(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101874381 B
(45)授权公告日 2014.03.12

(21)申请号 200880109233.8
(22)申请日 2008.07.23
(30)优先权数据
60/995,782 2007.09.28 US
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2010.03.29
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2008/008931 2008.07.23
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2009/045245 EN 2009.04.09
(73)专利权人 汤姆逊许可证公司
地址 法国布洛尼-比扬古市
(72)发明人 陈厚新 高文
(74)专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理有限责任公司 11258
代理人 李晓冬 南霆
(51)Int.Cl.
H04L 7/08(2006.01)
H04L 27/26(2006.01)

(56)对比文件
US 2006083317 A1,2006.04.20, 全文.
CN 1956435 A,2007.05.02, 全文.
US 2006062335 A1,2006.03.23, 说明书1-4页.

审查员 杨柳

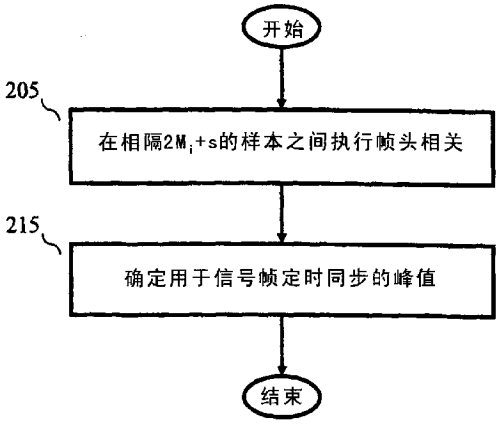
权利要求书1页 说明书7页 附图10页

(54)发明名称

DMB-T 系统的时频同步和帧编号检测

(57)摘要

DMB-T 接收机支持单载波(SC)形式的调制和诸如正交频分复用(OFDM)之类的多载波形式的调制。在接收到广播信号之后,DMB-T 接收机将所接收到的广播信号进行下变频成所接收到的基带信号,并且通过对在样本移位值内相隔至少两个信号帧的接收符号组进行相关来从接收信号中判定帧定时同步来作为帧头模式 1 和帧头模式 2 的功能,其中,样本移位值在加一或减一的范围内。



CN 101874381 B

1. 一种在接收机中使用的方法，所述方法包括：

接收用于提供接收符号序列的信号，所接收到的信号具有相关联的信号帧结构；以及

通过对相隔至少两个信号帧并被向前或向后移位 s 个样本的接收符号组进行相关，来与所接收到的信号中的帧定时同步，其中 $-1 \leqslant s \leqslant 1$。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，所述信号帧结构包括多个帧头模式，每个帧头模式具有伪噪声序列。

3. 根据权利要求 2 所述的方法，其中，所述信号是地面电视数字多媒体广播信号。

4. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，所述同步步骤包括：

确定在样本移位值内相隔至少两个信号帧的接收符号组上的相关值；以及

从所述相关值中，确定相关峰值，所述相关峰值代表符号中信号帧开始的位置。

5. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，所述样本移位值在加一或减一的范围以内。

6. 一种设备，包括：

下变频器，用于接收提供接收符号序列的信号，所接收到的信号具有相关联的信号帧结构；以及

处理器，所述处理器用于通过对相隔至少两个信号帧并被向前或向后移位 s 个样本的接收符号组进行相关，来与所接收到的信号中的帧定时相同步，其中 $-1 \leqslant s \leqslant 1$。

7. 根据权利要求 6 所述的设备，其中，所述信号帧结构包括多个帧头模式，每个帧头模式具有伪噪声序列。

8. 根据权利要求 7 所述的设备，其中，所述信号是地面电视数字多媒体广播信号。

9. 根据权利要求 6 所述的设备，其中，所述处理器 (a) 确定在样本移位值内相隔至少两个信号帧的接收符号组上的相关值；以及 (b) 从所述相关值中，确定相关峰值，所述相关峰值代表符号中信号帧开始的位置。

10. 根据权利要求 6 所述的设备，其中，所述样本移位值在加一或减一的范围以内。

DMB-T 系统的时频同步和帧编号检测

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本发明要求 2007 年 9 月 28 日提交的美国临时专利申请 No.60/995,782 的权益。

背景技术

[0003] 本发明一般地涉及通信系统，并且更具体而言，涉及无线系统，例如地面广播、蜂窝、无线保真 (Wi-Fi)、卫星等等。

[0004] 近年来，针对中国的数字电视 (DTV) 广播，公布了地面电视数字多媒体广播 (DMB-T) 标准 (“Framing Structure、Channel Coding andModulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System,”NSPRC,August 2007)。DMB-T 标准规定接收机支持单载波 (SC) 调制模式和正交频分复用 (OFDM) 调制模式 (多载波模式)。对于单载波模式，正交幅度调制 (QAM) 符号被直接发送。对于多载波模式，QAM 符号通过逆 DFT(离散傅里叶变换) 运算被调制。DMB-T 包括层级帧结构，该层级帧结构具有提供基本建立块的信号帧。在图 1 中示出信号帧 10。信号帧 10 包括帧头 11 和帧体 12。帧头 11 具有三种不同长度的帧头模式。从图 1 中可以看到，这些长度是 420、595 或 945 个符号。帧体 12 运送 3780 个符号，其中，36 个符号是系统信息，3744 个符号是数据。在 DMB-T 系统中，已经采用了时域同步 OFDM(TDS-OFDM) 技术。这样，帧头包括伪噪声 (PN) 序列，伪噪声 (PN) 序列用作导频信号并且还被用作保护间隔来取代例如在欧洲使用的 DVB-T(地面)(例如参见 ETSI EN 300 744V1.4.1(2001-01), Digital Video Broadcasting(DVB) ;Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television) 中所使用的典型 OFDM 传输中能找到的循环前缀。

发明内容

[0005] 如上所述，DMB-T 信号包括信号帧。信号帧包括帧头和帧体。存在在 DMB-T 标准中定义的三种帧头模式 (模式) 并且每种模式的结构不同。不同模式的帧头包括伪噪声 (PN) 序列，PN 序列被插入来作为取代例如在诸如上述 DVB-T 的典型 OFDM 传输中可以找到的循环前缀的保护间隔。尽管不同模式有不同结构，但是根据本发明基本原理，一种接收机 : 接收信号以用于提供接收符号序列，所接收到的信号具有相关联的信号帧结构 ; 以及通过对在样本移位值内相隔至少两个信号帧的接收符号组进行相关来与所接收到的信号中的帧定时相同步。

[0006] 在本发明的说明性实施例中，接收机是 DMB-T 接收机并且支持单载波 (SC) 形式的调制和诸如正交频分复用 (OFDM) 之类的多载波形式的调制。在接收到广播信号之后，接收机将所接收到的广播信号进行下变频成所接收到的基带信号，并且通过对在样本移位值内相隔至少两个信号帧的接收符号组进行相关来从接收信号中判定帧定时同步来作为帧头模式 1 和帧头模式 2 的功能，其中，样本移位值在加一或减一的范围内。

[0007] 鉴于以上所述，并且从阅读详细描述中显而易见，其它实施例和特征也是可能的并且落在本发明的基本原理内。

附图说明

[0008] 图 1 和图 2 示出 DMB-T 帧和 DMB-T 帧头；

[0009] 图 3 示出根据本发明基本原理的说明性数据分段；

[0010] 图 4 示出根据本发明基本原理的设备的说明性实施例；

[0011] 图 5 示出根据本发明基本原理的说明性流程图；

[0012] 图 6 示出根据本发明基本原理的接收机的说明性实施例；以及

[0013] 图 7 至图 12 示出这里所描述的各种方法的性能曲线图。

具体实施方式

[0014] 除了创造性的概念以外，这些图中所示出的元件是公知的并且将不做详细描述。并且，假定熟知电视广播、接收机和视频编码并且在这里将不进行详细描述。例如，除了创造性的概念以外，假定熟知针对诸如 NTSC（国家电视标准委员会）、PAL（逐行倒相）、SECAM（按顺序传送彩色与存储）、ATSC（高级电视系统委员会）、中国数字电视系统 (GB)20600-2006 之类的 TV 标准以及诸如 IEEE802.16、802.11h 之类的联网的当前和提出的建议。例如在 ETSI EN 300 744 V1.4.1(2001-01)，Digital VideoBroadcasting(DVB)；Framing structure，channel coding and modulation fordigital terrestrial television 中可以找到有关 DVB-T 广播信号的进一步的信息。类似的，除了创造性的概念以外，假定诸如 8 级残留边带 (8-VSB)、正交幅度调制 (QAM)、正交频分复用 (OFDM) 或编码 OFDM(COFDM) 或离散多音 (DMT) 之类的传输概念，以及诸如射频 (RF) 前端之类的接收组件或诸如低噪块、调谐器和调谐器、相关器、泄露 (leak) 积分器和平方器之类的接收部件。类似地，除了创造性的概念以外，用于生成传送比特流的格式化和编码方法（例如，运动画面专家组 (MPEG)-2 系统标准 (ISO/IEC 13818-1)）是公知的并且在这里不做描述。还应当注意，例如可以使用在这里将不做描述的传统的编程技术来实现创造性的概念。最后，示图中相似的标号表示相似的元件。

[0015] 如之前所述，在 DMB-T 中存在三种不同的帧头模式。在图 2 中示出这些模式。帧头模式 1(11-1) 包括前同步部分 (21)、PN255 序列部分 (22) 和后同步部分 (23)。前同步 (21) 和后同步 (23) 是 PN255 序列 (22) 的循环扩展。前同步的长度是 82 个符号并且后同步的长度是 83 个符号。对于帧头模式 1，一组 255 个信号帧形成超帧（未示出）并且这 255 个帧使用由相同的 8 阶线性移位器生成但是具有不同初始相位的 PN 序列。帧头模式 2(11-2) 包括从 10 阶最大长度序列中截取的 PN595 序列。例如，帧头模式 2(11-2) 由长度为 1023 的 PN 序列中开头的 595 个符号组成。对于帧头模式 2，一组 216 个信号帧形成超帧。与帧头模式 1 不同，所有帧头包含相同的 PN595 序列。最后，帧头模式 3(11-3) 与帧头模式 1(11-1) 的结构相似。帧头模式 3 包括前同步 (41)、PN511 序列 (42) 和后同步 (43)。前 (41) 同步和后同步 (43) 是 PN511 序列 (42) 的循环扩展。前同步的长度是 217 个符号并且后同步的长度是 217 个符号。对于帧头模式 3，一组 200 个信号帧形成超帧，并且这 200 个帧使用由相同的 9 阶线性移位器生成但是具有不同初始相位的 PN 序列。尽管不同模式有不同的结构，但是根据本发明基本原理，接收机通过对在样本移位值内相隔至少两个信号帧的接收符号组进行相关来执行帧定时同步。

[0016] 如上所述，超帧中的信号帧头使用由相同线性移位寄存器生成但是针对帧头模式 1、2 和 3 具有不同初始相位的 PN 序列。这些 PN 序列是彼此的循环移位。在前述 NSPRC，“Framing Structure、Channel Coding andModulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System，”NSPRC，August 2007 中列出了超帧的每个信号帧的 PN 序列的初始相位。在计算机验证之后，我们发现这些 PN 序列具有以下结构。令第一信号帧中的 PN 序列为参考 PN 帧并且令 $P_i(l)$ 为针对帧头模式 i 的、相对于参考 PN 序列循环右移 l 个位置的 PN 序列。则对于帧头模式 1，以下关系成立：

[0017] $$F_1(l)=\begin{cases} P_1(l/2), & l=0,2,\ldots,112 \\ P_1(254-(l-1)/2), & l=1,3,\ldots,111 \\ F_1(224-l), & l=113,\ldots,224 \end{cases} \quad (1)$$

[0018] 其中，$F_1(l)$ 是帧头模式 1 的第 l 个信号帧中所使用的 PN 序列。以类似的方式，对于帧头模式 3，以下关系成立：

[0019] $$F_3(l)=\begin{cases} P_3(l/2), & l=0,2,4,\ldots,100 \\ P_3(510-(l-1)/2), & l=1,3,5,\ldots,99 \\ F_3(200-l), & l=101,102,\ldots,199 \end{cases} \quad (2)$$

[0020] 其中，$F_3(l)$ 是帧头模式 3 的第 l 个信号帧中所使用的 PN 序列。

[0021] 从等式 (1) 和 (2) 中给出的 PN 序列结构中，可以注意到除了中间的两个信号帧（在模式 1 中为信号帧 111 和 113，并且，在模式 3 中为信号帧 99 和 101）以外，每隔一个信号帧的 PN 序列的循环移位要么为向右一个位置要么为向左一个位置。对于中间的两个信号帧（还是，在模式 1 中为信号帧 111 和 113，并且，在模式 3 中为信号帧 99 和 101），它们的下一帧的 PN 序列要么是被循环移位一个位置要么不变。因此，对于每个一个信号帧，帧头具有至少 L_i-1 个重复的 PN 符号，L_i 是帧头模式 i 的帧头的长度，其中，i ＝ 1，3（例如，L_1 ＝ 420 个符号并且 L_3 ＝ 495 个符号）。鉴于此，并且根据本发明的基本原理，关于定时实例 m 和 s 样本移位的 PN 帧头相关 (FHC) 函数被定义为：

[0022]

$$R_{fhc}[m,s]=\sum_{k=0}^{G_i-2} r[m+k]\cdot r^*[m+k+2M_i+s]; \quad i=1,3; \quad s=-1,0,1 \quad (3)$$

[0023] 其中，r[m] 是采样后的接收信号，G_i 是帧头模式 i 的 PN 序列的长度，其中，i ＝ 1，3（例如，G_1 ＝ 255 个符号并且 G_3 ＝ 511 个符号）；参数 M_i ＝ N+L_i 是帧头模式 i 的信号帧的长度，其中，i ＝ 1，3（例如，M_1 ＝ 4206 个符号并且 M_3 ＝ 4725 个符号）。这样，最佳的帧定时 m_0 由下式给出：

[0024] $$m_0=\arg\max_{0\le m\le M_i-1}\max_{-1\le s\le 1}\left|R_{fhc}[m,s]\right| \quad (4)$$

[0025] 应当注意，假定样本定时等于符号定时。然而，创造性概念不限于此，并且样本定时可以与符号定时不同。在图 3 中概念性地示出等式 (3)。接收信号，r，80 被采样以用于提供样本序列，例如，样本 79 表示 r[m](k ＝ 0)。样本序列 81(0 ≤ k ≤ (G_i-2)) 被乘以相隔 $2M_i$ 个样本（即，至少相隔两个信号帧）并被向前或向后移位 s 个样本的样本序列

82($0 \leqslant k \leqslant (G_i-2)$) 中的对应样本，其中，$-1 \leqslant s \leqslant 1$。实际上，对在样本移位值内相隔至少两个信号帧的样本序列进行滑动窗相关。在 m_0 已被确定之后（等式 (4)），m_0 的值表示符号中帧开始的位置。

[0026] 现在，参考图 4，示出根据本发明基本原理的装置 50 的说明性实施例。装置 50 代表任何基于处理器的平台，例如，PC、服务器、机顶盒、个人数字助理 (PDA)、蜂窝电话、移动数字电视 (DTV)、DTV 等。关于此，装置 50 包括一个或多个与存储器（未示出）相关联的处理器并且还包括接收机 55。后者经由天线（未示出）接收广播信号 1。为了该示例的目的，假定广播信号 1 代表数字电视 (DTV) 服务，即，DTV 传送流，其包括视频、音频和 / 或至少一个 TV 信道的系统信息并且广播信号 1 要么利用单载波 (SC) 调制要么利用诸如正交频分复用 (OFDM) 之类的多载波调制来运送该信息。说明性地，假定 DTV 服务是经由 DMB-T 来运送的。然而，创造性的概念不限于此。因为在该示例中，广播信号 1 至少使用三种帧头模式，所以，接收机 55 根据本发明的基本原理来处理接收到的广播信号 1 以用于执行帧定时同步。在实现帧定时同步之后，接收机 55 还处理接收到的广播信号 1 来从其恢复出输出信号 56 以用于应用于输出装置 60，输出装置 60 可以是也可以不是虚线形式表示的装置 50 的一部分。在该示例的上下文中，输出装置 60 是允许用户观看所选择的 TV 节目的显示器。

[0027] 现在参考图 5，示出装置 50 中使用的根据本发明基本原理的说明性流程图。在步骤 205 中，接收机 55 对形成采样后的接收信号的样本（例如，往回参考图 3）执行帧头相关（等式 (3)）。在步骤 215 中，接收机 55 从该数据中确定峰值 m_0（等式 (4)）。值 m_0 表示帧开始的位置。接收机 55 还在步骤 215 中用信号通知：信号帧定时同步已实现。

[0028] 现在参考图 6，示出接收机 55 的说明性部分。仅接收机 55 中与创造性概念有关的部分被示出。接收机 55 包括下变频器 110、解调器 115 和帧定时同步器 120。此外，接收机 55 是基于处理器的系统并且包括一个或多个处理器和相关联的存储器（如用图 6 中的虚线框形式表示的处理器 190 和存储器 195 所表示的）。在该上下文中，计算机程序或软件被存储在存储器 195 中，以用于由处理器 190 执行，例如图 5 的上述流程图。处理器 190 代表一个或多个存储了程序的控制处理器，并且这些处理器不必专用于接收功能，例如处理器 190 还可以控制接收机 55 的其它功能。例如，如果接收机 55 是较大的装置的一部分，则处理器 190 可以控制该装置的其它功能。存储器 195 代表任何存储装置，例如，随机存取存储器 (RAM)、只读存储器 (ROM) 等等；可以在接收机 55 的内部和 / 或外部；并且在必要时是易失性的和 / 或非易失性的。

[0029] 图 6 的天线 105 接收广播信号并将其提供给接收机 55。在该示例中，天线 105 向下变频器 110 提供所接收到的广播信号 106。下变频器 110 代表接收机 55 的前端处理，并且例如包括用于对所接收到的广播信号 106 进行调谐和下变频来提供基带或中频接收信号 111 以用于接收机 55 的进一步处理的调谐器（未示出）等。接收信号 111 被应用于解调器 115。在 DMB-T 的上下文中，解调器 115 支持 N 种模式的解调，其中，$N > 1$。在该示例的上下文中，$N = 2$，其中，一种解调模式是 OFDM 模式并且另一种解调模式是 SC 模式。为了该示例的目的，假定接收信号 111 代表使用帧头模式 1 或帧头模式 3 的 OFDM 信号。解调器 115 对接收信号 111 进行解调来提供解调信号 116，解调信号 116 之后被接收机如现有技术中所公知的那样进行进一步的处理（如椭圆 130 所示）来提供输出信号 16。根据本发明的基本原理，帧定时同步 120（如以上参考图 5 的流程图所述地）处理来自解调器 115 经由信

号路径 112 的数据来实现帧定时同步以由接收机 55 使用。这在图 6 中用信号 121 示出，信号 121 用信号通知帧定时同步已实现（例如，图 5 中的步骤 215）。应当注意，尽管图 6 的各种元件被表示为单个模块，但是，本发明不限于此。例如，可以存在分离的解调器，每一个解调器支持一种或多种解调。

[0030] 应当注意，模式 1 和 3 中的 PN 帧头还被设计来指示 DMB-T 中的信号帧编号。关于此，根据本发明基本原理来识别帧头模式 1 和 3 中所使用的 PN 序列可以被用来检测帧编号。实际上，使用等式 (1) 和 (2) 使得能够使用低复杂度的帧编号检测器。此外，该低复杂度的帧编号检测器不受频率偏移的影响。

[0031] 令 $S_i(l)$ 为从 $F_i(l)$ 到 $F_i(l+1)$ 的循环右移数，分别地，对于帧头模式 1 和帧头模式 3，i ＝ 1,3，分别根据 (1) 和 (2)。具体而言，对于帧头模式 1，

[0032] $$S_1(l)=\begin{cases}(-1)^{l+1}(l+1) & 0\le l\le 111\\ (-1)^{l+1}(224-l) & 112\le l\le 224\end{cases} \qquad (5)$$

[0033] 并且对于帧头模式 3：

[0034] $$S_3(l)=\begin{cases}(-1)^{l+1}(l+1) & 0\le l\le 99\\ (-1)^{l+1}(200-l) & 100\le l\le 199\end{cases} \qquad (6)$$

[0035] 应当注意，为负的 $S_i(l)$ 的值指示向左的循环移位。因此，存在从 $F_i(l)$ 到 $F_i(l+1)$ 的唯一的循环移位。还应当注意，对于帧头 l 和 l+1，存在 $L_i-|S_i(l)|$ 个重复的符号。从等式 (5) 和等式 (6)，可以构建两个查找表 LUT。在每个 LUT 中，每个循环移位 s 与帧编号 l 的值相关联。对于帧头模式 1，在两个连续的帧头中至少存在 Z_1 ＝ 308 个重复的符号，并且对于帧头模式 3，在两个连续的帧头中至少存在 Z_3 ＝ 845 个重复的符号。现在，令 $R_{pnc}^{R}[s]$ 和 $R_{pnc}^{L}[s]$ 为关于被右移和被左移 s 个样本的 PN 相关函数：

[0036] $$R_{pnc}^{R}[s]=\sum_{k=0}^{Z_i-1} r[m_0+k]\cdot r^*[m_0+k+M_i+s] \qquad (7)$$

[0037] $$R_{pnc}^{L}[s]=\sum_{k=0}^{Z_i-1} r[m_0+k+s]\cdot r^*[m_0+k+M_i]$$

[0038] 对于 i ＝ 1,3，之后，令

[0039] $$s_R=\arg\max_{0\le s\le 112}\left|R_{pnc}^{R}[s]\right|,\quad i=1,\ 3 \qquad (8)$$

[0040] $$s_L=\arg\max_{0\le s\le 112}\left|R_{pnc}^{L}[s]\right|,\quad i=1,\ 3$$

[0041] 最后，由下式给出从 $F_i(l)$ 到 $F_i(l+1)$ 的 PN 序列的估计循环移位：

[0042]

$$\hat{s}=\begin{cases}s_R & \text{如果}\left|R_{pnc}^{R}[s_R]\right|\ge\left|R_{pnc}^{L}[s_L]\right|\\ -s_L & \text{如果}\left|R_{pnc}^{R}[s_R]\right|\prec\left|R_{pnc}^{L}[s_L]\right|\end{cases} \qquad (9)$$

[0043] 等式 (9) 中$\hat{s}$的值之后被用来从适当的 LUT 中获取相关联的帧编号 1。

[0044] 如图 2 中所示，对于帧头模式 1 和 3，帧头包括 PN 序列及其循环扩展。因此，在帧头模式 1 中，帧头的前 165 个符号是帧头的最后 165 个符号的重复。类似地，在帧头模式 3 中，帧头的前 434 个符号是帧头的最后 434 个符号的重复。这样，这样循环扩展之间的相关也可以被用来执行帧定时同步。具体地，关于定时实例 m 的循环扩展相关 (CEC) 函数被定义如下：

[0045] $$R_{cec}[m]=\frac{1}{C_i}\sum_{k=0}^{C_i-1} r[m+k]\cdot r^*[m+k+G_i],\ i=1,\ 3 \quad (10)$$

[0046] 对于帧头模式 1，参数 $C_1 = 165$ 是循环扩展后的符号的数目，并且 $G_1 = 255$ 是 PN 序列的长度。类似地，对于帧头模式 3，参数 $C_3 = 434$ 是循环扩展后的符号的数目，并且 $G_3 = 511$ 是 PN 序列的长度。之后，最优的帧定时（信号帧起始处的样本索引）由下式给出：

[0047] $$m_1 = \arg \max_{0\le m\le M_i-1} \left|R_{cec}[m]\right| \quad (11)$$

[0048] 应当注意，频率偏移的存在引起与定时索引成比例的相位旋转。因此，通常用下式估计频率偏移 Δf：

[0049] $$\Delta\hat{f} = Arg(R_{cec}[m_1])\cdot\frac{f_s}{2\pi G_i} \quad (12)$$

[0050] 其中，$f_s = 7.56$MHz 是 DMB-T 系统的符号率（例如参见 F.Tufvesson, O.Edfors and M.Faulkner,“Time and Frequency Synchronization for OFDMUsing PN-Sequence Preambles,”Proc.IEEE VTC, pp.2203-2207, September1999)。函数 Arg(•) 是复数辐角 (argument) 的模 -2π 角度。应当注意，由于相位模糊，等式 (12) 中给出的频率偏移估计器具有限制。对于帧头模式 1，当 |Δf| < 29647MHz 时，该估计器能够可靠地估计，并且对于帧头模式 3，当 |Δf| < 14794MHz 时，该估计器能够可靠地估计。

[0051] 通过计算机仿真图解出了所提出的帧定时同步器、频率偏移估计器和帧编号检测器的性能。仿真环境是加性高斯白噪声 (AWGN) 信道和具有等于 1.24μs(9.37 个样本）的均方根 (RMS) 延迟扩展的多径瑞利衰减信道。对于多径瑞利衰减信道，每个信号路径的包络为瑞利分布并且每个路径的信道增益用 Jakes 衰减模型（例如，参见 P.Dent, E.G..Bottomley,and T.Croft,“Jakes Fading Model Revisited,”Electronics Letter, Vol.29, No.13, pp.1162-1163, June 1993) 生成。图 7 和图 8 示出在 AWGN 环境下帧头模式 1(图 7) 和帧头模式 3(图 8) 的估计定时的标准差。可以观察到，当 SNR 约为 5dB 时，标准差小于一个样本。在仿真中，频率偏移被设置为 14kHz。如在图 9(针对帧头模式 1) 和图 10(针对帧头模式 3) 中可见，当 SNR 为 0dB 时，均方根 (RMS) 残留频率偏移对于帧头模式 1 接近 300Hz 并且对于帧头模式 3 接近 100Hz。最后，关于帧头编号检测，在图 11(针对帧头模式 1) 和图 12(针对帧头模式 3) 中可以观察到，所提出的算法产生优良的性能，并且当 SNR 大于 -3dB 时，不可能发生帧编号检测误差。应当注意，帧编号检测器中所使用的帧定时是从等式 (3) 和等式 (4) 的 PNS 定时同步器中获得的。

[0052] 如上所述，并且根据本发明基本原理，帧定时同步器和帧编号检测器利用帧头模式 1 和 3 中的 PN 样式。以上还描述了基于帧头中的循环扩展的特性的联合帧定时和频率

偏移估计器。仿真结果示出所有提出的算法的性能都是优良的。此外，所提出的算法的复杂度很低，因此，它们可以容易地应用于实际系统。尽管在 OFDM 信号的上下文中进行了描述，但是创造性概念也适用单载波信号。此外，应当认识到，传统的相关技术可以用于帧头模式 2。

[0053] 鉴于以上所述，以上仅仅示出了本发明的基本原理并且因此将明白，本领域技术人员将能够构想出尽管在这里未被明确描述但是实现本发明基本原理并在其精神与领域内的各种可替换布置。例如，尽管在分离的功能元件的上下文中进行了说明，但是这些功能元件可以被包含在一个或多个集成电路 (IC) 中。此外，本发明的基本原来适用于其它类型的通信系统，例如，卫星、无线保真 (Wi-Fi)、蜂窝等等。实际上，创造性概念也适用于固定的或移动的接收机。因此，应当理解，在不偏离由权利要求限定的本发明的精神和范围的情况下，可以对所说明的实施例进行各种修改，并且可以构想到其它布置。

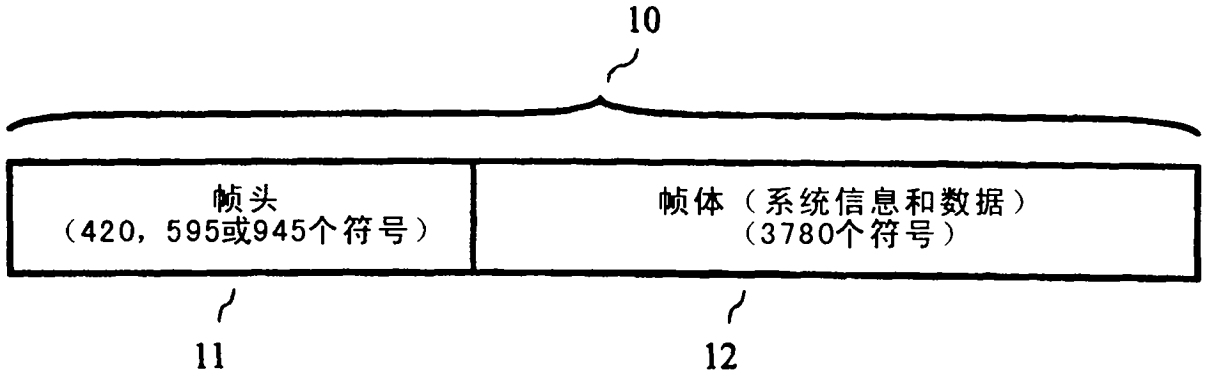


图 1（现有技术）

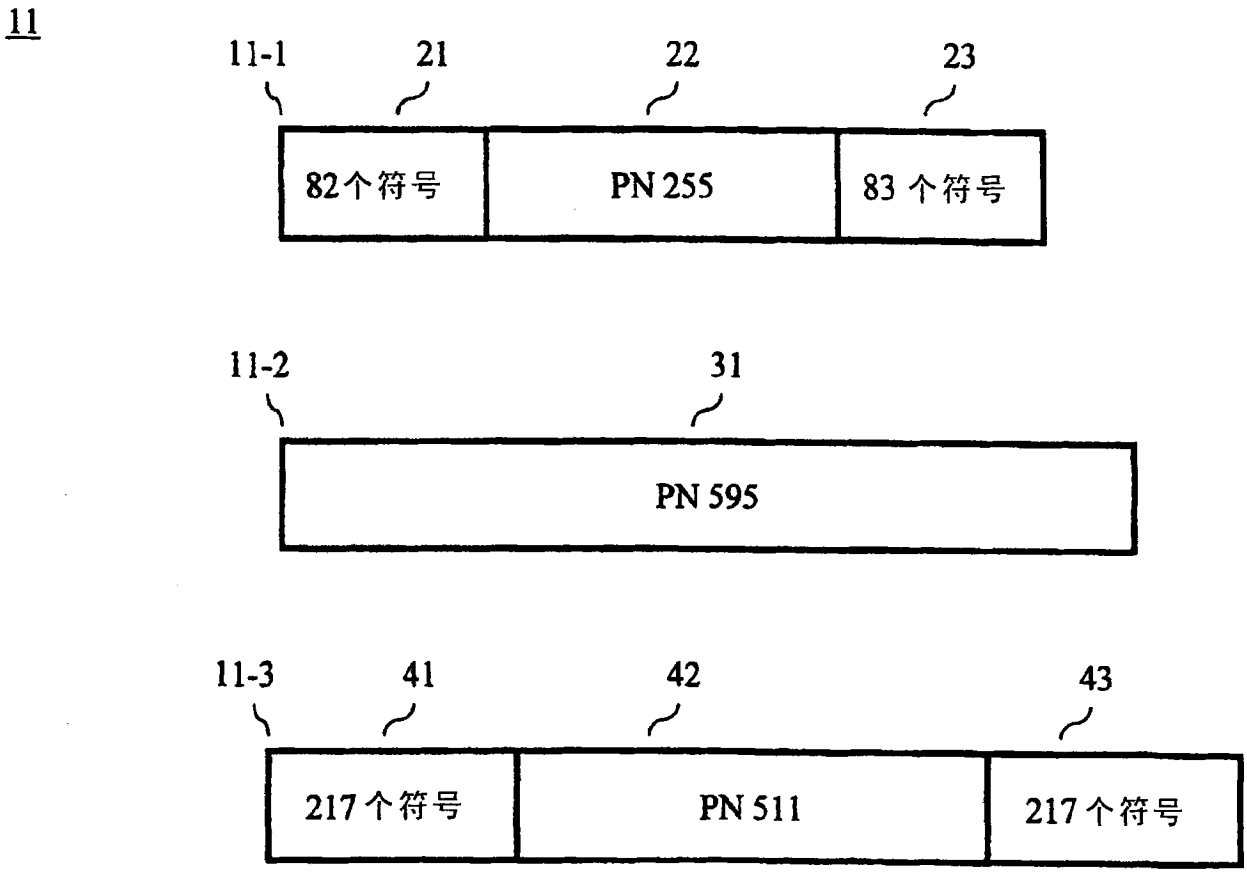


图 2（现有技术）

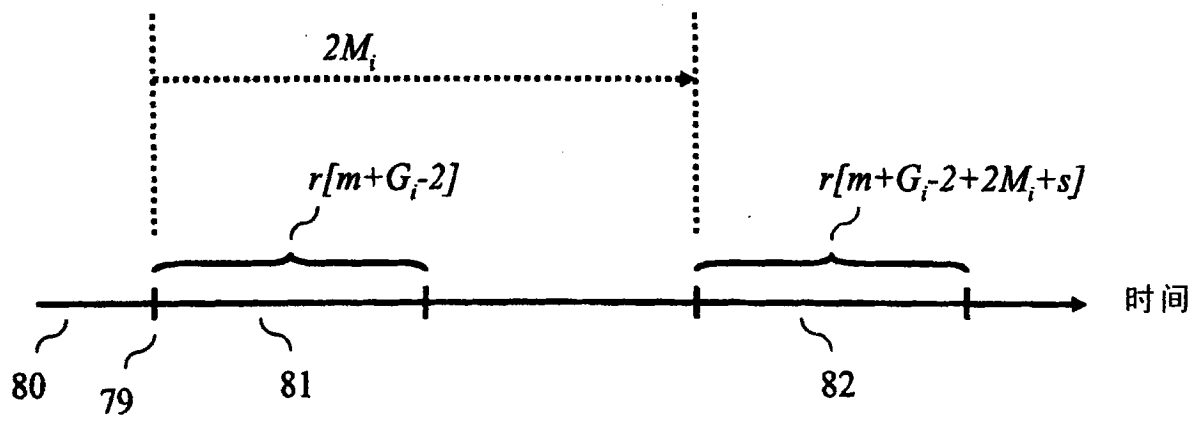


图 3

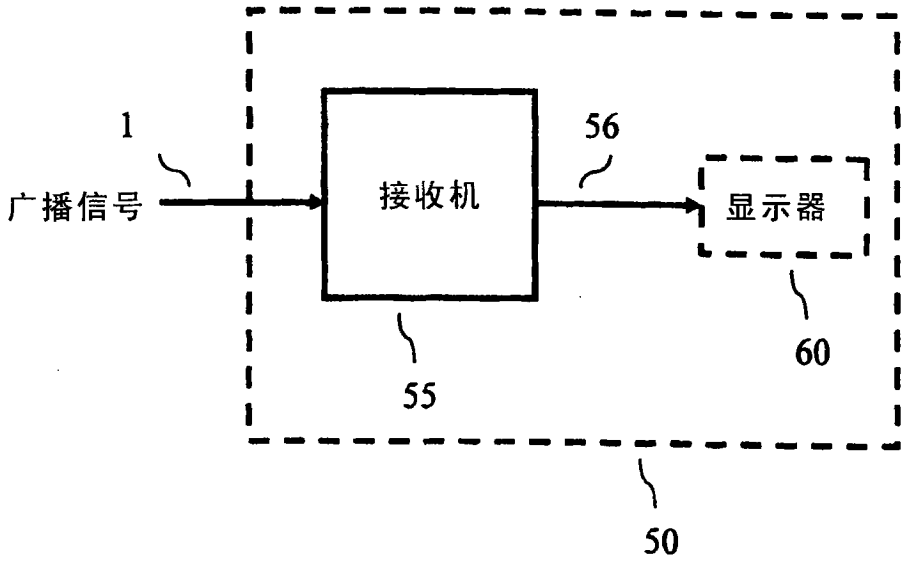


图 4

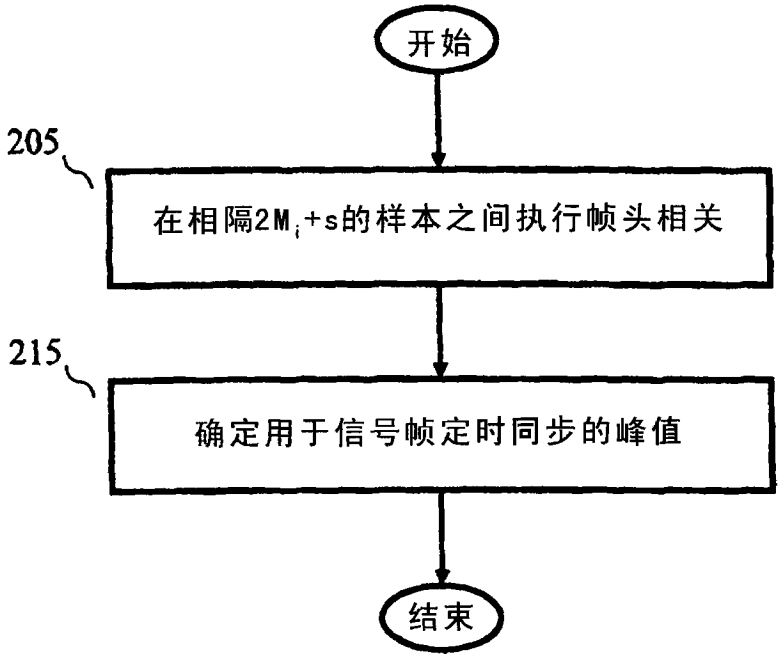


图 5

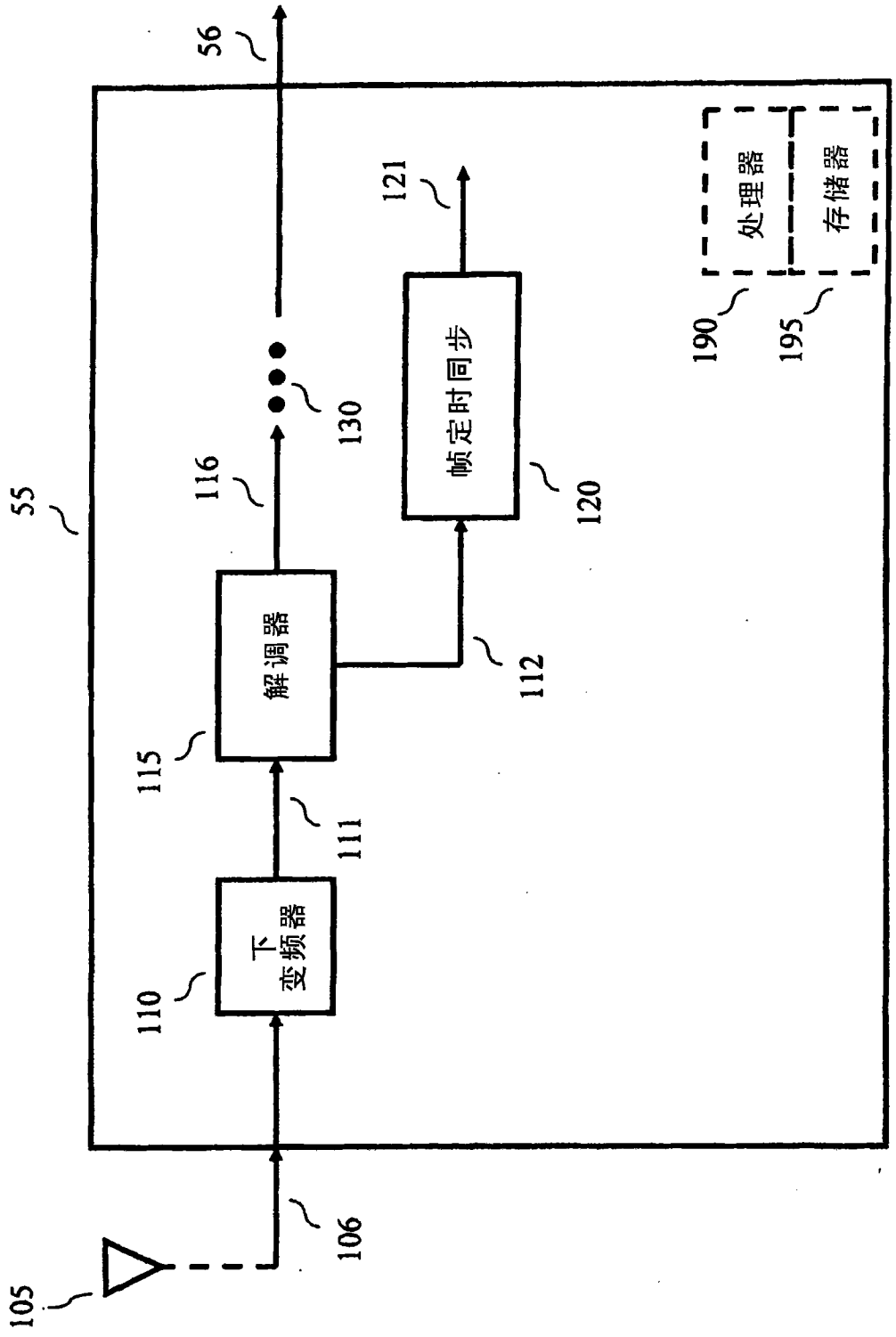

56
121
处理器
存储器
190
195
帧定时同步
120
130
116
55
解调器
112
115
111
下变频器
110
106
105

图 6

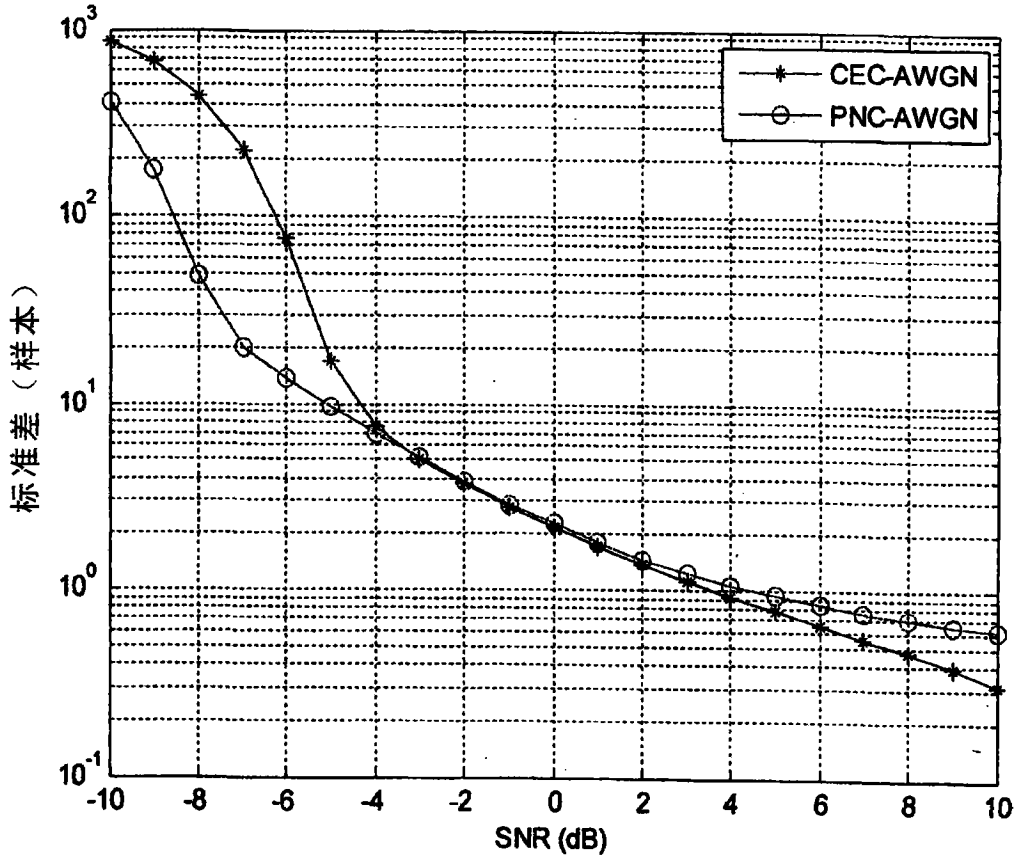

CEC-AWGN
PNC-AWGN
标准差（样本）
SNR (dB)
10^3
10^2
10^1
10^0
10^-1
-10
-8
-6
-4
-2
0
2
4
6
8
10

图 7

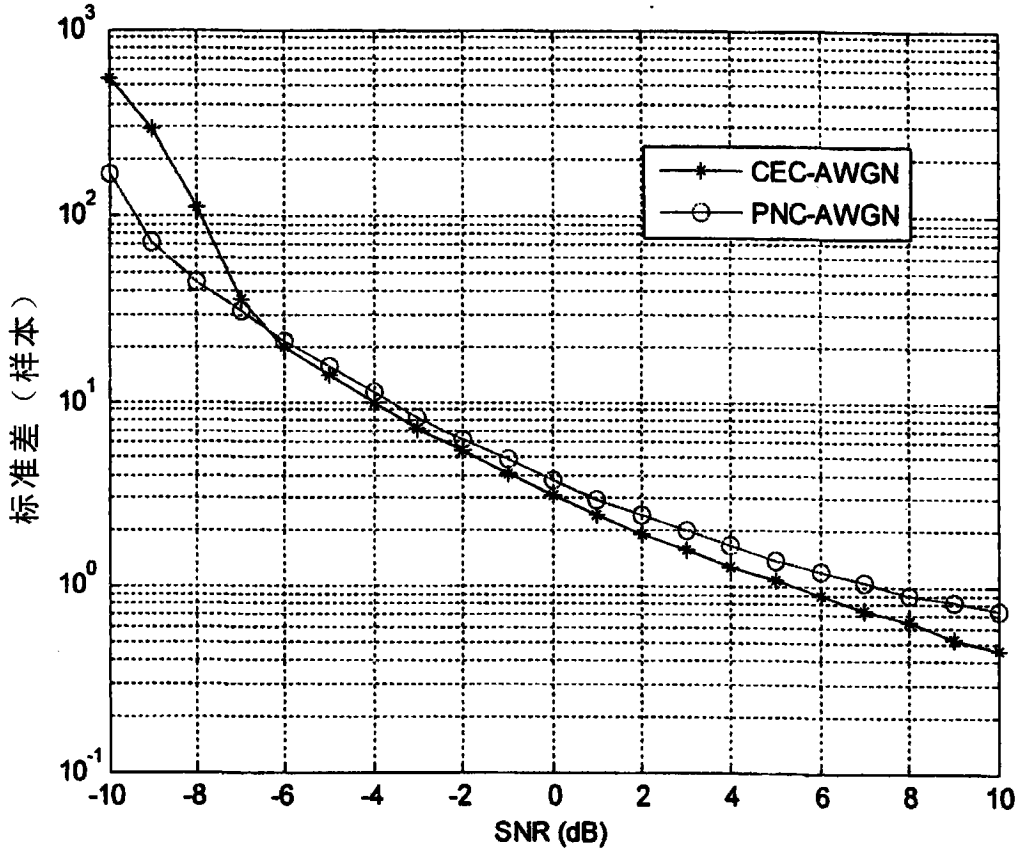

CEC-AWGN
PNC-AWGN
标准差（样本）
SNR (dB)
10^3
10^2
10^1
10^0
10^-1
-10
-8
-6
-4
-2
0
2
4
6
8
10

图 8

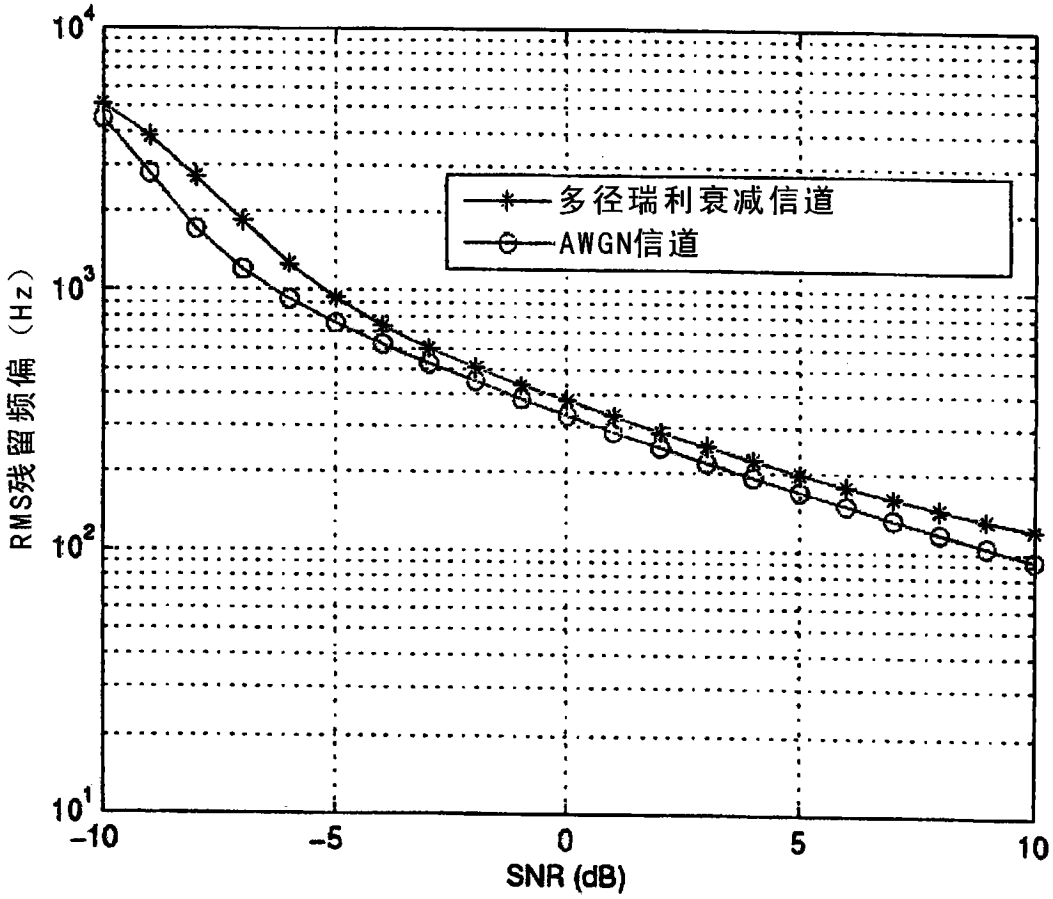


图 9

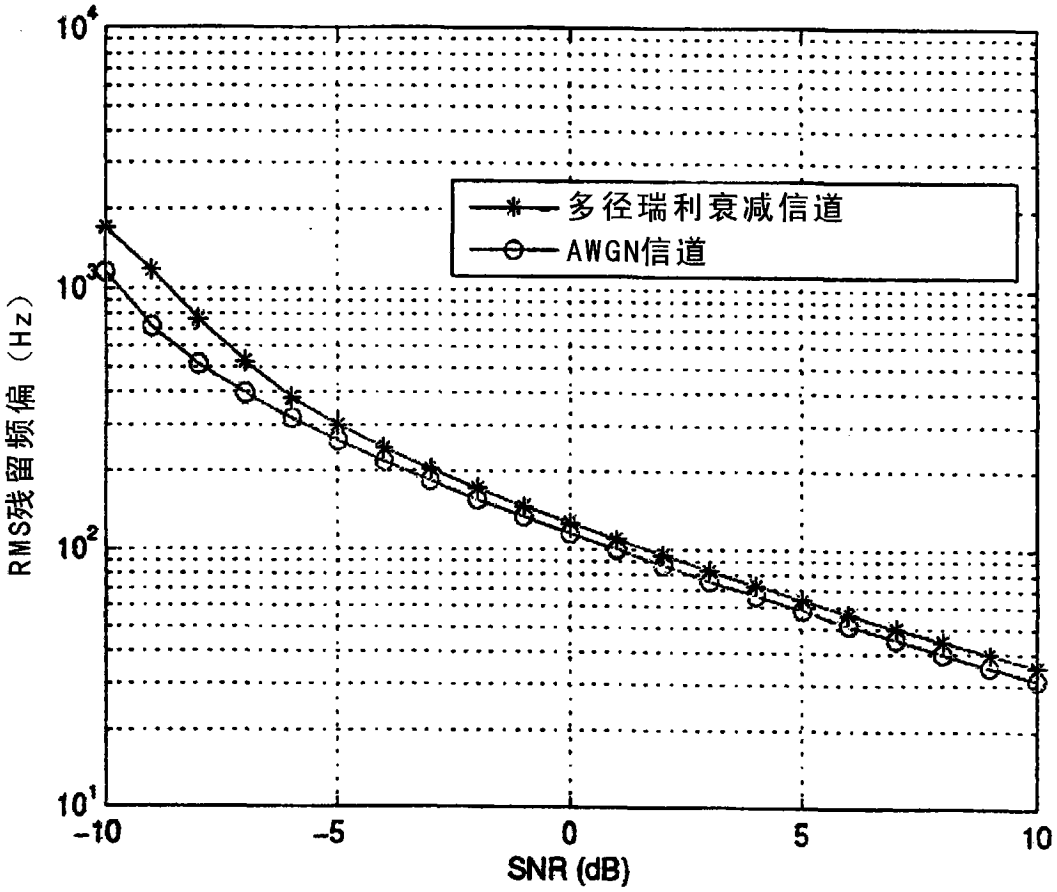


图 10

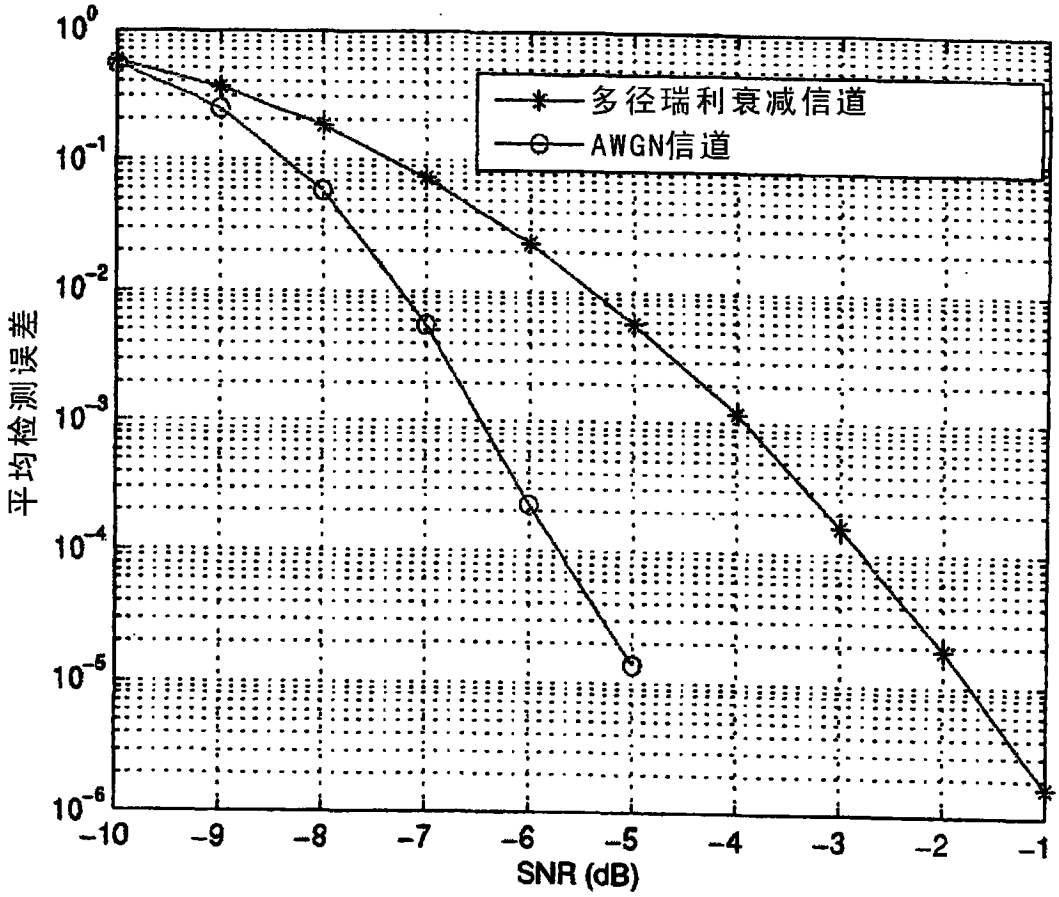

多径瑞利衰减信道
AWGN信道
平均检测误差
SNR (dB)
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10^-5
10^-6
-10
-9
-8
-7
-6
-5
-4
-3
-2
-1

图 11

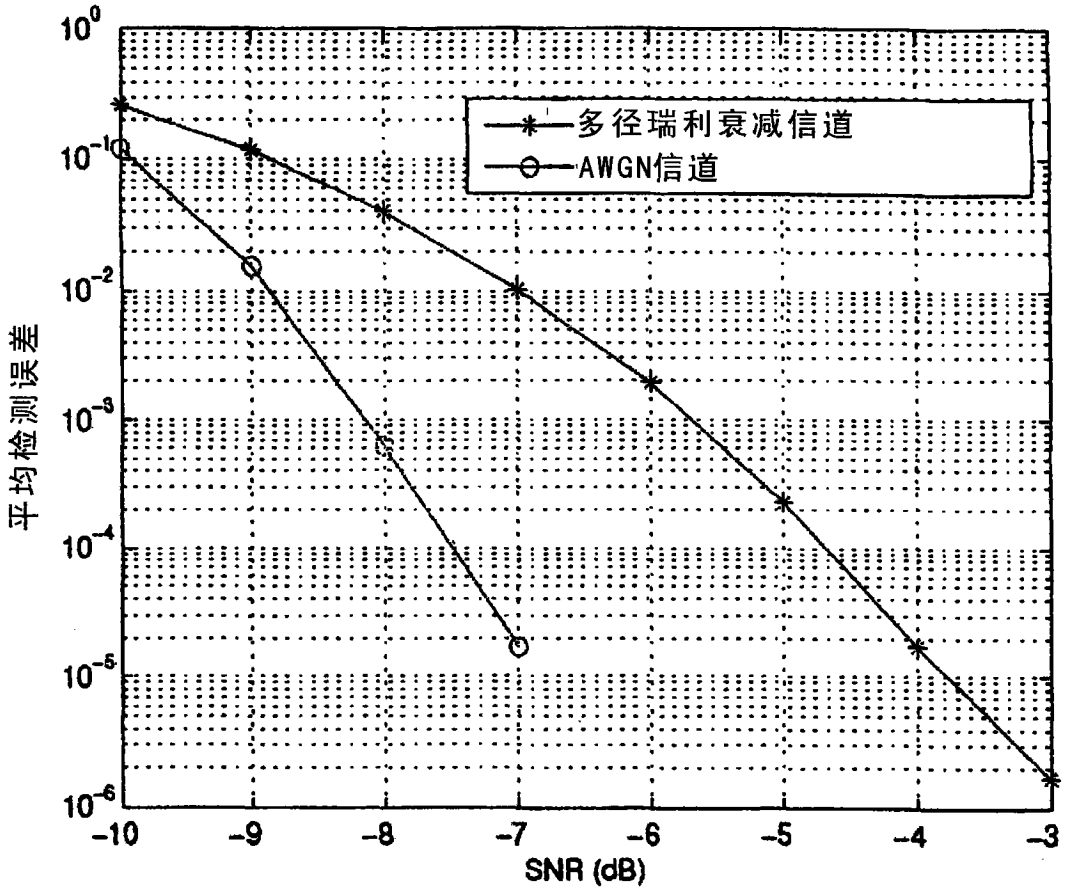

多径瑞利衰减信道
AWGN信道
平均检测误差
SNR (dB)
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10^-5
10^-6
-10
-9
-8
-7
-6
-5
-4
-3

图 12