[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04B 7/005
H04B 7/26

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97198127.2

[45] 授权公告日 2004 年 1 月 14 日

[11] 授权公告号 CN 1134909C

[22] 申请日 1997.9.23 [21] 申请号 97198127.2
[30] 优先权
[32] 1996. 9.27 [33] US [31] 722,763
[86] 国际申请 PCT/US97/16977 1997.9.23
[87] 国际公布 WO98/13951 英 1998.4.2
[85] 进入国家阶段日期 1999.3.22
[71] 专利权人 夸尔柯姆股份有限公司
地址 美国加州圣地埃哥
[72] 发明人 K·W·桑兹
审查员 马志远

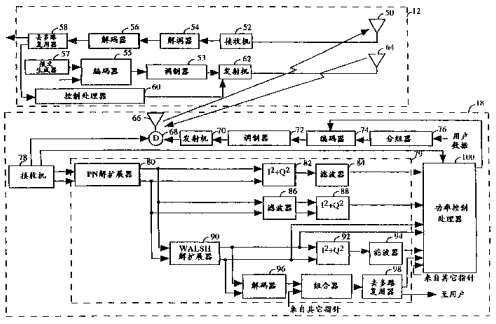
[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所
代理人 李 湘

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 4 页

[54] 发明名称 测量扩展谱通信系统内链路质量的方法和装置

[57] 摘要

本发明是一种提供接收信号质量量度的新颖改进方法，它在闭环功率控制系统中发射机发射功率的控制上作了优化设计。 本发明虽然在扩展谱通信系统的背景下描述，但是它同样也可以用于其它类型的通信系统。 在本发明中，所描述的功率控制系统被用于控制从基站到移动站的发射功率(称为前向链路发射)。



ISSN1008-4274

1.一种在CDMA通信系统中的闭环功率控制系统中生成功率控制命令的方法，其特征在于，它包含：

测量带内能量值；

测量导频信道能量；

根据导频分数值标度所述导频信道能量，以提供非干扰能量值；

从所述带内能量值中减去所述非干扰能量值，以提供干扰噪声值；

测量接收信号的数据位能量；

根据所述干扰噪声值和所述数据位能量计算信噪比；以及

按照所述信噪比，产生功率控制命令。

2.如权利要求1所述的方法，其特征在于，它还包含将所述信噪比与预定阈值进行比较。

3.如权利要求1所述的方法，其特征在于，它还包含从一远端通信装置接收所述导频分数值。

4.如权利要求1所述的方法，其特征在于，测量所述数据位能量包括：

测量符号能量值；以及

根据数据速率值标度所述符号能量值。

5.如权利要求4所述的方法，其特征在于，所述测量所述数据位能量包含确定所述数据速率值。

6.如权利要求4所述的方法，其特征在于，所述测量所述数据位能量包含从一远端通信装置接收所述数据速率值。

7. 一种在CDMA通信系统中的闭环功率控制系统，其特征在于，它包含：

测量带内能量值的装置；

测量导频信道能量的装置；

根据导频分数值标度所述导频信道能量以提供非干扰能量值的装置；

从所述带内能量值中减去所述非干扰能量值以提供干扰噪声值的装置；

测量接收信号的数据位能量的装置；

根据所述干扰噪声值和所述数据位能量计算信噪比的装置；以及

按照所述信噪比产生功率控制命令的装置。

8. 如权利要求 7 所述的闭环功率控制系统，其特征在于，它还包含将所述信噪比与预定阈值进行比较的装置。

9. 如权利要求 7 所述的闭环功率控制系统，其特征在于，从一远端通信装置接收所述导频分数值的装置。

10. 如权利要求 7 所述的闭环功率控制系统，其特征在于，测量所述数据位能量的装置包含：

测量符号能量值的装置；以及

根据数据速率值标度所述符号能量值的装置。

11. 如权利要求 10 所述的闭环功率控制系统，其特征在于，所述测量所述数据位能量的装置包含确定所述数据速率值的装置。

12. 如权利要求 10 所述的闭环功率控制系统，其特征在于，所述测量所述数据位能量的装置包含从一远端通信装置接收所述数据速率值的装置。

测量扩展谱通信系统内链路质量的方法和装置

发明领域

本发明涉及通信．具体而言，本发明涉及一种用于控制无线通信系统中远地站发射功率的新颖和改进的方法与装置．

背景技术

码分多址(CDMA)调制技术是其中一种便于大量系统用户通信的技术．其它多址通信系统技术，例如时分多址(TDMA)和频分多址(FDMA)都是本领域内熟知的技术．但是 CDMA 的扩展谱调制技术与这些多址通信系统的调制技术相比具有明显的优势．在题为“利用卫星或陆基中继器的扩展码多址通信系统”的美国专利 No.4,901,307 中揭示了 CDMA 技术在多址通信系统中的应用，该专利已经转让给本发明的受让人，其内容作为参考文献包含在本文中．在题为“ CDMA 蜂窝电话系统中产生信号波形的系统和方法”的美国专利 No.5,103,459 中进一步揭示了 CDMA 技术在多址通信系统中的应用，该专利已经转让给本发明的受让人，其内容作为参考文献包含在本文中．

由于 CDMA 固有的宽带信号特征，信号能量可以在较宽的带宽上扩展从而构成频率分集．因此频率选择衰落只对 CDMA 信号带宽一小部分有影响．通过在从移动用户至两个或更多小区地点的即时链路上提供多条信号路径获得了空间或路径分集．而且通过使传播延迟不一的到达信号分开接收和处理实现了扩展谱处理，多路径环境得到了充分利用，从而可以获得路径分集．在题为“ CDMA 蜂窝电话系统中提供软切换的方法和系统”的美国专利 No.5,101,501 以及题为“ CDMA 蜂窝电话系统中分集接收机”的美国专利 No.5,109,390 中示出了路径分集的实例，这两项美国专利都已转让给了本发明的受让人并作为参考文献包含在本文中．

在用于数字通信系统话音传输的方法中，通过采用变速话音编码，提供了容量提高而语音质量不变的特殊优势．在题为“变速声码器”的美国专利

No.5,414,796 中详细示出了特别有用的变速语音编码器的方法和装置，该专利已转让给了本发明的受让人并作为参考文献包含在本文中.

在控制通信系统中移动站发射功率的有用方法中，移动站计数接收错误的帧．如果超过阈值，则移动站向基站发送报文．计数器周期性地复位．在题为“CDMA 蜂窝电话系统中控制发射功率的装置和方法”的美国专利 No.5,056,109 中示出了这种方式控制发射功率的方法和装置，该项专利已转让给了本发明的受让人并作为参考文献包含在本文中.

在 1996 年 3 月 29 日提交的共同待批的题为“发射数据格式化方法和装置”的美国专利申请 No.08/374,444 中示出了提供较快功率控制的方法，该项发明都已转让给了本发明的受让人并作为参考文献包含在本文中．在该方法中，移动站每个反向业务信道帧发送一个比特指示前一前向业务信道帧的质量．如果接收的帧没有错误，则比特为“0”；如果接收的帧有错误，则比特为“1”．由于这些比特是编码和交织的，所以它们的接收没有错误．由于每帧上有帧质量指示符，所以移动站能够舍弃可能出错的功率控制比特.

但是这些提供功率控制的方法局限于接收的每帧数据最多只反馈一个信息有效位．衰落情况可能要求快得多的信息反馈.

发明内容

本发明是一种提供接收信号质量量度的新颖改进方法，它在闭环功率控制系统中发射机发射功率的控制上作了优化设计．本发明虽然在扩展谱通信系统的背景下描述，但是它同样也可以用于其它类型的通信系统．在本发明中，所描述的功率控制系统被用于控制从基站到移动站的发射功率(称为前向链路发射)．本发明同样可用于控制反向链路发射的功率，即从移动站到基站的发射.

附图的简要说明

通过以下结合附图对本发明的描述可以进一步理解本发明的特征、目标和优点，附图中相同的部分用同一标号表示，其中:

图 1 为典型的移动电话环境中本发明的示意图;

图 2 为本发明功率控制系统的框图;

图 3 为本发明中用于确定质量量度的第一实施例的流程图；以及

图 4 为本发明中用于确定质量量度的第二实施例的流程图.

实施发明的较佳方式

参见图 1，系统控制器 10 从公用电话网(PSTN)(未示出)接收数据并向其提供数据. 基站 12 和 14 从系统控制器 10 接收数据并向其提供数据. 基站 12 在信号路径 20 和 22 上向移动站 18 发送数据，称为前向链路发送. 信号路径 22 是基站 12 到移动站 18 的直接路径. 信号路径 20 是反射信号路径，基站 12 发送的信号从反射源 16 反射. 虽然图 1 中作为方框示出，但是反射源 16 实际上是一种人工环境，移动站 18 在其中操作，它典型的情况是建筑物或其它结构.

在示意性的实施例中，移动站 18 分别解调路径 20 和 22 上的信号并将解调信号组合起来. 在前述美国专利 No.5,109,390 中详细描述了能将不同传播路径上接收的信号组合起来的设计和实现方案.

此外基站 14 在路径 24 上发射数据，该路径可以是或者也可以不是打算用作移动站 18 接收的路径. 如果移动站 18 靠近基站 12 和 14 所服务小区的边界，则移动站 18 可以处于软切换状态，在该状态下基站 12 和 14 向基站 18 冗余地发射数据. 在这种情况下，信号将分别解调和组合. 在前述美国专利 No.5,101,501 中详细描述了软切换的方法. 如果基站 14 发射的信号无意用作移动站 18 的接收，则在示意性的实施例中信号将以频带噪声的形式出现在移动站 18 面前.

向移动站 18 发射的质量由路径 20 和 22 上信号强度决定，并且如果移动站 18 处于软切换状态下则由路径 24 上的信号决定. 根据发射质量，移动站 18 在信号路径 26 上向基站 12 返回信号指示接收信号的质量. 如果处于软切换状态下的移动站 18，则该信号将由基站 14 接收.

在示意性的实施例中，数据在 20 毫秒帧内发射并且在每幅接收帧内发送 16 次接收帧质量指示或每隔 1.25 毫秒发送一次. 本发明同样可用于连续发射系统和利用不同帧长度和速率提供信号质量指示的系统.

用于控制远地基站发射功率的信号质量优化量度是业务信道上的信噪比(业务 Eb/Nt). 在示意性的实施例中，信号质量量度系统测量(业务 Eb(f)/Nt(f))的单位指针值并随后根据下列方程(1)描述的分集接收机组合权重产生总体(业务 Eb/Nt).

$$\text{TrafficEb / Nt} = \frac{\left(\sum_{f=1}^{N} \omega_f \cdot \sqrt{Eb(f)}\right)^2}{\sum_{f=1}^{N} \omega_f^2 \cdot Nt(f)}, \qquad (1)$$

这里ω_f是分集接收机用来组合解调指针从而提供改进的发射数据估值的权重因子， Eb(f)是指针(f)上一个业务数据比特的能量而 Nt(f)是指针(f)上信号遭受的干扰.

当进行优化组合时，总体业务 Eb/Nt 是 Eb(f)/Nt(f)的单位指针值之和．因此另一替换方法是简单地将单位指针值相加以得出总体业务 Eb/Nt .

Nt(f)包括热噪声、其它小区的干扰和同一小区其它路径信号的干扰.

如果本发明确定基站 12 至移动站 18 发射信号路径 22 上接收的指针的质量，则 Nt(f)将包含信号路径 24 上基站 14 发射引起的干扰和信号路径 20 引起的多路径干扰.

在本发明示意性实施例中，对指针(f)上业务信道信号的干扰根据下列方程(3)，通过测量总的频带内能量并减去同一路径上的非干扰能量得到.

$$Nt(f) = Io - \hat{I}or(f), \qquad (3)$$

这里 Io 是频带内接收的总能量而$\hat{I}$or(f)是指针(f)被锁定的单一路径上源于基站 14 的信号(包括向其它用户的发射)的总功率．由于在 CDMA 中单一路径上发射的信号互相正交，所以数值 Ior(f)是不影响接收信号质量的非干扰功率的量度.

导频分数方法

图 3 的流程图示出了称为导频分数方法的产生质量量度的第一示意性实施例．在第一示意性实施例中，将借助测量路径 22 上所提供信号的质量作为背景描述质量量度．为了提供最终的功率控制反馈，将施行相似的操作来估计路径 20 和 24 上接收信号的信噪比，信号随后根据上述方程(1)组合起来.

在本发明第一示意性实施例中，基站 12 借助信令数据发射指示基站 12 所发射信号总能量的分数，该基站被用来发射导频信号．该值由方程(4)给出:

$$\text{Pilot Fraction} = \frac{\text{Pilot Ec}}{\text{Ior}} \quad . \qquad (4)$$

导频 Ec 是基站发射“子码”内的能量，这里子码的时段反比于扩展率并且 Ior 是由基站 12 发射的接收带宽归一化的信号总能量．因此导频分数是无单位的．

参见图 2，导频分数信号由报文生成器(MSG GEN)57 生成．在示意性实施例中，导频分数报文被提供给编码器 55 并与前向链路业务数据组合．在替换实施例中，导频分数报文作为信令数据分别在业务信道或者诸如 sync 信道之类的分离信令信道上提供．编码器 55 将导频分数报文与前向链路数据组合．编码符号随后提供给对发射数据进行调制的调制器 53．在示意性实施例中，调制器 53 是前述美国专利 Nos.4,901,307 和 5,103,459 中详细描述的码分多址(CDMA)调制器．在示意性实施例中，导频分数报文在业务信道上调制．但是由于不管与之通信的是哪一个移动站，该数值都是相同的，所以可以在由所有与基站 18 通信的移动站监视的公用信道上提供信息．

调制信号被提供给上转换和放大经天线 64 发射的信号的发射机(TMTR)62．

发射信号由移动站 18(图 3 的方框 102)经天线 66 接收并通过去多路复用器提供给接收机(RCVR)78．接收机 78 下转换、放大和滤波接收到的信号并将信号提供给伪随机噪声解扩展器(PNDESPREAD)80．如同前述美国专利 Nos.4,901,307 和 5,103,459 中详细描述的那样，解扩展器 80 根据伪噪声编码解扩展接收信号．PN 解扩展信号被提供给解扩展器(WALSH DESPREAD)90，正如在美国专利 Nos.4,901,307 和 5,103,459 中详细描述的那样，该解扩展器根据所分配业务信道 Walsh 序列解扩展信号．

Walsh 扩展信号被提供给解码器 96，该解码器解码信号并将解码信号提供给去多路复用器(DE-MUX)98，该去多路复用器从前向链路业务数据中分离导频分数报文．导频分数报文被提供给功率控制处理器 100．功率控制处理器 100 可以利用编程为完成上述功能的微处理器或微控制器实现．余下的业务数据被提供给移动站 18 的用户．

过程中的下一步骤是移动站 18 测量所接收导频子码的能量．基站 12 发射的导频信号由移动站 18 的天线 66 接收并经去多路复用器 68 提供给接收机 78．接

收机 78 下转换和放大接收的信号并提供给 PN 解扩展器 80．在示意性实施例中，接收的信号是带 I 和 Q 分量的正交相移键控(QPSK)信号．应该指出的是，本发明同样可用于其它信号变换，例如二进制相移键控(BPSK)调制．

解扩展的导频信号被提供给从导频符号中去除噪声的滤波器 86．滤波的符号被提供给将 I 信道和 Q 信道上的导频信号的解扩展信号幅值平方并求和的平方均值(I^2+Q^2)88．平方值向功率控制处理器 100 提供了导频信道上子码的能量估值(导频 Ec)．

功率控制处理器 100 从方程(5)计算到达指针(f)的非干扰能量(Ior(f))的总数．

$$\hat{I}or(f) = Pilot\ Fraction^{-1} \times Pilot\ Ec. \qquad (5)$$

接收机 78(方框 108 内)测量并向控制处理器 100 提供指示频带能量的信号．值得指出的是，接收机 78 典型地包含自动增益控制(AGC)放大器(未画出)，频带能量的测量是接收机操作的结果．

在方框 110 内，控制处理器 100 根据下列方程(6)计算指针(f)经受的干扰值，用 Nt(f)表示．

$$Nt(f) = Io - \hat{I}or(f). \qquad (6)$$

导频散射方法

在本发明第二实施例中，未向移动站 18 提供导频分数比，而是通过根据所接收导频信号能量内能量变化编译信息估计非干扰噪声(Nt(f))．

在方框 152 内，指针(f)的估计噪声由功率控制处理器 100 计算．一般情况下，通过观察导频符号流估计 Nt(f)．图 2 示出了利用平方均值 82 和 88 以及滤波器 84 和 86 形成 Nt(f)估值的方法．在示意性实施例中，滤波器 84 和 86 是简单平均滤波器并且 Nt(f)根据下列方程(7)确定：

$$Nt(f)=\frac{\sum_{i=1}^{N}\left[X_I^2(i)+X_Q^2(i)\right]-\frac{1}{N}\left(\sum_{i=1}^{N}X_I(i)\right)^2-\frac{1}{N}\left(\sum_{i=1}^{N}X_Q(i)\right)^2}{N-1}, \qquad (7)$$

这里 N 为提供统计的累积样本数. 在示意性实施例中, N 为 24 .

当在方框 112 内计算出业务信道上噪声之后, 移动站 18 测量所接收业务信道符号的符号能量. 来自解扩展器 80 的 PN 解扩展信号被提供给 Walsh 解扩展器 90 , 正如在美国专利 Nos.4,901,307 和 5,103,459 中详细描述的那样, 该解扩展器根据所分配业务信道 Walsh 序列解扩展接收的业务信道信号.

Walsh 解扩展信号随后提供给平方装置 92 . 如上所述, 在示意性的实施例中接收信号是 QPSK 信号, 虽然本发明同样可用于其它调制技术. 平方装置 92 平方并求和 Walsh 解扩展 I 和 Q 分量的幅值并将数值提供给滤波器 94 . 滤波器 94 从业务信道符号能量估值中去除噪声(业务 Es)并向功率控制处理器 100 提供滤波后的估值.

功率控制处理器 100 随后根据下列方程(8)将估计的业务符号能量值(业务 Es)转换为估计的业务比特能量值(业务 Eb).

$$\mathrm{Traffic}\,E_b = \mathrm{Traffic}\,E_s \cdot \frac{R_s}{R_b}, \qquad (8)$$

这里 Rs 是发射信号符号率而 Rb 是发射信号的比特率. 由于移动站 18 不知道发射信号合适的比特率(Rb), 所以在变速通信系统中该计算带来了更多的复杂性.

解决变速问题的一种可行方案是功率控制处理器 100 估计变速发射的比特率 Rb . 一种估计变速发射的可行方法是移动站 18 根据接收帧的统计和历史数据估计当前帧的速率. 示意性实施例的方法是假定当前帧与前一帧是一致的.

正如电信工业协会暂行标准 TIA/EIA IS-95-A 双模宽带扩展谱蜂窝系统移动站-基站兼容标准所描述的那样, 前向链路发射功率正比于速率变化. 在第二示意性的实施例中, 功率控制处理器 100 从接收的业务符号能量 Es 中估计信号速率. 在改进的实施例中, 功率控制处理器 100 采用相对导频子码能量(导频 Ec)的业务符号能量(业务 Es)来估计速率, 由于导频能量衰减的速率与业务信道一致, 所以这避免了因传播路径变化(例如衰落)引起的速率估计错误.

方框 114 内的功率控制处理器 100 计算传播路径(f)的 Eb(f)/Nt(f)数值, 对于其它传播路径也作这样的计算. 随后在方框 116 内由功率控制处理器 100 对每个指针的数值衡量权重并求和.

在示意性的实施例中，功率控制处理器 100 将计算的 Eb/Nt 数值与阈值比较并提供单个比特信息，指示计算的 Eb/Nt 数值是大于还是小于阈值.

用户数据以帧为单位提供给分组器 76，在示意性实施例中，正如在美国专利 Nos.4,901,307 和 5,414,796 中详细描述的那样，分组器产生并附加一组循环冗余校验(CRC)比特和一组结尾比特. 分组后的用户数据被提供给卷积编码分组的编码器 74. 在示意性的实施例中，功率控制比特由编码器 74 编码并压缩入编码的分组内. 在替换实施例中，功率控制比特被压缩入分组内而不经过编码. 在第二替换实施例中，功率控制比特可以与分组的用户数据一起编码，但是由于在恢复功率控制数据之前先得解码整个分组，所以会带来额外的延迟，因此这可能是要避免的. 此外，功率控制数据可以在信令信道或者专用功率控制信道上发射.

包含功率控制比特的编码分组随后被提供给对发射数据进行调制的调制器 72. 在示意性的实施例中，正如在美国专利 Nos.4,901,307 和 5,103,459 中详细描述的那样，调制器 72 是扩展谱调制器. 调制的信号被提供给发射机(TMRT)70，该发射机上转换和放大信号并经过去多路复用器 68 和天线 66 发射信号.

发射的信号由基站 12 的天线 50 接收并且提供给接收机 52. 接收机 52 下转换和放大信号并将信号提供解调器 54. 在示意性的实施例中，正如在美国专利 Nos.4,901,307 和 5,103,459 中详细描述的那样，解调器 54 根据扩展谱格式解调接收的信号. 解调的帧随后被提供给解码器 56，在示意性的实施例中，该解码器将功率控制比特从业务报文中分离出来并分别解码两种报文. 如上所述，解码后的业务报文被提供给 PSTN 或其它基站.

功率控制报文被提供给根据功率控制报文产生命令的控制处理器 60. 命令被提供给发射机(TMTR)62，该发射机响应控制处理器的命令调整输出信号的放大.

在替换实施例中，移动站 18 发送不止一个比特信息指示 Eb/Nt 的计算值. 报文可以指示 Eb/Nt 的量化值. 在第二替换实施例中，移动站 18 发射指示计算的 Es/Nt 到信号，使得移动站 18 无需估计所接收分组的速率. 基站 12 知道发射帧的速率并能根据上述方程 8 确定 Eb/Nt 是否足够.

以上对本发明的描述足以使本领域内的技术人员利用本发明. 对于他们来说无需创造性的劳动即可对本发明作出各种修改和改动，因此本发明的范围和精神由后面所附权利要求限定.

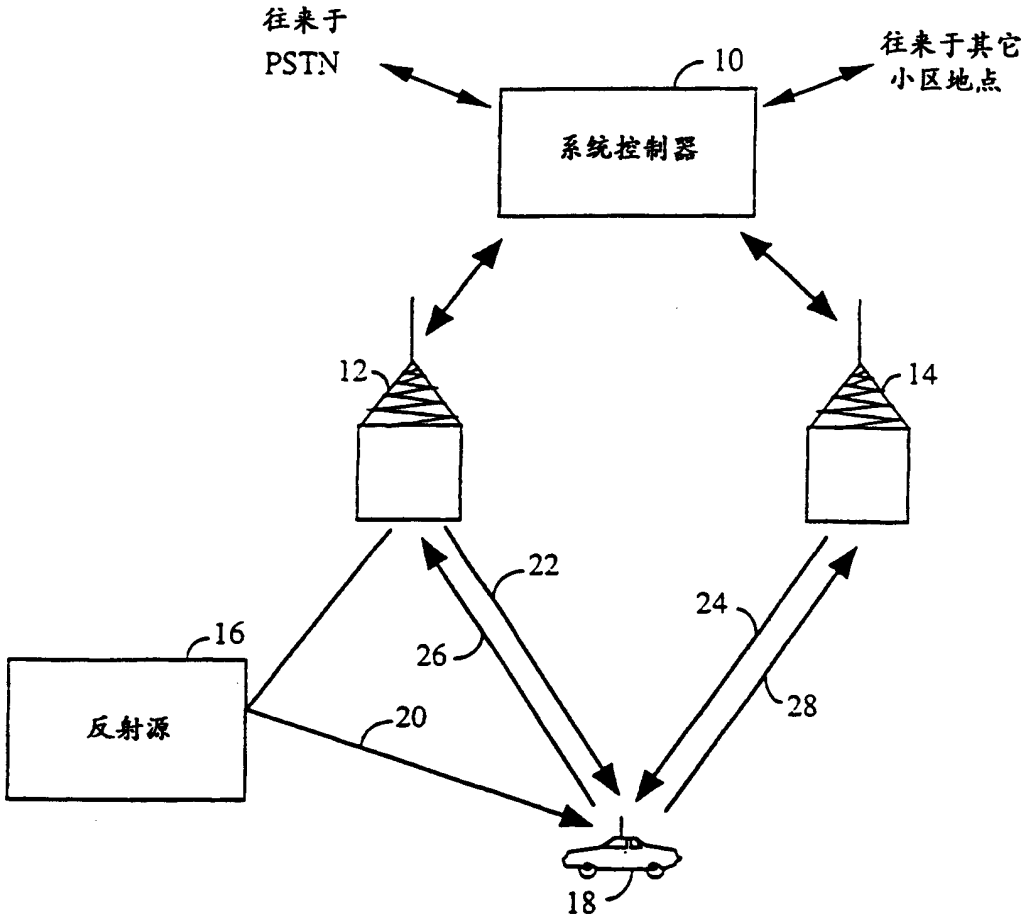
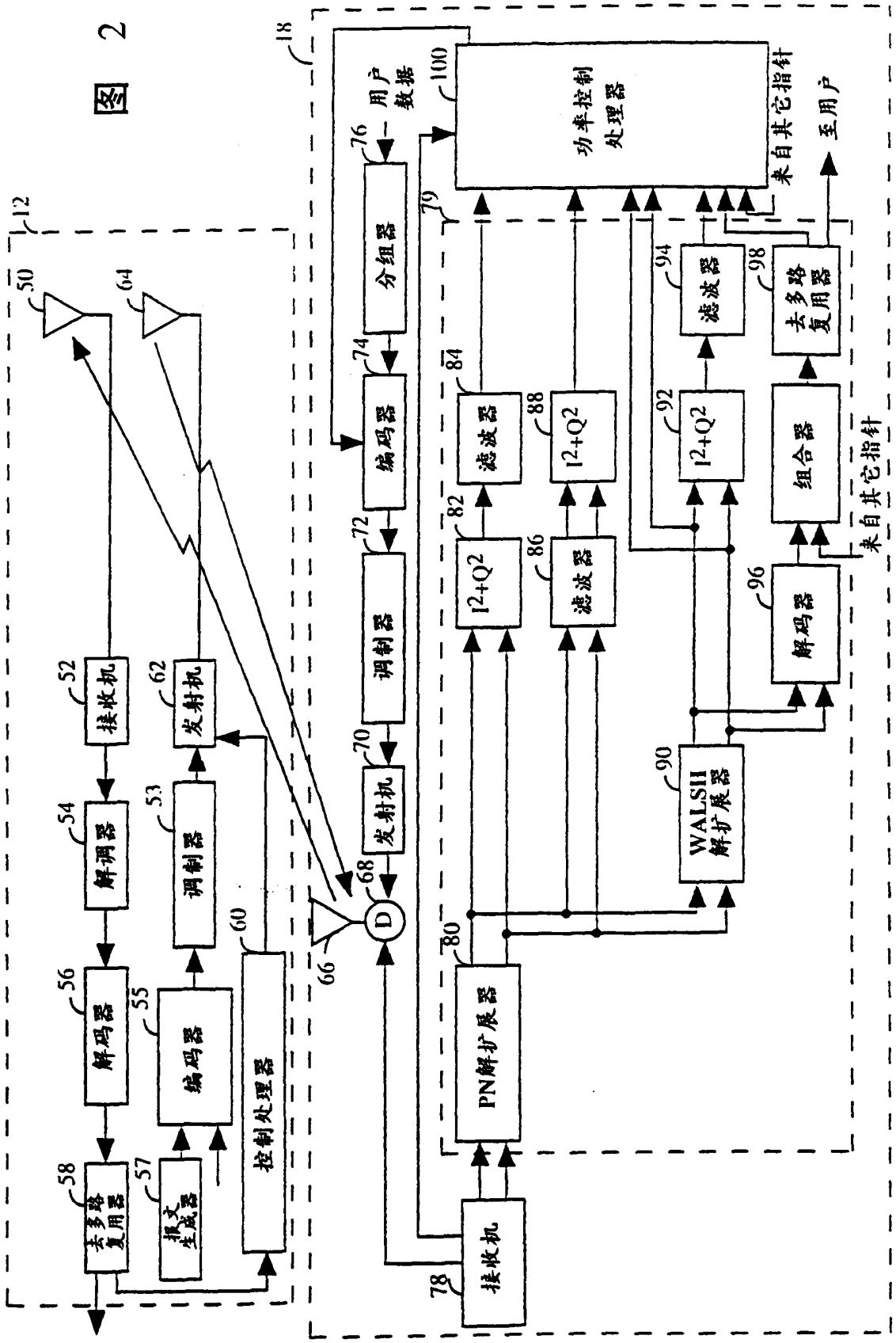


图 1

图 2


18
12
50
64
52
62
54
53
56
55
58
57
60
66
68
70
72
74
76
78
80
82
84
86
88
90
92
94
96
98
100
79
接收机
发射机
解调器
调制器
解码器
编码器
去多路复用器
扰文生成器
控制处理器
D
PN解扩展器
WALSH解扩展器
滤波器
I2+Q2
编码器
调制器
发射机
分组器
用户数据
功率控制处理器
来自其它指针
至用户
来自其它指针
组合器
去多路复用器
滤波器
I2+Q2
解码器

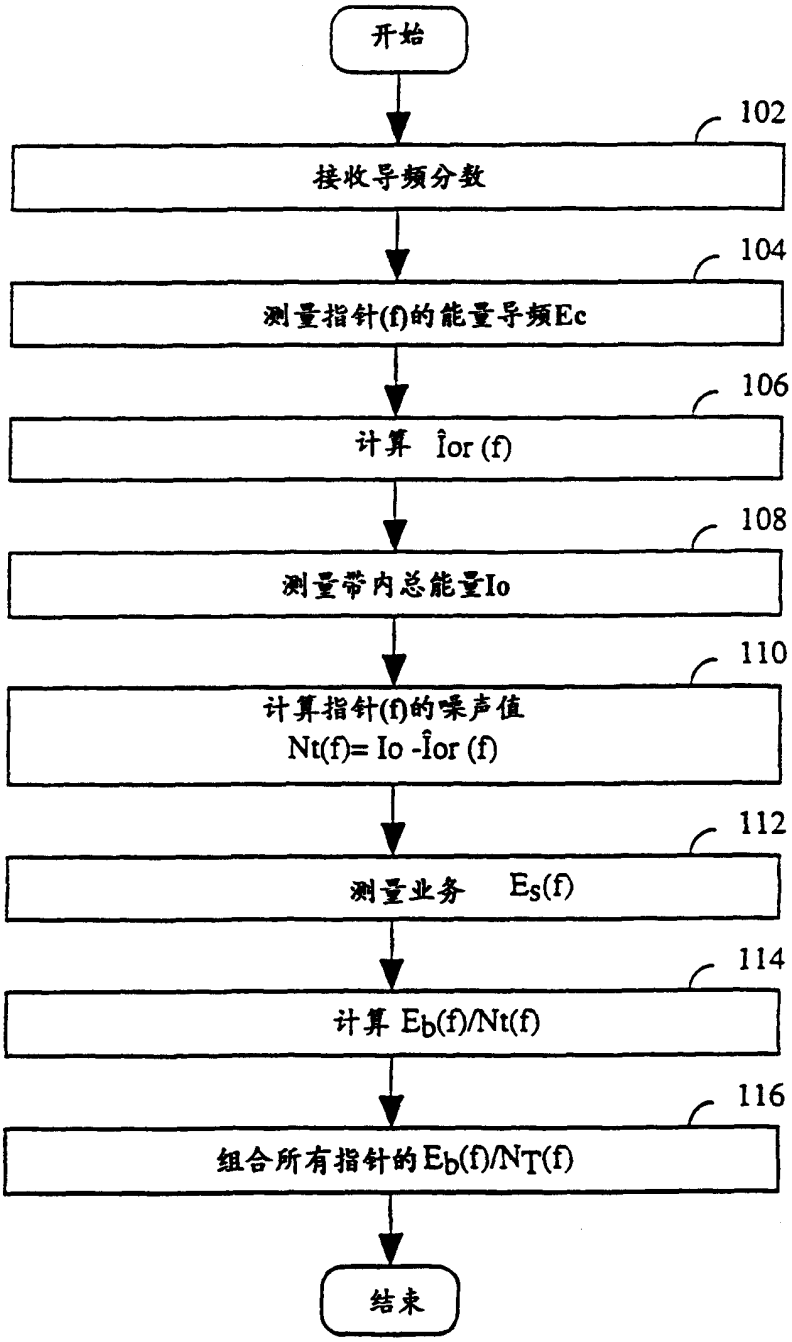

开始
102
接收导频分数
104
测量指针(f)的能量导频Ec
106
计算 Îor (f)
108
测量带内总能量Io
110
计算指针(f)的噪声值
Nt(f)= Io -Îor (f)
112
测量业务 Es(f)
114
计算 Eb(f)/Nt(f)
116
组合所有指针的Eb(f)/NT(f)
结束

图 3

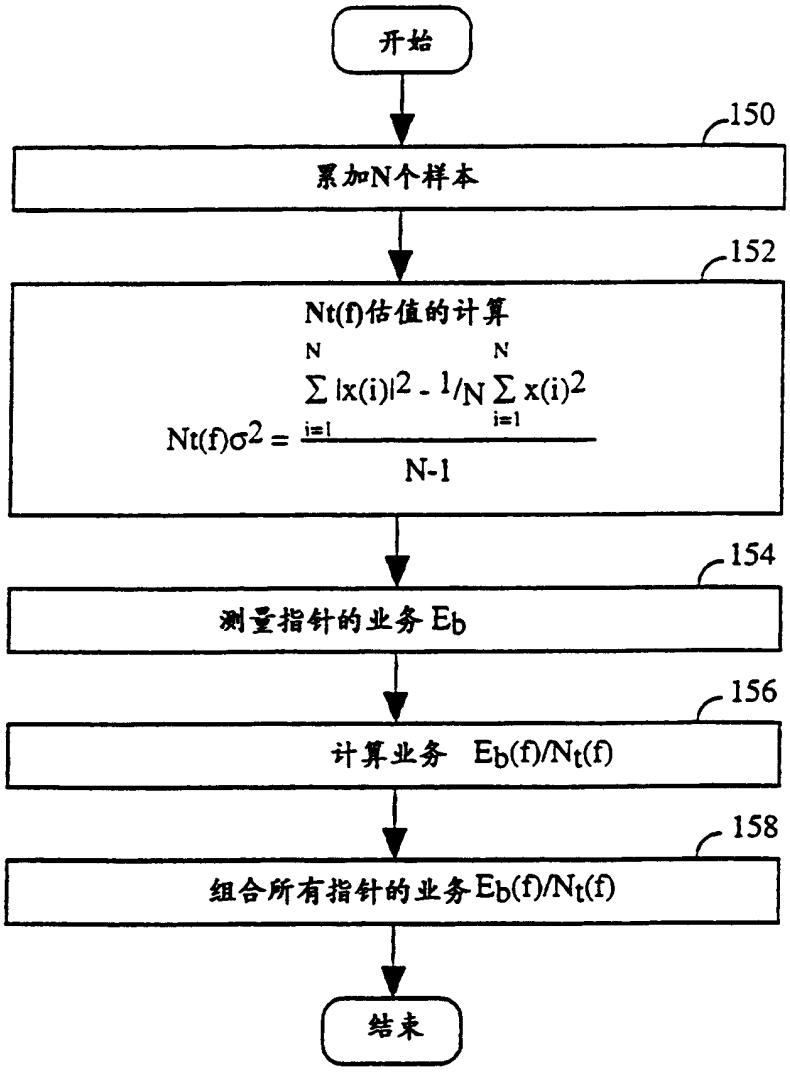

开始
150
累加N个样本
152
Nt(f)估值的计算
$Nt(f)\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^{N} |x(i)|^2 - 1/N \sum_{i=1}^{N} x(i)^2}{N-1}$
154
测量指针的业务 Eb
156
计算业务 Eb(f)/Nt(f)
158
组合所有指针的业务Eb(f)/Nt(f)
结束

图 4