电路 38 中的数模转换器（DAC）（未示出），信号在那里转换成模拟信号，然后通过低通滤波器（未示出）滤波，以准备进行混频。输出信号 58 的相位分别通过包括在基带到中频电路 38 中的  $90^\circ$  移相器（未示出）、基带到中频混频器（未示出）以及加法器（未示出）进行调节、混频和相加。

加法器把中频信号输入到发送 AGC 电路 36，在那里调节经混频中频信号的增益，以准备通过发送带通滤波器 34 滤波，通过中频到发送混频器 32 混频到射频，通过发送放大器 20 放大，并最终通过双工器 16 和天线 14 无线电发送。

同样，接收路径 64 中的中频到基带电路 26 包括一些电路（未示出），如模数（ADC）转换器、振荡器和混频器。把从接收 AGC 电路 24 输出的所接收经增益调节的信号传递到中频到基带电路 26，信号通在那里通过混频电路混频到基带，然后通过模数转换器（ADC）（未示出）转换成数字信号。

基带到中频电路 38 和中频到基带电路 36 两者使用通过第一振荡器 60 提供的振荡器信号，以便于混频功能。接收射频到中频混频器 20 和发送中频到射频混频器 32 使用从第二振荡器 62 输入的振荡器信号。可以分别实施第一

和第二振荡器 60 和 62 作为从主基准振荡器信号得到输出信号的锁相环（未示出）。

熟悉本技术领域的人员会理解，可以使用其它类型的接收和发送路径 64 和 66 来代替而不偏离本发明的范围。如放大器 18 和 30、混频器 20 和 32、滤波器 22 和 34、AGC 电路 24 和 36 以及频率转换电路 26 和 38 之类的各种元件是标准元件，并且可以由熟悉本技术领域基本技术和接触本原理的人员可以容易地构造。

在基带计算机 28 中，把所接收的 I 信号和 Q 信号 56 输入到去扩展/去覆盖电路 64，在那里从所接收的 I 信号和 Q 信号 56 获取包括导频信号的导频信道和包括数据信号的数据信道。从去扩展/去覆盖电路 64 把导频信道和数据信道提供给 SINR 电路 66 和路径加权及组合电路 42。

SINR 电路 66 把包括 SINR 值（即，取样）的序列的 SINR 信号输出到 SINR 预告器 12 和 LLR 电路 46。SINR 电路 66 还把干扰能量（ $1/N_t$ ）的倒数输出到路径加权和组合电路 42。

还把通过去扩展/去覆盖电路 64 提供给路径加权和组合电路 42 的去扩展和去覆盖数据信道信号提供给解码器 48，信号在那里解码，并传递到控制器 50。在控制器 50 处，对经解码的信号进行处理，以输出话音或数据，或产生反向链路信号，用于传递到相关联的基站（未示出）。

路径加权和组合电路 42 计算所接收的信号（相应于数据信道信号）的多径分量的最佳比值路径组合权，对合适的路径进行加权，组合多个路径，并把经总加和经加权的路径作为度量提供给 LLR 电路 46。

LLR 电路 46 使用来自路径加权和组合电路 42 带有 SINR 电路 66 提供的 SINR 估计的度量，以产生最佳 LLR 和软解码器判定值。可应用的 LLR 电路的结构在本技术领域是众所周知的。在一个较佳实施中，LLR 电路 46 是根据 1999 年 5 月 13 日提出的，题为“SYSTEM AND METHOD FOR PERFORMING ACCURATE DEMODULATION OF TURBO-ENCODED SIGNALS VIA PILOT ASSISTED COHERENT DEMODULATION”的共同待批美国专利申请 09/311,793 中的原理来构成的，该专利已转让给本发明的受让人，并在此引用作为参考。

把最佳 LLR 值提供给解码器 48，以便于所接收的数据信道信号的解码。然后控制器 50 处理经解码的数据信道信号，以通过扬声器或其它装置（未示出）输出语音或数据。控制器 50 还控制把语音信号和数据信号从输入装置（未示出）发送到编码器 40，以准备用于发送。

速率请求发生电路 44 根据 SINR 预告器 12 提供用于下一数据包的预告 SINR 值，产生速率控制消息。SINR 预告器 12 使用滤波器组（下文中将作更详细的描述）来进行 SINR 预告，它启动速率请求发生电路 44，以提供正确的速率控制消息。

速率请求发生电路 44 把预告 SINR 与一组预定的阈值进行比较。速率请求发生电路 44 根据预告 SINR 信号相对于各个阈值的相对量值而产生速率控制请求消息。速率请求发生电路 44 的确切细节是专用的，熟悉本技术领域基本技术的人员能够容易地确定和实施，以满足特定应用的需要。

速率请求发生电路 44 接着提供速率控制消息，也称为速率请求消息，把它传递到控制器 50。控制器 50 准备速率请求消息，用于通过编码器 40 进行编码，最终通过发送路径 66、双工器 16 以及天线 14 传递到相关联的基站（未示出）。当基站接收到速率请求消息时，基站相应地调节所发送信号的速率。

来自 SINR 电路 66 的正确 SINR 估计和总干扰噪声码片能量  $N_t$  估计改进了速率请求发生电路 44 的性能，并改进了解码器 48 的性能，从而提高了收发机系统 10 和相关联的电信系统的通过量和效率。

SINR 估计电路在本技术领域是众所周知的。在一个较佳实施中，SINR 电路 66 是根据 1999 年 5 月 11 日提出的，题为“SYSTEM AND METHOD FOR PROVIDING AN ACCURATE ESTIMATION OF RECEIVED SIGNAL INTERFERENCE FOR USE IN WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS”的美国共同待批专利申请 09/310,053 来构成的，该专利已转让给本发明的受让人，并在此引用作为参考。

图 1 所示的收发机 10 可以容易地用于基站中，而不是用于移动站，这时，收发机 10 将包含构成在控制器 50 上运行的软件的速率和功率调节功能。熟悉本技术领域基本技术和接触本原理的人员能容易地构成合适的软件。

虽然在本特定实施例，预告器 12 把 SINR 预告提供给速率请求发生电路

44, 但是熟悉本技术领域的人员会理解, 如功率控制电路之类的其它类型的电路可以使用 SINR 预告而不偏离本发明的范围。

图 2 是图 1 中所示 SINR 预告器 12 的更详细的图。SINR 预告器 12 包括滑窗平均滤波器 70, 它接收来自图 1 的 SINR 电路 66 的 SINR 取样作为输入。SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 也接收 SINR 取样作为输入。

把平均滤波器 70 的输出连接到滤波器输出分贝转换器 74 的输入。把分贝转换器 74 的输出并联连接到快速衰落 SINR 预告器 76 的输入、慢速衰落 SINR 预告器 78 的输入和保持预告器 80 的输入。把快速衰落 SINR 预告器 76、慢速衰落 SINR 预告器 78 和保持预告器 80 的输出连接到预告选择器 82。把快速衰落 SINR 预告器 76 的另一个输出并联连接到慢速衰落 SINR 预告器 78 的输入和保持预告器 80 的输入。把 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 的输出并联连接到慢速衰落 SINR 预告器 78 的输入和保持预告器 80 的输入。

操作中, 平均滤波器 70 和 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 接收来自图 1 中 SINR 电路 66 的 SINR 取样。平均滤波器 70 对预定取样数目的所接收的 SINR 取样计算平均值。预定取样数目是专用的, 熟悉本技术领域基本技术的人员能容易地确定预定取样数目, 以满足给定应用的需要。

通过滤波器输出分贝转换器 74 把从平均滤波器 70 输出的平均 SINR 取样转换成分贝标度。然后, 把所产生的滤波分贝标度 SINR 取样并联提供给快速衰落 SINR 预告器 76、慢速衰落 SINR 预告器 78 和保持预告器 80。

SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 对所接收的 SINR 取样进行滤波, 并产生 SINR 取样的分贝值作为输出, 把分贝值的平均值调节到零。SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 是专用的, 熟悉本技术领域基本技术的人员能容易地确定。把所产生的经转换和经滤波的取样提供给慢速衰落 SINR 预告器 78 和保持预告器 80。

快速衰落 SINR 预告器 76、慢速衰落 SINR 预告器 78 和保持预告器 80 形成滤波器组。在快速衰落信号环境中, 设计快速衰落 SINR 预告器 76 以产生最小标准偏差的预告误差作为输出。同样, 在慢速衰落信号环境中, 慢速衰落 SINR 预告器 78 产生最小标准偏差的预告误差作为输出, 而在中速衰落信号环境中, 保持预告器 80 产生最小标准偏差的预告误差作为输出。

预告选择器 82 从 SINR 预告器 76、78 和 80 的输出选择具有最小标准偏差的预告误差值的信号，它最能代表当前的衰落信号环境。从预告选择器 82 输出所选择的预告，熟悉本技术领域基本技术的人员能容易地实施所述选择器。使 SINR 预告器 76、78 和 80 的输出补偿预定的倍数，以防止 SINR 预告的过调节，这将在下文中作更详细地描述。

熟悉本技术领域的人员能够理解，可以使用单个滤波器来代替包括 SINR 滤波器 76、78 和 80 的滤波器组而不偏离本发明的范围，所述单个滤波器所具有的传递函数系数是根据变化的衰落信号环境有选择地改变的。此外，可以使用不同的滤波系数和/或其他滤波器，而不偏离本发明的范围。

SINR 预告器 76、78 和 80 是线性预告滤波器，并设计成模拟 Wiener 滤波器性能。

一般说来，信号  $y(n)$  通常包含信号分量  $x(n)$  和噪声分量  $w(n)$ ，使得  $y(n)=x(n)+w(n)$ ，其中， $n$  是取样数。所要求的信号总是  $x(n)$  的线性函数，而且可以根据  $y(n)$  来估计。在本情况中， $x(n)$  表示 SINR 取样。

预告是一种特殊情况，在当前观察之前对所要求的信号进行估计。所要求的信号  $d(n+D)$  是  $y(n)$  前面的  $D$  个取样，其中， $D$  是预定数，而且在本实施例中是大于或等于 5 个取样。所要求的信号  $d(n)$  的预告  $\hat{d}(n)$  和所要求的信号  $d(n)$  之间的差是误差  $e(n)$ 。在本技术领域众所周知的是，从产生最小均方差的意义上说，最佳线性滤波器是 Wiener 滤波器。

本实施例中的期望信号  $d(n)$  是在数据包长度上的平均 SINR。不同的数据包长度相应于不同的所要求的信号。图 1 中的收发机 10 对 5 种不同数据包大小（1、2、4、8 和 16 时隙数据包）进行预告。根据路径组合的 SINR 估计（它每半个时隙更新一次）的接收，图 1 中的收发机 10（相应于移动站）使预告器 12 运行 5 次，分别相应于 {1、2、4、8、16} 时隙的数据包大小。因此，对于 5 种不同的数据包长度，用象预告延迟和滤波系数等不同的参数，预告器 12 更新图 3 中示出的处理 5 次。

图 3 是通过图 2 所示的 SINR 预告器 12 实施给定数据包长度的 SINR 预告的更详细的图。SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 包括第一分贝转换器 90，它的输入接收来自图 1 中的 SINR 电路 66 的 SINR 取样，而把它的输出连接

到减法器 92 的正端和滤波器 ( $F_1$ ) 96 的输入。把滤波器 96 的输出连接到第一减法器 92 的负端。

操作中, SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 通过分贝转换器 90 把所接收的 SINR 取样转换成分贝标度, 并通过第一滤波器 96 对分贝信号进行滤波。从来自分贝转换器 90 的分贝取样中减去经滤波的分贝取样。由下列公式描述 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 的输出:

$$u_o(n) = u(n) - m_u(n) \quad (1)$$

其中,  $u_o(n)$  表示 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 的输出取样;  $u(n)$  表示从分贝转换器 90 输出的分贝标度取样; 而  $m_u(n)$  表示从第一滤波器 96 输出的分贝标度取样输出的平均值。

下列公式描述第一滤波器 96 的传递函数  $F_1(z)$ :

$$F_1(z) = \frac{\lambda}{1 - (1 - \lambda)z^{-1}} \quad (2)$$

其中,  $\lambda$  是常数系数, 而  $z$  是复数变量。系数  $\lambda$  是专用的, 熟悉本技术领域基本技术的人员能容易地确定该系数, 以满足给定应用的需要。

还把从图 1 的 SINR 电路 66 接收的 SINR 取样输入到滑窗平均滤波器 70。平均滤波器 70 对  $L$  个取样计算 SINR 取样平均值, 其中,  $L$  表示给定的数据包长度。

把平均滤波器 70 的输出连接到滤波器输出分贝转换器 74, 它根据本技术领域众知的方法把平均滤波器 70 的输出转换成分贝标度。把所产生的表示所要求信号的分贝值输入到快速衰落 SINR 预告器 76、慢速衰落 SINR 预告器 78 和保持预告器 80。

在快速衰落 SINR 预告器 76 中, 把滤波器输出分贝转换器 74 的输出连接到第二减法器 106 的负端。把分贝转换器 74 的输出连接到滤波器 ( $F_3$ ) 100。把滤波器 100 的输出连接到第一延迟 102、第一补偿电路 104、并分别连接到保持预告器 80 和慢速衰落 SINR 预告器 78 中的第一加法器 120 和第二加法器 150。把第一补偿电路 104 的输出连接到预告选择器 82 的输入。把第二减法器电路 106 的第二输入连接到第一延迟 102 的输出。把第二减法器电路 106 的输出连接到第一平方电路 108, 它具有连接到第一滤波器 ( $F_4$ ) 112 的输入的一个输出。把滤波器 112 的输出连接到第一平方根电路 114 的输入。把第

一平方根电路 114 的输出连接到第一补偿电路 104 的输入。

操作中，在滤波器  $F_3$  100 处和第二减法器 106 的负端处，快速衰落 SINR 预告器 76 接收来自滤波器输出分贝转换器 74 的分贝标度取样。滤波器  $F_3$  100 计算分贝值的长期平均值，并通过下列公式表示：

$$m_d(n) = \hat{d}_1(n+D) = (1-\alpha)m_d(n-1) + \alpha d(n) \quad (3)$$

其中， $m_d(n)$ 是在特定取样  $n$  处所接收的分贝标度取样的长期平均值，并表示平均的 SINR 预告  $\hat{d}_1(n+D)$ ，它是将来的  $D$  个取样，其中， $D$  是根据给定数据包长度的预定延迟。 $\alpha$  是滤波器 100 的传递函数( $F_3$ )的预定系数； $d(n)$ 是分贝转换器 74 的当前输出，而  $m_d(n-1)$ 是一个取样以前的长期平均值。还通过下列公式描述滤波器 100 的传递函数  $F_3$ ：

$$F_3(z) = \frac{\alpha}{1-(1-\alpha)z^{-1}} \quad (4)$$

其中， $z$  是复数变量，而  $\alpha$  是如上所述的预定系数。熟悉本技术领域基本技术的人员能容易地确定  $\alpha$ ，以满足给定应用的需要。

通过第一延迟电路 102 使从滤波器 100 输出的长期平均值  $m_d(n)$  延迟  $D$  个取样，并提供给第二减法器 106 的正端。第二减法器从长期平均值  $m_d(n)$  中减去从滤波器输出分贝转换器 74 输出的  $d(n)$ ，并根据其提供预告误差信号  $e_1(n)$ 。分别通过平方电路 108 和第一滤波器  $F_4$  112 对所产生的误差信号  $e_1(n)$  取平方和滤波。第一滤波器  $F_4$  112 是无限脉冲响应滤波器 (IIR)，它具有下列公式描述的传递函数  $F_4(z)$ ：

$$F_4(z) = \frac{\beta}{1-(1-\beta)z^{-1}} \quad (5)$$

其中， $\beta$  是滤波系数，其它变量如上所述。

把经滤波的（即，经平均和经平方的）值输入到平方根电路 114，它计算误差信号  $e_1(n)$  的均方根平方 ( $rmse_1$ )。把均方根误差  $rmse_1$  提供给第一补偿电路 104，在那里使  $rmse_1$  乘以预定常数  $k_1$ 。 $k_1$  的确切值是专用的，可以是常数，或可以是根据变化的信号环境通过其它电路（未示出）或软件程序而动态地更新的。

下列公式给出均方根误差  $rmse_1$ ：

$$rmse_1(n) = \sqrt{(1-\beta) \cdot mse_1(n-1) + \beta[e_1(n)]^2} \quad (6)$$

其中,  $\beta$  如公式 (5) 所给定; 均方误差  $mse_1(n-1)$  代表一个取样以前第一滤波器  $F_4 112$  的输出。

第一补偿电路 104 使第一预告  $\hat{d}_1(n+D)$  减小  $k_1 \cdot rmse_1$ , 以减小预告过调节。减小了的第一预告表示为  $\hat{d}_1(n+D)$ , 并由下式给出:

$$\hat{d}_1(n+D) = \hat{d}_1(n+D) - k_1 \cdot rmse_1(n) \quad (7)$$

其中, 变量如上所给定。

慢速衰落 SINR 预告器 78 和保持预告器 80 的结构与快速衰落 SINR 预告器 76 的结构相似。然而, 慢速衰落 SINR 预告器 78 包括另外一个滤波器  $F_2 116$  以及第一加法器 150。保持预告器 80 包括另外一个保持滤波器 118 和第二加法器 120。第一加法器 150 和第二加法器 120 接收从快速衰落 SINR 预告器 76 的滤波器  $F_3 100$  输出的长期平均值  $m_d(n)$ 。

慢速衰落 SINR 预告器 78, 从左到右和从上到下, 第三减法器 122、第二平方电路 124、第二滤波器  $F_4 128$ 、第二平方根电路 130、滤波器  $F_2 116$ 、第一加法器 150、第二延迟器 132 以及第二补偿电路 134。

操作中, 滤波器  $F_2 116$  对来自 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 的输出进行滤波。下式给出第二滤波器  $F_2 116$  的传递函数  $F_2(z)$ :

$$F_2(z) = \frac{\mu}{1 - (1-\mu)z^{-1}} \quad (8)$$

其中,  $\mu$  是预定的滤波系数。下式给出第二滤波器  $F_2 116$  的输出  $\hat{d}_0(n+D)$ :

$$\hat{d}_0(n+D) = (1-\mu)\hat{d}_0(n+D-1) + \mu u_0(n) \quad (9)$$

其中,  $\mu$  由上式给出;  $\hat{d}_0(n+D-1)$  是延迟一个取样的输出  $\hat{d}_0(n+D)$ ; 而  $u_0(n)$  是 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 的输出。

把通过公式 (9) 描述的滤波器  $F_2 116$  的输出输入到第一加法器 150 的一个端子, 与快速衰落 SINR 预告器 76 提供的长期平均值  $m_d(n)$  的输出相加。把所产生的和表示为  $\hat{d}_2(n+D)$ , 并由下式给出:

$$\hat{d}_2(n+D) = \hat{d}_0(n+D) + m_d(n) \quad (10)$$

其中, 变量由前面给出。

把公式 (10) 给出的第一加法器 150 的输出并联地输入到第二延迟器 132 和第二补偿电路 134。延迟器 132 使第一加法器 150 的输出延迟  $D$ , 并把结果

提供给第三减法器 122 的正端。第三减法器从经延迟的结果中减去滤波器输出分贝转换器 74 的输出  $d(n)$ ，以产生由下式给出的第二误差信号  $e_2(n)$ ：

$$e_2(n) = \hat{d}_2(n) - d(n) \quad (11)$$

其中， $\hat{d}_2(n)$  是第一加法器 150 的延迟输出，即，是第二延迟器 132 的输出，而  $d(n)$  是滤波器输出分贝转换器 74 的输出。

分别由第二平方电路 124 和第二滤波器  $F_4$  128 对所产生的误差信号  $e_2(n)$  进行平方和滤波。公式 (5) 中给出第二滤波器  $F_4$  128 的传递函数。第二平方根电路 130 计算滤波器  $F_4$  128 的输出，并产生下列输出：

$$rmse_2(n) = \sqrt{(1 - \beta)mse_2(n-1) + \beta[e_2(n)]^2} \quad (12)$$

其中， $rmse_2(n)$  是误差信号  $e_2(n)$  的均方根误差；均方误差  $mse_2(n-1)$  是延迟了一个取样的第二滤波器  $F_4$  128 的输出；并且其它变量和常数如上文中给出的那样。

使所产生的均方根误差  $rmse_2(n)$  乘以预定的因子  $k$ ，并从第一加法器 150 的输出减去结果，而给出下列输出：

$$\hat{d}_2(n+D) = \hat{d}_2(n+D) - k_2 \cdot rmse_2(n) \quad (13)$$

其中，常数和变量如上所述。把第二补偿电路 134 的输出  $d_2'(n+D)$  提供给预告选择器 82。

预定因子  $k_2$  是专用的，熟悉本技术领域基本技术的人员能容易地确定该因子。因子  $k_2$  可以与第一补偿电路 104 和第三补偿电路 148 中使用的因子  $k_1$  和  $k_3$  相等，或可以动态地变化，而不偏离本发明的范围。

保持预告器 80 从左到右以及从上到下包括，第四减法器 136、第三平方电路 138、第三滤波器  $F_4$  142、第三平方根电路 144、第三延迟电路 146、保持滤波器电路 118，第二加法器 120 以及第三补偿电路 148。

在本特定实施例中，只在数据包长度小于或等于 2 个时隙时才使用保持预告器 80。通过电路（未示出）选择性地激励保持预告器 80，所述未示出的电路确定数据包长度何时小于或等于 2 个时隙，并选择性地启动保持预告器 80 的输出。

操作中，保持预告器 80 对 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 的输出进行滤波，并把结果提供给第二加法器 120 的一个端子，与快速衰落 SINR 预告器

76 的滤波器 100 的输出  $m_d(n)$  相加。由下式给出加法器 120 的输出：

$$\hat{d}_3(n+D) = u_o(n) \cdot \text{HoldWeight} + m_d(n) \quad (14)$$

其中，保持滤波器电路 118 提供“保持加权 (HoldWeight)”，而  $u_o(n)$  是 SINR 取样分贝转换器和滤波器 72 的输出。

第三延迟器使所产生的输出延迟  $D$  个取样，以产生  $\hat{d}_3(n)$ 。然后从经延迟的取样  $\hat{d}_3(n)$  中减去分贝转换器 74 的输出  $d(n)$ ，以产生下式给出的第三误差信号  $e_3(n)$ ：

$$e_3(n) = \hat{d}_3(n) - d(n) \quad (15)$$

其中，变量如上文中所给出。

接着的第三平方电路 138、第三滤波器  $F_4$  142 以及第三平方根电路 144 计算由下式描述的误差信号  $e_3(n)$  的均方根误差信号  $\text{rmse}_3(n)$ ：

$$\text{rmse}_3(n) = \sqrt{(1-\beta)\text{mse}_3(n-1) + \beta[e_3(n)]^2} \quad (16)$$

其中，均方误差  $\text{mse}_3(n-1)$  是延迟了一个取样的第三滤波器  $F_4$  142 的输出；而其它常数和变量如上文给出。在公式 (5) 中给出第三滤波器  $F_4$  142 的传递函数。

通过第三保持电路 148，将所产生的均方根误差  $\text{rmse}_3(n)$  乘以预定的常数  $k_3$ ，并从第二加法器 120 的输出  $\hat{d}_3(n)$  中减去结果，得到下面的输出：

$$\hat{d}_3(n+D) = \hat{d}_3(n+D) - k_3 \cdot \text{rmse}_3(n) \quad (17)$$

其中，常数和变量如上文给出的那样。把公式 (17) 给出的结果提供给预告选择器电路 82。

预告选择器 82 选择具有最小  $\text{rmse}$  值的预告作为给定数据包长度的最终预告。对于 1 时隙和 2 时隙数据包，预告选择器 82 从快速衰落预告器 76、慢速衰落预告器 78 以及保持预告器 80 中进行选择。对于 4、8 和 16 时隙数据包，预告选择器 82 从快速滤波器 76 和慢速衰落滤波器 78 中作出选择。

延迟器 102、132 和 146 提供  $D$  个半个时隙的延迟，其中， $D$  是对于给定数据包长度的预告等待时间。预告器 12 每半个时隙接收一次 SINR 估计取样，但是只在每两个半个时隙产生一次数据包平均 SINR 预告。此外，每个半个时隙应用滤波器  $F_1$  96 一次，每 2 个半个时隙应用具有传递函数  $F_2$ 、 $F_3$  和  $F_4$  的滤波器 100、112、116、128 和 142 一次。传递函数  $F_1(z)$ 、 $F_2(z)$ 、 $F_3(z)$

和  $F_4(z)$  的描述略去了抽取处理。然而，熟悉本技术领域基本技术的人员能容易地相应调节传递函数。

熟悉本技术领域的人员会理解，可以在软件中实施 SINR 预告器 12，而不偏离本发明的范围，在这种情况下，根据上述规定，可以容易地接通或断开滤波器 96、100、112、128、142 和 116。

因此，这里已经参考特定应用的特定实施例描述了本发明。熟悉本技术领域基本技术和接触本原理的人员会理解，另外的修改、应用和实施例在本发明的范围内。

因此，后文中的权利要求书包括了本发明范围内的所有应用、修改和实施例。

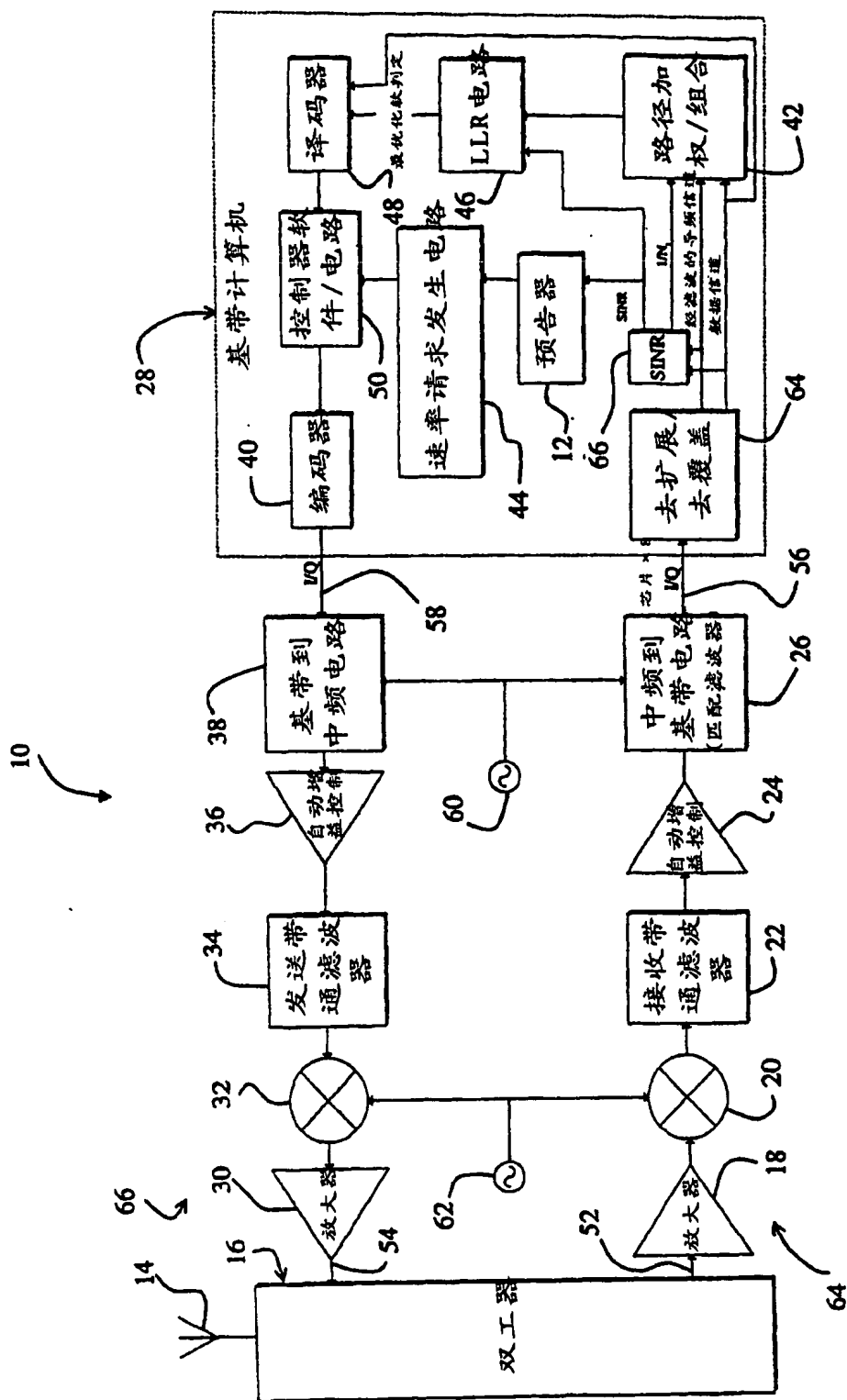


图 1

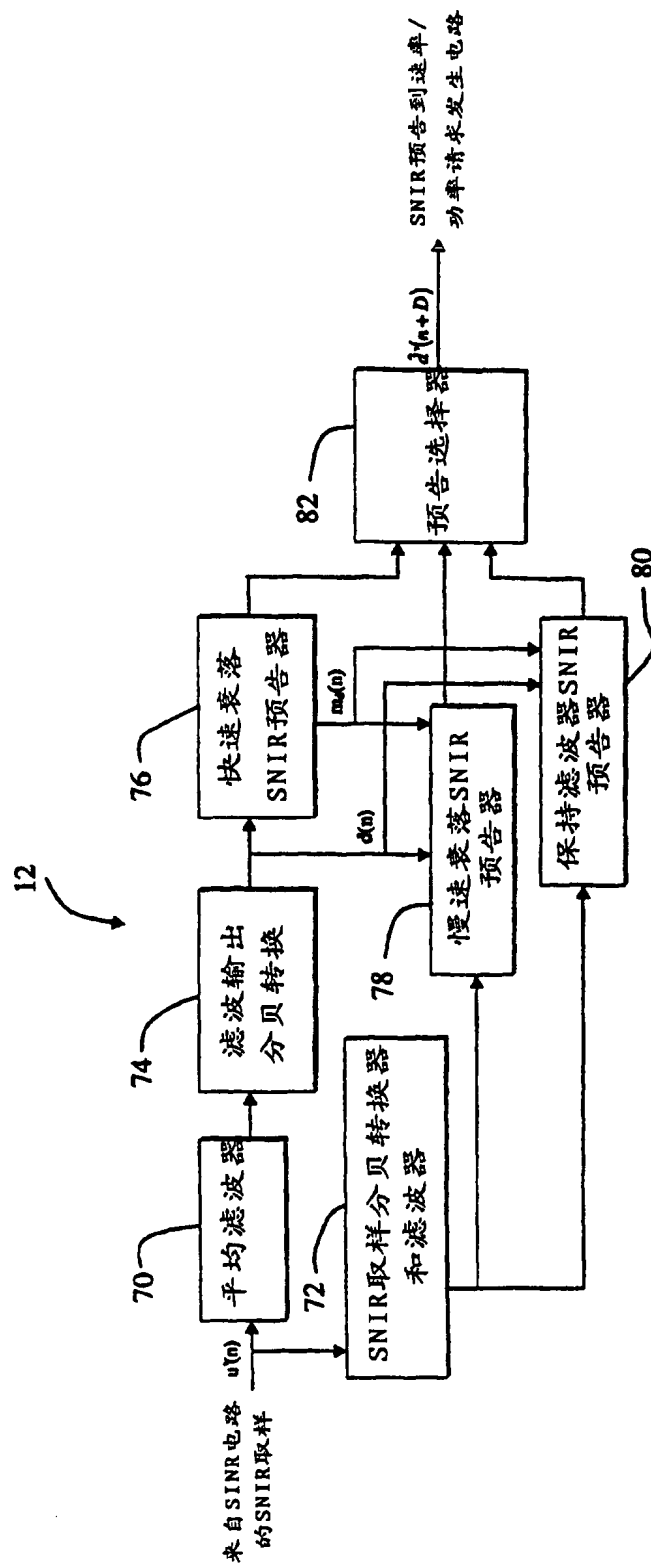


图 2

