

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101238642 B

(45) 授权公告日 2013. 04. 17

(21) 申请号 200680019694. 7

代理人 陈炜

(22) 申请日 2006. 05. 24

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H04B 1/00 (2006. 01)

60/686, 645 2005. 06. 01 US

60/691, 706 2005. 06. 16 US

11/224, 916 2005. 09. 12 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007. 12. 03

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2006/020541 2006. 05. 24

(87) PCT申请的公布数据

W02006/130502 EN 2006. 12. 07

(73) 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 J·R·沃尔顿 M·S·华莱仕

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

(56) 对比文件

US 6628730 B1, 2003. 09. 30,

US 6628730 B1, 2003. 09. 30,

EP 1096693 A2, 2001. 05. 02,

US 6456644 B1, 2002. 09. 24,

CN 1136378 A, 1996. 11. 20, 全文.

审查员 龚思来

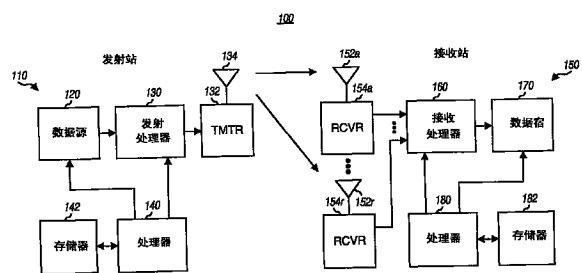
权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图 10 页

(54) 发明名称

一种执行信号检测的方法及设备

(57) 摘要

描述了用于检测和解调信号 / 传输的技术。使用不同类型的信号处理以多级来进行信号检测, 例如对于第一级使用时域相关、对于第二级使用频域处理、对于第三级使用时域处理。对于第一级, 对至少两个不同的延迟产生码元的积, 进行用于每个延迟的积和已知值之间的相关, 组合用于所述延迟的相关结果并用于表明信号的存在。对于解调, 调整输入样本的定时以获得经定时调整的样本。估计频率偏移, 并从经定时调整的样本中去除频率偏移, 以获得经相位校正的样本, 利用信道估计处理经相位校正的样本以获得检测的码元。校正检测的码元的相位以获得经相位校正的码元, 然后进行解调、去交织和解码。



1. 一种执行信号检测的方法,包括:
产生对于至少两个不同延迟的码元的积,其中对于每个延迟的每个码元的积是用由该延迟分隔的一对码元来产生的;
执行对于每个延迟的码元的积和用于该延迟的已知值之间的相关;
组合用于所述至少两个不同延迟的相关结果;以及
根据组合的相关结果检测信号的存在。
2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述至少两个不同延迟包括一个码元周期和两个码元周期并且所述对于至少两个不同延迟的码元的积包括 1 码元延迟的积和 2 码元延迟的积,其中:
每个 1 码元延迟的积是用由一个码元周期分隔的一对码元产生的;
每个 2 码元延迟的积是用由两个码元周期分隔的一对码元产生的。
3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述至少两个不同延迟包括第一延迟和第二延迟,所述组合用于所述至少两个延迟的相关结果包括:
将用于所述第二延迟的相关结果旋转多个假定相位,
将用于所述第二延迟的经旋转的相关结果与用于所述第一延迟的相关结果组合,以及
选择具有最大幅值的组合的相关结果作为用于所述至少两个不同延迟的组的相关结果。
4. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述检测信号的存在包括:
计算至少两个码元的接收能量,
根据所述接收能量得出一阈值,以及
将所述组合的相关结果与所述阈值进行比较以检测信号的存在。
5. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,产生对于至少两个不同延迟的码元的积包括根据一码元以及早至少一个码元周期的另一码元的复共轭来产生每个积。
6. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,组合用于所述至少两个不同延迟的相关结果包括非相干地组合用于所述至少两个不同延迟的相关结果。
7. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,还包括根据所述组合的相关结果确定所述信号的定时。
8. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,还包括用一码序列对样本进行去扩展,以产生所述码元。
9. 一种执行信号检测的设备,包括:
产生对于至少两个不同延迟的码元的积的装置,其中对于每个延迟的每个码元的积是用由该延迟分隔的一对码元来产生的;
执行对于每个延迟的码元的积和用于该延迟的已知值之间的相关的装置;
组合用于所述至少两个不同延迟的相关结果的装置;以及
根据组合的相关结果检测信号的存在装置的装置。
10. 如权利要求 9 所述的设备,其特征在于,所述至少两个不同延迟包括一个码元周期和两个码元周期并且所述对于至少两个不同延迟的码元的积包括 1 码元延迟的积和 2 码元延迟的积,其中:
每个 1 码元延迟的积是用由一个码元周期分隔的一对码元产生的;

每个 2 码元延迟的积是用由两个码元周期分隔的一对码元产生的。

11. 如权利要求 9 所述的设备,其特征在於,所述至少两个不同延迟包括第一延迟和第二延迟,所述组合用于所述至少两个延迟的相关结果的装置包括:

将用于所述第二延迟的相关结果旋转多个假定相位的装置,

将用于所述第二延迟的经旋转的相关结果与用于所述第一延迟的相关结果组合的装置,以及

选择具有最大幅值的组合的相关结果作为用于所述至少两个不同延迟的组合的相关结果的装置。

12. 如权利要求 9 所述的设备,其特征在於,所述检测信号的存在性的装置包括:

计算至少两个码元的接收能量的装置,

根据所述接收能量得出一阈值的装置,以及

将所述组合的相关结果与所述阈值进行比较以检测信号的存在性的装置。

13. 如权利要求 9 所述的设备,其特征在於,产生对于至少两个不同延迟的码元的积的装置包括用于根据一码元和早至少一个码元周期的另一码元的复共轭来产生每个积的装置。

14. 如权利要求 9 所述的设备,其特征在於,组合用于所述至少两个不同延迟的相关结果的装置包括用于非相干地组合用于所述至少两个不同延迟的相关结果的装置。

15. 如权利要求 9 所述的设备,其特征在於,还包括用于根据所述组合的相关结果确定所述信号的定时的装置。

16. 如权利要求 9 所述的设备,其特征在於,还包括用于用一码序列对样本进行去扩展,以产生所述码元的装置。

一种执行信号检测的方法及设备

[0001] 相关申请交叉参考

[0002] 本申请要求 2005 年 6 月 1 日提交的美国临时专利申请序列号 60/686,645 以及 2005 年 6 月 16 日提交的美国临时申请序列号 60/691,706 的优先权,两篇临时申请都通过被引用而完整地结合于此。

[0003] 背景

[0004] I. 领域

[0005] 本公开涉及通信,尤其涉及用于无线通信的接收机。

[0006] II. 背景

[0007] 无线通信网络被广泛地部署用来提供诸如数据、语音、视频等之类的各种通信服务。这些网络包括为大的地理区(例如城市)提供通信覆盖范围的无线广域网(WWAN)、为中等大小的地理区(例如建筑物和校园)提供通信覆盖范围的无线局域网(WLAN)、以及为小的地理区(例如家庭)提供通信覆盖范围的无线个人域网络(WPAN)。无线网络一般包括支持一个或多个用户终端(或无线设备)的通信的一个或多个接入点(或基站)。

[0008] IEEE 802.11 是由电气和电子工程师协会(IEEE)为 WLAN 开发的标准系列。这些标准规定了接入点和用户终端之间或两个用户终端之间的无线(over-the-air)接口。题为“Part 11:Wireless LAN Medium Access Control(MAC)and Physical Layer(PHY) Specifications”的 1990 版的 IEEE 标准 802.11(或简称为“802.11”)使用跳频扩展频谱(FHSS)或直接序列扩展频谱(DSSS)支持 2.4GHz 的频带中 1Mbps(兆比特/秒)和 2Mbps 的数据率。IEEE 标准 802.11a-1999(或简称为“802.11a”)是 802.11 的补充,它使用正交频分复用(OFDM)而非 FHSS 或 DSSS,并支持 5GHz 频带中高达 54Mbps 的数据率。IEEE 标准 802.11b-1999(或简称为“802.11b”)是 802.11 的另一补充,它使用 DSSS 支持高达 11Mbps 的数据率。IEEE 标准 802.11g-2003(或简称为“802.11g”)是 802.11 的又一补充,它使用 DSSS 和 OFDM,并支持 2.4GHz 频带中高达 54Mbps 的数据率。这些标准是本领域中所公知的,且公众可以获得。

[0009] 802.11、802.11a、802.11b、802.11g 所支持的最低数据率是 1Mbps。对于 802.11b 和 802.11g(或简称为“802.11b/g”),使用一种特殊的 DSSS 方案和一种特殊的调制方案来以 1Mbps 的最低数据率发送传输。用于 1Mbps 的 DSSS 和调制方案要求某一最低信噪干扰比(SNR)用于对所述传输的可靠接收。于是,传输的范围由接收站在其中能够实现所要求的 SNR 或更佳的 SNR 的地理区确定。在某些情况下,希望以比用于 802.11b/g 所支持的最低数据率的范围更大的范围来发送传输。

[0010] 因此,本领域中存在对以扩展的覆盖范围工作的无线通信网络和站的需求。

[0011] 概述

[0012] 这里描述了在差信道条件(如低 SNR)时检测和解调信号/传输的技术。在一方面,使用不同类型的信号处理以多级来进行信号检测,以实现良好的检测性能。在一实施例中,对于第一级使用时域相关、对于第二级使用频域处理、对于第三级使用时域处理来进行信号检测。每一级的信号检测可进一步根据一基于码元窗口的接收能量而导出的自适应阈

值来进行,使得检测性能对接收的信号电平较不敏感。可根据全部三级的输出来表明信号的存在。

[0013] 在第一级的一方面中,接收站上的输入样本可用一码序列进行去扩展,以产生去扩展码元。然后对至少两个延迟,例如 1 码元延迟和 2 码元延迟,产生去扩展码元的积。进行对于每个延迟的积和用于该延迟的已知值之间的相关。然后对于多个假定相位,组合用于全部延迟的相关结果,例如非相干地或相干地。可根据组合的相关结果来确定信号的存在和信号的定时。

[0014] 在另一方面中,以在差信道条件下实现良好性能的方式进行解调。在一实施例中,调整输入样本的定时(例如利用多相滤波器),以获得经定时调整的样本。估计频率偏移并从经定时调整的样本去除频率偏移,以获得经频率校正的样本,经频率校正的样本用信道估计(例如使用雷克接收机)进行处理以获得检测的码元。校正检测的码元的相位,以获得经相位校正的码元。然后,对经相位校正的码元进行解调,以获得解调的码元,对解调的码元进行去交织和解码,以获得解码的数据。

[0015] 下面详细说明用于每个检测级和用于解调的信号处理。下面还描述了本发明的各种方面和实施例。

[0016] 附图的简单说明

[0017] 连同附图以及下文给出的详细说明,本发明的特征和性质将变得显而易见,附图中相同的参考符号表示相同的元素。

[0018] 图 1 示出了发射站和接收站。

[0019] 图 2 示出了发射站上的发射处理器。

[0020] 图 3 示出了 802.11b/g 所使用的 PPDU 结构。

[0021] 图 4 示出了接收站上的接收处理器。

[0022] 图 5 示出了第一检测级和定时捕获单元。

[0023] 图 6 示出了第二检测级和频率捕获单元。

[0024] 图 7 示出了第三检测级和信道估计单元。

[0025] 图 8 示出了相位校正单元。

[0026] 图 9 示出了用于第一级的执行信号检测的过程。

[0027] 图 10 示出了具有多级的执行信号检测的过程。

[0028] 图 11 示出了接收传输的过程。

[0029] 详细说明

[0030] 这里使用单词“示例性”表示“用作例子、实例或图例”。这里作为“示例性”描述的任何实施例或设计不必被理解成比其它实施例或设计更佳或更有利。

[0031] 图 1 示出了无线网络 100 中的发射站 110 和接收站 150 的框图。发射站 110 配备有单个天线,并且可以是接入点或用户终端。接收站 150 配备有多个(例如 $R = 2$) 天线,并也可以是接入点或用户终端。一般来说,每个站可配备有可用于数据传输或接收的任意数量的天线。接入点一般是固定站,它与用户终端通信并也可被称为是基站、基站收发机子系统(BTS)或某种其它术语。用户终端可以是固定的或移动的,并可被称为是移动站、无线设备、用户设备(UE)或某种其它术语。

[0032] 在发射站 110 上,发射处理器 130 接收来自数据源 120 的通信量数据,根据为传输

而选择的数据率处理该通信量数据,并提供输出码片(chip)。下面描述发射处理器 130 的处理。发射机单元(TMTR)132 处理(例如转换成模拟、放大、滤波以及上变频)所述输出码片,并产生调制信号,该调制信号通过天线 134 发射。

[0033] 在接收站 150 上,R 个天线 152a 至 152r 接收发射信号,每个天线 152 将接收信号提供给相应的接收机单元(RCVR)154。天线也可被称作“分集”,R 个接收天线提供的分集数量级为 R。每个接收机单元 154 处理其接收信号,并将输入样本流提供给接收处理器 160。接收处理器 160 以与发射处理器 130 进行的处理互补的方式处理来自所有 R 个接收机单元 154a 至 154r 的输入样本,将解码后的数据提供给数据宿 170。解码后的数据是对发射站 110 发送的通信量数据的估计。

[0034] 处理器 140 和 180 分别控制发射站 110 和接收站 150 上的处理单元的操作。存储单元 142 和 182 分别存储处理器 140 和 180 使用的数据和 / 或程序代码。

[0035] 站 110 和 150 可支持 802.11b 和 / 或 802.11g。802.11g 向后兼容 802.11b,并支持 802.11b 所定义的全部工作模式。站 110 和 150 还可支持范围扩展模式,该范围扩展模式支持比 802.11b/g 中的最低数据率还低的至少一个数据率。该更低的数据率可用于扩展覆盖范围,这对于诸如步话机之类的某些应用来说是有益的。

[0036] 表 1 列出了 802.11b 和 802.11g 所支持的两个最低数据率以及对于每个数据率的处理。根据一个实施例,表 1 还列出了范围扩展模式所支持的三个数据率以及对于每个数据率的处理。在表 1 中,DBPSK 表示差分二进制相移键控,DQPSK 表示差分正交相移键控。

[0037] 表 1

[0038]

模式	数据率	码率	调制	扩展	效率
----	-----	----	----	----	----

[0039] [0039]

802.11b/g	2Mbps	无	DQPSK	DSSS	2 比特 / 码元
1Mbps	无	DBPSK	DSSS	1 比特 / 码元	
范围扩展 模式	1Mbps	1/2	DQPSK	DSSS	1 比特 / 码元
500Kbps	1/2	DBPSK	DSSS	0.5 比特 / 码元	
250Kbps	1/4	DBPSK	DSSS	0.25 比特 / 码元	

[0040] 为清楚起见,在下面的说明中,术语“比特”指的是在发射站上的调制(或码元映射)之前的量,术语“码元”指的是码元映射之后的量,术语“码片”指的是频谱扩展之后的量。术语“样本”指的是在接收站上的频谱解扩展之前的量。

[0041] 图 2 示出了发射站 110 上的发射处理器 130 的实施例。发射处理器 130 包括导频发生器 210、用于 802.11b/g 的 DSSS 发射处理器 240、用于范围扩展模式的 DSSS 发射处理器 250、以及多路复用器(Mux)270。

[0042] 导频发生器 210 为 802.11b/g 和范围扩展模式产生导频(也称为前同步码或参考)。在导频发生器 210 内,码元映射器 214 接收导频比特,基于 BPSK 将这些比特映射到调制码元,并将导频码元提供给扩展器 216。如这里所使用的那样,导频码元是导频的调制码元,数据码元是通信量数据的调制码元,调制码元是对于某一调制方案(例如 M-PSK 或 M-QAM)的信号星图中的某一点的复值,码元是任意复值。扩展器 216 对导频码元进行频谱扩展,并提供输出码片。在扩展器 216 内,伪随机数(PN)码发生器 222 产生 PN 码序列。在某些实施例中,这也被称为巴克(Barker)序列。巴克序列长 11 个码片,具有 11 兆码片 /

秒 (Mcps) 的速率,由 11 码片序列 $\{+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1\}$ 组成。乘法器 224 以 1 兆码元 / 秒 (Mps) 的速率从码元映射器 214 接收导频码元,并从 PN 码发生器 222 接收巴克序列。乘法器 224 将每个导频码元与巴克序列的全部 11 个码片相乘,为每个导频码元产生 11 个输出码片,并提供导频的输出码片序列。输出码片速率是导频码元速率的 11 倍或为 11Mcps。每个输出码片是要被在一个码片周期 T_c 中发送的复值,对于 802.11b/g 来说,码片周期 T_c 大约是 90.9 纳秒 (ns)。

[0043] DSSS 发射处理器 240 执行用于 802.11b/g 的差分调制和频谱扩展。在处理器 240 内,差分编码器 242 接收通信量数据的数据比特,对数据比特执行用于 DBPSK 或 DQPSK 的差分编码,并提供经差分编码的比特。对于 DBPSK,数据比特 ‘0’ 导致 0° 的相位变化,数据比特 ‘1’ 导致 180° 的相位变化。对于 DQPSK,数据比特对 ‘00’ 导致 0° 的相位变化,数据比特对 ‘01’ 导致 $+90^\circ$ 的相位变化,数据比特对 ‘11’ 导致 $+180^\circ$ 的相位变化,数据比特对 ‘10’ 导致 $+270^\circ$ 的相位变化。在某些实施例中,码元映射器 244 基于 BPSK 将所述经差分编码的比特映射成用于 1Mbps 数据率的调制码元,或基于 QPSK 将所述经差分编码的比特映射成用于 2Mbps 数据率的调制码元。然而,可以使用其它用于各种速率的调制方案。码元映射器 244 以 1Mps 的速率提供 BPSK 调制码元用于 1Mbps 数据率,以及以 1Mps 的速率提供 QPSK 调制码元用于 2Mbps 数据率。扩展器 246 将来自码元映射器 244 的数据码元进行频谱扩展,提供用于通信量数据的输出码片。

[0044] DSSS 发射处理器 250 执行用于范围扩展模式的前向纠错 (FEC) 编码、码元映射以及频谱扩展。在处理器 250 内,FEC 编码器 252 接收用于通信量数据的数据比特,根据 FEC 编码方案对数据比特编码,并提供码比特。FEC 编码器 252 可实现卷积码、Turbo 码、低密度奇偶校验 (LDPC) 码、分组码、某种其它码、或它们的组合。重复 / 收缩单元 254 可重复或收缩某些或全部码比特,以获得所希望的码率。交织器 256 根据交织方案对码比特进行交织或重排序。差分编码器 262 对经交织的比特进行差分编码,例如用于 DBPSK 或 DQPSK,并提供经差分编码的比特。码元映射器 264 根据例如 BPSK 或 QPSK 的调制方案将所述经差分编码的比特映射成调制码元。扩展器 266 对来自码元映射器 264 的数据码元进行频谱扩展,并提供用于通信量数据的输出码片。扩展器 246 和 266 每一个都可以与扩展器 216 相同的方式来实现,并可用 11 码片巴克序列来扩展每个数据码元,以为该数据码元产生 11 个输出码片。

[0045] 多路复用器 270 接收来自导频发生器 210 以及 DSSS 发射处理器 240 和 250 的输出码片,在合适的时间提供用于导频的输出码片、在选择 802.11b/g 的模式的情况下提供来自处理器 240 的输出码片、而在选择范围扩展模式的情况下提供来自处理器 250 的输出码片。

[0046] 对于 IEEE 802.11,数据由媒体访问控制 (MAC) 层处理成 MAC 协议数据单元 (MPDU)。每个 MPDU 由物理层会聚协议 (PLCP) 处理,并封装在 PLCP 协议数据单元 (PPDU) 中。每个 PPDU 由物理层处理 (如图 2 所示),并通过无线信道发射。

[0047] 图 3 示出了 802.11b/g 使用的 PPDU 结构 300。对于 PPDU 结构 300,PPDU 310 包括 PLCP 前同步码 320、PLCP 头部 330、以及 MPDU 340。MPDU 340 携带 PPDU 310 的通信量数据,并具有可变长度。PLCP 前同步码 320 包括 PLCP 同步 (SYNC) 字段 322 和帧首定界符 (SFD) 字段 324。SYNC 字段 322 携带固定的 128 比特序列,可由接收站用于信号检测、捕获和其它

目的。该 128 比特序列中的比特被表示为 d_0, d_1, \dots, d_{127} 。SFD 字段 324 携带固定的 16 比特序列, 指示出 PLCP 头部的开始。PLCP 头部 330 包括指示出用于 MPDU 的数据率的 SIGNAL 字段 332、设置成 ‘0’ 以表示兼容 IEEE 802.11 的 SERVICE 字段 334、指示出发送 MPDU 340 所需的时间量 (以微秒为单位) 的 LENGTH 字段 336、以及携带基于 SIGNAL 字段、SERVICE 字段和 LENGTH 字段产生的 CRC 值的 CRC 字段 338。PLCP 前同步码 320 和 PLCP 头部 330 使用 DBPSK 以 1Mbps 发送。PLCP 前同步码 320 包含总共 144 个比特, 这些比特被处理以产生 144 个 BPSK 码元。每个 BPSK 码元由 11 个输出码片组成, 这些输出码片是通过用巴克序列的 11 个码片对该 BPSK 码元进行扩展而获得的。这 144 个 BPSK 码元在 144 个码元周期中被发射, 每个码元周期具有 1 微秒 (μs) 的持续时间。

[0048] PPDU 结构 300 或另一 PPDU 结构可用于范围扩展模式。用于范围扩展模式的 PPDU 结构可包括 SYNC 字段、携带用于信道估计的固定的 (例如 32 比特) 序列的 CHANEST 字段、一个或多个信令字段、以及 MPDU。

[0049] 接收站 150 执行捕获以检测发射站 110 发送的 PPDU。用于范围扩展模式的捕获比用于 802.11b/g 的典型捕获更为复杂, 原因在于以下差别:

[0050] 1. 低 SNR/分集。所需的每比特能量对总噪声的比率 (E_b/N_0) 较低, 例如对于 802.11b/g, 大约为 8 分贝 (dB), 而对于范围扩展模式而言, 所需的 E_b/N_0 大约是 3dB。在 250kbps 的最低数据率, 每分集数量级的所需的每码元能量对总噪声的比率 ($E_s/N_0/\text{div}$) 大约是 -6dB。望在频散信道状态中在此 $E_s/N_0/\text{div}$ 阈值实现比 90% 更好的检测。

[0051] 2. 频率捕获。802.11b/g 接收机一般执行差分解调。用于范围扩展模式的接收机可执行相干解调以提高性能。为了获得用于相干解调的良好信道估计, 接收机可能需要确定发射站和接收站的振荡器之间的频率误差。接收站上的 ± 20 百万分率 (ppm) 的频率误差转变成 5.8GHz 上 $\pm 232\text{KHz}$ 的频率误差, 这可能劣化性能。

[0052] 3. 信道估计。信道估计上的噪声功率应当比总噪声功率低得多, 以便实现相干解调的良好性能。

[0053] 图 4 示出了图 1 中接收站 150 上的接收处理器 160 的实施例。在接收处理器 160 内, 样本缓冲器 402 从接收机单元 154a 至 154r 中的每一个接收输入样本流。捕获处理器 404 执行 PPDU 的捕获。在处理器 404 内, 第一检测级和定时捕获单元 410 从缓冲器 402 接收输入样本, 检测 PPDU, 并确定每个检测到的 PPDU 的定时。第二检测级和频率捕获单元 420 也检测 PPDU, 并进一步估计输入样本中的频率误差。第三检测级和信道估计单元 430 也检测 PPDU, 并进一步估计发射站 110 和接收站 150 之间的无线信道的响应。单元 410、420 和 430 可基于 PPDU 前同步码的 SYNC 字段中的 128 比特序列执行处理, 如下所述。

[0054] 图 5 示出了第一检测级和定时捕获单元 410, 它使用时域相关来执行信号检测。单元 410 以等于或高于码片速率的样本率对复值化的输入样本进行操作。为了简单起见, 下面的说明假设输入样本是以码片速率提供的。在下面的说明中, “m” 是接收天线的索引, “n” 是码片周期的索引, “k” 是频率槽 (frequency bin) 的索引, “i” 是 SYNC 字段中发送的固定序列中的 128 个比特的索引。码元速率等于 SYNC 字段中发送的导频的比特率。相干和指的是复值的和, 非相干和指的是实值 (例如幅值) 的和。

[0055] 在单元 410 内, 延迟相关器 510a 至 510r 分别接收来自接收机单元 154a 至 154r 的输入样本。在用于天线 1 (或 $m = 1$) 的延迟相关器 510a 内, 巴克去扩展器 512a 用 11 码

片巴克序列对输入样本进行去扩展,并以码片速率提供去扩展码元。对于每个码片周期 n ,巴克去扩展器 512a 将码片周期 n 至 $n-10$ 的 11 个输入样本与巴克序列的 11 个码片相乘,累加乘法结果,并提供用于该码片周期的去扩展码元 $x_m(n)$ 。巴克去扩展器 512a 用输入样本执行巴克序列的滑动相关,以获得每个码片周期(而不是每个码元周期)的去扩展码元,并将去扩展码元提供给码元缓冲器 514a 和延迟乘法器 520a。

[0056] 延迟乘法器 520a 产生去扩展码元的 1 码元延迟的积和 2 码元延迟的积。在延迟乘法器 520a 内,去扩展码元被提供给两个串联耦合的延迟单元 522a 和 522b,每个延迟单元提供一个码元周期 T_s 的延迟,码元周期 T_s 等于 11 个码片周期,或者 $T_s = 11 \cdot T_c$ 。单元 524a 和 524b 分别来自延迟单元 522a 和 522b 的去扩展码元的复共轭。乘法器 526a 将每个码片周期 n 的去扩展码元与单元 524a 的输出相乘,并为该码片周期提供 1 码元延迟的积 $y_{1,m}(n)$ 。类似地,乘法器 526b 将每个码片周期 n 的去扩展码元与单元 524b 的输出相乘,并为该码片周期提供 2 码元延迟的积 $y_{2,m}(n)$ 。

[0057] 用于每个其余的天线的延迟相关器以上述天线 1 的方式处理该天线的输入样本。每个延迟相关器为相关联的天线 m 提供 1 码元延迟的积 $y_{1,m}(n)$ 和 2 码元延迟的积 $y_{2,m}(n)$ 。对于每个码片周期 n ,加法器 528a 对于来自全部 R 个延迟相关器 510a 至 510r 的积 $y_{1,m}(n)$ ($m = 1, \dots, R$) 进行相干求和,并为该码片周期提供积 $y_1(n)$ 。对于每个码片周期 n ,加法器 528b 对于来自全部 R 个延迟相关器 510a 至 510r 的积 $y_{2,m}(n)$ ($m = 1, \dots, R$) 进行相干求和,并为该码片周期提供积 $y_2(n)$ 。积 $y_1(n)$ 和 $y_2(n)$ 可如下表示:

$$[0058] \quad y_1(n) = \sum_{m=1}^R x_m(n) \cdot x_m^*(n - T_s) \text{ 公式 (1a)}$$

$$[0059] \quad y_2(n) = \sum_{m=1}^R x_m(n) \cdot x_m^*(n - 2T_s) \text{ 公式 (1b)}$$

[0060] 对于天线 m , 1 码元延迟的积 $y_{1,m}(n)$ 表示分隔一个码元周期的两个去扩展码元 $x_m(n)$ 和 $x_m(n-T_s)$ 之间的相位差。对于天线 m , 2 码元延迟的积 $y_{2,m}(n)$ 表示分隔两个码元周期的两个去扩展码元 $x_m(n)$ 和 $x_m(n-2T_s)$ 之间的相位差。图 5 示出了使用 1 码元延迟的积和 2 码元延迟的积用于信号检测。一般来说,可使用任意数量的不同的延迟(如 1、2、3 个码元周期等等)的积用于信号检测。使用更多延迟的积可提高 SNR 和检测性能。然而,由于频率偏移造成输入样本中的相位旋转,最大延迟可能受限于频率偏移。延迟的量还影响差分相关器 530a 和 530b 的复杂性。例如,对于一个码元周期的延迟,有 127 个乘法和累加运算,而对于两个码元周期的延迟,有 126 个乘法和累加运算,依此类推。

[0061] 差分相关器 530a 和 530b 分别接收积 $y_1(n)$ 和 $y_2(n)$ 。在差分相关器 530a 内,积 $y_1(n)$ 被提供给交替的延迟元件 532a 和 534a 的序列。每个延迟元件 532a 提供一个码片周期的延迟,每个延迟元件 534a 提供 10 个码片周期的延迟,每对相邻的延迟元件 532a 和 534a 提供 11 个码片周期的延迟(即一个码元周期),延迟元件 532a 和 534a 的整个序列提供大约 126 个码元周期的延迟。一组 127 个加法器 536a 耦合到 127 个延迟元件 532a。每个加法器 536a 将相关联的延迟元件 532a 的输入和输出相加,并提供输出 $y_1(n-11 \cdot i) \cdot y_1(n-11 \cdot i-1)$, 其中 $i \in \{0, \dots, 126\}$ 。一组 127 个乘法器 538a 耦合到所述一组 127 个加法器 536a,并且还接收包含 127 个已知值的 1 码元差分序列。该序列是通过第一序列 d_0 至 d_{126} 与第二序列 d_1 至 d_{127} 的逐比特积而形成的,其中 d_0 至 d_{127} 是用于 SYNC

字段的固定序列的 128 个比特（或导频比特）。由于导频比特是实值化的， $d_i d_{i+1}^* = d_i d_{i+1}$ ，其中 $i \in \{0, \dots, 126\}$ 。每个乘法器 538a 将相关联的加法器 536a 的输出与 $d_i d_{i+1}$ 相乘。对于每个码片周期 n ，加法器 540a 将来自全部 127 个乘法器 538a 的输出相加，并为该码片周期提供相关结果 $c_1(n)$ 。

[0062] 差分相关器 530b 类似于差分相关器 530a。积 $y_2(n)$ 被提供给交替的延迟元件 532b 和 534b 的序列，该序列提供大约 125 个码元周期的延迟。一组 126 个加法器 536b 耦合到 126 个延迟元件 532b。每个加法器 536b 将相关联的延迟元件 532b 的输入和输出相加，并提供输出 $y_2(n-11 \cdot i) \cdot y_2(n-11 \cdot i-1)$ ，其中 $i \in \{0, \dots, 125\}$ 。一组 126 个乘法器 538b 耦合到所述一组 126 个加法器 536b，并且还接收包含 126 个已知值的 2 码元差分序列。该序列是通过序列 d_0 至 d_{125} 与序列 d_2 至 d_{127} 的逐比特积而形成的。每个乘法器 538b 将相关联的加法器 536b 的输出与 $d_i d_{i+2}$ 相乘。对于每个码片周期 n ，加法器 540b 将来自全部 126 个乘法器 538b 的输出相加，并为该码片周期提供相关结果 $c_2(k)$ 。

[0063] 差分相关器 530a 执行 1 码元延迟的积 $y_1(n)$ 与 1 码元差分序列之间的相关。差分相关器 530b 执行 2 码元延迟的积 $y_2(n)$ 与 2 码元差分序列之间的相关。图 5 中所示的实施例假设无线信道具有若干码片的延迟扩展（即频散或拖尾（smear））。加法器 536a 和 536b 用于收集该延迟扩展上的能量。也可以对于更大的延迟扩展在更多的码片上收集该能量，或者如果无线信道具有 0 或非常小的延迟扩展（例如对于强视线路径），则可忽略该能量。

[0064] 每个差分相关器 530 提供每个码片周期的相关结果。来自差分相关器 530b 的相关结果 $c_2(n)$ 的相位可能与来自差分相关器 530a 的相关结果 $c_1(n)$ 的相位对齐。对于 L 个不同的假定相位，乘法器 542 将来自差分相关器 530b 的每个相关结果 $c_2(n)$ 与一复相位矢量 $e^{-j\theta_p}$ 相乘，提供一组 L 个相位旋转的相关结果。例如，对于 $L = 4$ ，假定相位可以是 $\{0, 90^\circ, 180^\circ, -90^\circ\}$ ，对于 $L = 3$ ，假定相位可以是 $\{0, 60^\circ, -60^\circ\}$ ，依此类推。 L 个假定相位可以被选择来覆盖相关相位的可能范围。例如，对于 $\pm 20\text{ppm}$ 的频率误差和 5.8GHz 的载波频率，最大频率偏移可以是 232KHz。1 码元延迟的相关和 2 码元延迟的相关之间的最大相位差是 $\pm 232\text{KHz}$ 乘以 $1 \mu\text{s}$ ，大约是 90 度。因此，如果使用 $0, 60^\circ, -60^\circ$ 的假定相位，则至少一个假定相位是在 30° 内。如果相位差更大（例如由于使用更大的延迟或更大的频率偏移），则假定相位应覆盖更大的范围，直到全部 $\pm 180^\circ$ 。

[0065] 乘法器 542 将 $c_2(n)$ 旋转不同的相位。对于每个码片周期 n ，加法器 544 将来自加法器 540a 的相关结果 $c_1(n)$ 与来自乘法器 542 的 L 个相应的经相位旋转的相关结果中的每一个进行相干相加，提供 L 个组合的相关结果 $z_p(n)$ ， $p = 1, \dots, L$ 。如果使用 K 个差分相关器用于 K 个不同的延迟，其中 $K > 1$ ，则一个差分相关器可用作基准（没有相移）。于是，对于对应于其余的 $K-1$ 个差分相关器的每一个的特定相位的每个假设，获得一个组合的相关结果。例如，如果 $K = 3$ ，于是对于对应于两个差分相关器的不同的一对假定相位的每个假设，获得一个组合的相关结果。对于 L^{K-1} 个可能的假设，获得多达 L^{K-1} 个组合的相关结果。对于每个码片周期 n ，单元 546 计算 L 个组合的相关结果（对于 $K = 2$ ）中的每一个的平方幅值，识别 L 个平方幅值中的最大平方幅值，并提供该最大平方幅值 $Z(n)$ 。对于每个码片周期 n ，信号检测器 548 将该最大平方幅值 $Z(n)$ 与一预定阈值 Z_{th} 比较，如果 $Z(n)$ 超过该阈值或 $Z(n) > Z_{th}$ ，则表明存在 PPDU。信号检测器 548 继续监视这些平方幅值以搜索峰值，为

该峰值提供码片周期作为用于该检测的 PPDU 的初始定时 τ 。

[0066] 可选地,每个码片周期的相关结果 $c_1(n)$ 和 $c_2(n)$ 可以非相干地组合。这可以通过计算 $c_1(n)$ 的平方幅值,计算 $c_2(n)$ 的平方幅值,将两个平方幅值相加以获得 $Z(n)$ 来实现。可以将阈值 Z_{th} 设置成不同的值,这取决于如何得出 $Z(n)$ 。

[0067] 用于第一检测级的阈值 Z_{th} 可以是随着例如用于 128 比特 SYNC 字段的接收到的能量 E_{rx} 而变化的自适应阈值。例如,可以将阈值 Z_{th} 设置成等于接收能量 E_{rx} 乘以一比例因子 S_1 ,或 $Z_{th} = E_{rx} \cdot S_1$ 。使用归一化的接收到的能量用于信号检测对于大范围的接收信号电平来说产生相似的检测性能。计算机模拟表明使用 $S_1 = 22$,以 -3dB 的总 SNR,对于 2 条相等路径不相关瑞利信道,可实现大约 90% 的检测概率以及小于 1% 的误警率。检测概率指的是当 PPDU 被发送时正确地表明 PPDU 存在的可能性。误警率指的是当 PPDU 未被发送时错误地表明存在 PPDU 的可能性。通过为比例因子 S_1 选择适当的值,可在检测概率和误警率之间做出折衷。

[0068] 图 6 示出使用频域处理来执行信号检测的第二检测级和频率捕获单元 420 的实施例。对于该实施例,单元 420 包括用于 R 个接收天线的 R 个频率偏移估计器 610a 至 610r。每个频率偏移估计器检测不同频率槽中的能量,以确定来自相关天线的输入样本中的频率偏移。

[0069] 对于接收天线 1 ($m = 1$),码元缓冲器 516a 提供 N 个去扩展码元,这些去扩展码元由 11 个码片周期(或一个码元周期)分隔开,从定时捕获单元 410 所提供的初始定时 τ 开始。从而,第一个去扩展码元在与来自定时捕获级的最佳定时假设在时间上对齐。一般来说,N 可以是 2 的幂的任意整数,但不超过 128,例如 N 可以是 32、64 或 128。在频率偏移估计器 610a 内,一组 N 个乘法器 612 接收来自码元缓冲器 514a 的 N 个去扩展码元,以及 128 比特序列中的 N 个相应的导频比特。每个乘法器 612 将其去扩展码元与其导频比特相乘,以去除该去扩展码元上的调制。N 点快速傅利叶变换(FFT)单元 620 接收来自 N 个乘法器 612 的 N 个输出,对这些 N 个输出执行 N 点 FFT,并为 N 个频率槽提供 N 个频域值。一组 N 个单元 622 接收来自 FFT 单元 620 的 N 个频域值。每个单元 622 计算其频域值的平方幅值,并提供相应的频率槽 k 的检测能量。

[0070] 在用乘法器 612 去除调制之后,这些乘法器的 N 个输出可具有周期分量。这些周期分量是由接收站 150 上的振荡器中的频率偏移引起的,导致接收到的信号不能被正确地变频成 DC。FFT 单元 620 提供来自乘法器 612 的 N 的输出频谱响应。具有最大检测能量的频率槽 k 表示来自天线 m 的输入样本的频率偏移。

[0071] 用于每个其余的接收天线的频率偏移估计器以天线 1 的方式处理用于该天线的去扩展码元。对于 R 个接收天线,一组 N 个加法器 632 接收来自 R 个频率偏移估计器 610a 至 610r 的 R 组 N 个检测能量。对于相关频率槽 k,每个加法器 632 将来自全部 R 个频率偏移估计器 610a 至 610r 的检测能量相加,并为该频率槽提供总的检测能量 $E(k)$ 。选择器 634 在 N 个频率槽的 N 个总的检测能量中选择最大的总的检测能量 $E_{max}(k)$ 。信号检测器 636 将该最大的总的检测能量 $E_{max}(k)$ 与一预定阈值 E_{th} 相比较,如果 $E_{max}(k)$ 大于阈值 E_{th} ,则表明信号检测,并向该频率槽提供最大的总的检测能量作为估计的频率误差 k_{os} 。可以将阈值 E_{th} 设置为等于 128 比特 SYNC 字段的接收能量 E_{rx} 乘以一比例因子 S_2 ,或 $Z_{th} = E_{rx} \cdot S_2$ 。

[0072] 图 6 中所示的实施例利用 N 点 FFT,其中 $N \leq 128$ 。如果 $N = 64$,即通常对于 OFDM

来说用于 802.11b 和 802.11g 的 FFT 大小,对于 1Mps 的码元速率来说,相邻频率槽之间的间隔是 15.625KHz,频率偏移估计中的不确定度是该槽间隔的一半或 7.812KHz。可通过执行内插和 / 或使用更大的 128 点 FFT 来减小该不确定度。

[0073] FFT 的相干累加的处理增益对于 $N = 64$ 而言大约是 18dB。最差的相干累加损耗差不多是 4dB,这通常在实际频率偏移正好位于两个频率槽之间时发生。对于 $N = 64$,可实现几乎 14dB 的最小总的累加 SNR。可通过在选择最大的总的检测能量之前对相邻频率槽对的检测能量求和 (例如类似于图 5 中加法器 536a 和 536b 所进行的加法) 来恢复大部分相干累加损耗。将相邻频率槽对的检测能量相加提高了检测概率,而其代价是误警率中的小小的增加。使用 $S_2 = 8$ 的阈值,可实现在 -7dB 的 SNR 比 90% 更佳的检测概率,或在 -4dB 的 SNR 比 99.9% 更佳的检测概率。对于第二检测级,误警概率小于 0.5%,导致第一和第二检测级两者的合计误警率为 5×10^{-5} 。

[0074] 由于并非所有能量都用于第二检测级 (由于 FFT 以码元间隔而非码片间隔工作),多径可能劣化检测概率。在一实施例中,通过进行 128 点 FFT 并因此在用于 SYNC 字段的整个 128 比特序列上进行积分,可为第二检测级实现提高的检测性能。在另一实施例中,可如上所述对 128 比特序列的前一半进行一个 64 点 FFT,对于该 128 比特序列的后一半进行另一个 64 点 FFT,两个 FFT 的检测能量可以由加法器 632 相干相加。

[0075] 在频率偏移估计的另一实施例中,对于不同的假定频率偏移,输入样本与已知的 128 比特序列相关。对于每个假定频率偏移,将输入样本旋转该频率偏移,旋转后的样本与 128 比特序列相关,相关结果与阈值进行比较,如果相关结果超过阈值则表明信号检测。相关可以利用有限脉冲响应 (FIR) 滤波器结构在时域中进行,也可以利用 FFT 复联 IFFT 操作在频域中进行。通过产生超过所述阈值的最大相关结果的假定的频率误差来确定频率偏移估计。

[0076] 在频率偏移估计的又一实施例中,输入样本最初被去扩展,以码片速率获得去扩展码元,如图 5 所示。去扩展码元然后与相应的导频比特相乘,以去除导频调制。产生的码元用于产生 1 码元延迟的积和 2 码元延迟的积,例如使用图 5 中的延迟乘法器 520a。对于每个延迟的延迟的积被处理以为该延迟的产生一复值。对于每个延迟 d ,其中 $d = \{1, 2\}$,将 d 码元延迟的积提供给一组 10 个串联耦合的以码片间隔的延迟元件 (例如类似于图 7 中的延迟元件 722),以 11 个不同的码片偏移获得 d 码元延迟的积。对于每个码片偏移, d 码元延迟的积在 SYNC 字段上被相干累加 (例如使用图 7 中的开关 724 和累加器 730)。11 个码片偏移的 11 个累加结果可被组合 (例如使用最大比率组合),以产生延迟 d 的复值 V_d 。1 码元延迟和 2 码元延迟的复值 V_1 和 V_2 之间的相位差可以被计算并用于导出频率偏移。可以各种方式组合 R 个接收天线,例如可如图 5 所示组合这些天线上的延迟的积,可对于每个延迟 d 组合不同天线的复值,等等。也可以使用两个以上的延迟和 / 或更大的延迟来用于频率估计。更大的延迟导致更大的相位差,这为频率偏移提供了更好的分辨率。然而,更大的延迟可能导致歧义,例如大于 180° 的相移可被解释成小于 180° 的负相移。对于给定数量的延迟和规定的最大频率偏移,可以选择一组延迟来最优化分辨率,而没有歧义。

[0077] 不管用于频率估计的技术是什么,来自频率捕获单元 420 的估计的频率偏移 k_{os} 一般包含残留的频率误差。为了估计该残留的频率误差,可以根据 SYNC 字段的最初的 64 个比特导出第一 11 抽头信道估计 (例如如下所述),可根据 SYNC 字段的最后 64 个比特导出

第二 11 抽头信道估计,两个信道估计都是以去除了频率偏移 k_{os} 而导出的。可以以逐抽头的方式计算第二信道估计和第一信道估计的复共轭的积。产生的 11 个积可被相干求和以获得两个信道估计之间的相位差。可以对 (1) 计算积之前的每个信道抽头和 / 或 (2) 对积求和之前的每个积进行阈值处理。阈值处理去除了具有低于预定阈值的低能量的信道抽头。可以根据两个信道估计之间的相位差来估计残留的频率误差,并可将该残留的频率误差提供给滤波器 452 和 / 或频率校正单元 454 并用于校正输入样本的定时和 / 或频率 (图 4 中未示出)。这种利用残留的频率误差对频率偏移 k_{os} 的更新可提高解调性能。

[0078] 图 7 示出了使用时域处理进行信号检测的第三检测级和信道估计单元 430 的实施例。对于该实施例,单元 430 包括用于 R 个接收天线的 R 个信道估计器 710a 至 710r。每个信道估计器可以得出包含以样本率间隔的信道抽头的信道脉冲响应估计。例如,如果以码片速率获得去扩展码元,可以获得以一个码片分隔的多达 11 个信道抽头,而如果以两倍的码片速率 (或 $\text{chip} \times 2$) 获得去扩展码元,则可以获得以半个码片分隔的多达 22 个信道抽头,以此类推。对于图 7 所示的实施例,对于一相关联的天线,每个信道估计器得出以码片间隔的 11 抽头信道脉冲响应估计。

[0079] 在用于天线 1 ($m = 1$) 的信道估计器 710a 内,乘法器 712 将天线 m 的去扩展码元与一负相位矢量 $e^{-j\omega_{os}T_{cn}}$,以去除由频率捕获单元 420 确定的频率误差 k_{os} 。乘法器 712 以码片速率向一组 10 个串联耦合的延迟元件 722 提供经频率校正的码元。每个延迟元件 722 提供一个码片周期的延迟。一组 11 个开关 724 耦合到乘法器 712 的输出和所述 10 个延迟元件 722 的输出。每个码元周期中,开关 724 被启用一个码片周期,并为该码元周期提供 11 个经频率校正的码元。开关 724 的控制信号由来自定时捕获单元 410 的初时定时 t_{au} 确定,并被生成使得来自第五个延迟元件 722 (用于 11 抽头信道脉冲响应估计的中央抽头) 的经频率校正的码元对应于由定时捕获级所提供的最佳定时假设。

[0080] 信道估计是在一预定时间窗 W 上进行的,该时间窗被选择来为信道估计实现足够的 SNR 或质量。时间窗 W 可以是 M 个码元周期长,其中 M 可以是例如 $M > 31$ 。一组 11 个乘法器 726 接收每个码元周期的导频比特 d_i ,在每个码元周期中进行信道估计。每个乘法器 726 将相应的开关 724 的输出与导频比特 d_i 相乘,用该导频比特去除调制,并将其输出提供给相应的累加器 730。在信道估计开始时,该组 11 个累加器 730 被复位。每个累加器 730 在时间窗口 W 上将相应乘法器 726 的输出累加。一组 11 个开关 732 耦合至该组 11 个累加器 730。开关 732 在时间窗口 W 结束时被启用,并提供天线 m 的信道脉冲响应估计的 11 个信道抽头 $h_{m,0}$ 至 $h_{m,10}$ 。该信道估计可用于数据解调,如下所述。一组 11 个单元 734 接收 11 个信道抽头,每个单元 734 计算其信道抽头的平方幅值。加法器 736 将来自全部 11 个单元 734 的输出相加,并提供天线 m 的全部信道抽头的总能量。可选地,每个单元 734 的输出可与一阈值相比较,加法器 736 可仅相加那些超过所述阈值的输出。可以把阈值设置为全部 11 个信道抽头的总能量的一预定百分比。

[0081] 每个其余的接收天线的信道估计器以上述天线 1 的方式为该天线处理去扩展码元。加法器 738 将来自全部 R 个信道估计器 710a 至 710r 的总能量相加,并提供全部 R 个天线的总能量 H。信道检测器 740 将总能量 H 与一预定阈值 H_{th} 相比较,如果 H 超过阈值 H_{th} ,则表示信号检测。阈值 H_{th} 可被设置成等于例如 128 比特 SYNC 字段的接收能量 E_{rx} 乘以一比例因子 S_3 ,或 $H_{th} = E_{rx} \cdot S_3$ 。

[0082] 使用 $S_3 = 14$ 的阈值,可实现在 -4dB 的 SNR 比 90% 更佳的检测概率以及小于 10^{-5} 的误警率。利用全部三个检测级,可以获得小于 10^{-9} 的合计误警率。这假设三个检测级是不相关的,因为这三级使用了不同类型的信号处理。

[0083] 对于上述的实施例,可根据时域相关(图 5)、频域处理(图 6)以及时域处理(图 7)实现信号检测。可以使用全部三种类型的信号处理来为差的信道条件(例如低 SNR)提供良好的检测性能(例如高检测概率和低误警率)。可使用信号处理的任何组合来进行信号检测。

[0084] 图 5、6 和 7 示出了信号检测、定时捕获、频率捕获和信道估计的具体实施例,可以以其他方式来进行。例如,信号检测和定时捕获可以用仅仅 1 比特延迟的差分相关器 530a。还可以使用这些技术的组合。例如,输入样本可被旋转若干(例如 2 个)假定的频率偏移。对于假定的频率偏移之一,残留的频率误差较小,因此巴克去扩展(或相干累加)可在更长的持续时间(例如 22 个码片)上进行。来自该更长的相干累加的去扩展码元可被提供给图 5 所示的延迟乘法器和差分相关器。由于相干累加是在更长的持续时间上进行的,因此可以对于更低的工作 SNR 实现信号检测。

[0085] 图 5、6 和 7 示出了分别由单元 410、420 和 430 进行的示例性的信号处理。可以各种方式使用硬件、软件和/或固件来实现处理。例如,单元 410、420、430 可以专用硬件来实现或可共享硬件。数字信号处理器(DSP)和/或某种其它类型的处理器可以时分复用的方式执行单元 410、420 和 430 的处理。样本缓冲器 402、码元缓冲器 514 和/或某种其它缓冲器可用于缓冲用于处理的数据。

[0086] 返回图 4,一旦已经检测到 PPDU,就根据 PLCP 前同步码和/或 PLCP 头部作出关于所接收到的 PPDU 是用于 802.11b/g 还是范围扩展模式的判断。如果是用于 802.11b/g,则 DSSS 接收处理器 440 处理接收到的 PPDU。如果是用于范围扩展模式,则 DSSS 接收处理器 450 处理接收到的 PPDU。

[0087] DSSS 接收处理器 440 执行对于 802.11b/g 的频谱去扩展和解调。在处理器 440 内,雷克接收机(rake receiver)/均衡器 442 用巴克序列对输入样本去扩展,根据信道估计来均衡去扩展码元,组合 R 个接收天线上的信号分量,以及提供检测的码元。解调器(Demod)444 根据用于发送的调制方案(例如 BPSK 或 QPSK)对检测的码元进行去映射,执行差分解码,以及提供输出比特,这些输出比特是由发射站 110 发送的数据比特的估计。

[0088] DSSS 接收处理器 450 执行对于范围扩展模式的频谱去扩展、解调和 FEC 解码。在处理器 450 内,滤波器 452 对于每个接收条线的输入样本进行滤波以去除带外噪声和干扰。滤波器 452 也可对每个接收天线的输入样本进行重采样,(1)用于从样本率到码片速率的样本率转换和/或(2)补偿接收到的 PPDU 上的定时漂移。对于 801.11g,输入样本一般是 20MHz 的 OFDM 码片速率的数倍。在该情况下,滤波器 452 可进行从 20MHz 的数倍到 11MHz(对于码片间隔的雷克接收机)或 22MHz(对于半码片间隔的雷克接收机)的重采样。用于下变频的本地振荡器(L0)信号和用于产生输入样本的采样时钟一般从相同的基准振荡器得出。在该情况下,采样时钟中的频率误差可根据频率捕获单元 420 对 L0 信号确定的频率误差 k_{os} 来确定。然后可根据频率偏移 k_{os} 和载波频率来确定输入样本中的定时漂移。滤波器 452 可根据频率偏移 k_{os} 进行 $\pm T_{adj}$ 的周期调整,其中 T_{adj} 可以是样本周期的一小部分。

[0089] 在一实施例中,滤波器 452 被实现为由一组 N 个基滤波器的多相滤波器,其中 $N >$

1. 对于特定的时间偏移,每个基滤波器与特定的一组系数相关联。在一示例性设计中,滤波器 452 包括 11 个 FIR 滤波器,每个 FIR 滤波器具有 4 个抽头。可使用一不同的基滤波器来产生每个连续的输出样本。如果频率偏移为 0,则可通过固定的顺序循环所述 11 个基滤波器,其中每个第 11 个样本来自于相同的基滤波器。为了补偿定时漂移,可以跳过一给定的基滤波器而可使用下一基滤波器,或者可以使用相同的基滤波器用于两个连续的输出样本。从而可通过选择使用的合适的基滤波器来实现定时调整。

[0090] 频率校正单元 454 去除每个接收天线的经定时调整的样本中的频率偏移。单元 454 可用数控振荡器 (NCO) 和复数乘法器来实现,类似于图 7 中的乘法器 712。NCO 产生以频率捕获单元 420 所提供的偏移频率 k_{os} 旋转的相位矢量。乘法器将每个接收天线的经定时调整的样本与该相位矢量相乘,并提供用于该天线的经频率校正的样本。

[0091] 雷克接收机 / 去扩展器 456 利用信道估计执行对经频率校正的样本的相干检测,并将接收天线和多径上的信号分量组合。雷克接收机 456 将每个接收天线的经频率校正的样本与信道估计单元 430 为该天线提供的 11 个信道抽头相乘。雷克接收机 / 去扩展器 456 还用巴克序列执行去扩展,累加全部 R 个天线的去扩展码元,并提供检测的码元。在一实施例中,基于 SYNC 字段以及所接收到的 PPDU 的可能的其它字段一次导出 R 个接收天线的信道估计,这些信道估计被用于整个接收的 PPDU。对于该实施例,雷克接收机 456 不在接收的 PPDU 上跟踪无线信道。在另一实施例中,使用从检测的码元获得的硬判决和 / 或通过对 FEC 解码器 464 的输出进行重编码和重映射而获得的判决来更新信道估计。

[0092] 相位校正单元 458 去除检测的码元中的相位误差。该相位误差是因为由接收机 160 未被锁相而造成的残留的频率误差。

[0093] 图 8 示出了相位校正单元 458 的实施例的框图。在单元 458 内,乘法器 812 将来自雷克接收机 456 的每个检测的码元旋转一相位基准 $\theta_{ref}(t)$,并提供相应的经相位校正的码元。单元 814 为每个经相位校正的码元产生硬判决 (例如 +1 或 -1)。乘法器 816 将每个检测的码元与相应的硬判决相乘,并为该检测的码元产生一个积。单元 818 计算来自乘法器 816 的积的移动平均,并提供经平均的积。对于每个码元周期,单元 820 将经平均的积进行归一化和共轭,并为该码元周期 t 提供检测的码元的相位基准 $\theta_{ref}(t)$ 。从而,可通过在检测的码元的窗口上进行平均来得出相位基准。平均可被设计成考虑到以下事实,即来自 SYNC 字段中已知的导频码元的相位信息可能更为可靠但可能并非当前的,而检测的码元的相位信息可能不可靠却更为当前。

[0094] 返回图 4,解调器 460 执行经相位校正的码元的相干解调。对于 BPSK,解调器 460 可向每个经相位校正的码元的实分量提供一解调的码元,该解调的码元是由发射站 110 发送的数据码元的估计。对于其它调制方案,解调器 460 可提供用于每个经相位校正的码元的最可能已被发送的调制码元,作为解调的码元。

[0095] 去交织器 462 以与图 2 中的交织器 256 进行的交织互补的方式进行对解调的码元的去交织。FEC 解码器 464 以与图 2 中的 FEC 编码器 252 进行的编码互补的方式对去交织的码元进行解码,并提供输出数据。多路复用器 470 接收来自 DSSS 接收处理器 440 和 450 的输出数据,如果接收到的 PPDU 是用于 802.11b/g 的,则提供来自 DSSS 接收处理器 440 的输出数据;而如果接收到的 PPDU 是用于范围扩展模式的,则提供来自 DSSS 接收处理器 450 的输出数据。

[0096] 图 4 示出了用于 802.11b/g 和范围扩展模式的接收处理器 160 的特定实施例。接收处理器 160 也可用其它设计来实现,这处于本发明的范围内。一般来说, DSSS 接收处理器 440 的处理与发射站 110 上的 DSSS 发射处理器 240 的处理互补,而 DSSS 接收处理器 450 的处理与 DSSS 发射处理器 250 的处理互补。图 4 示出了 DSSS 接收处理器 440 和 450 的示例性设计,可包括图 4 中未示出的其它的和 / 或不同的处理单元。

[0097] 图 9 示出了用于为第一级进行信号检测的过程 900。输入样本利用一码序列进行去扩展,以产生去扩展码元,例如以码片速率(框 912)。为至少两个不同的延迟产生去扩展码元的积(框 914)。每个积是根据一去扩展码元以及早至少一个码元周期的另一去扩展码元的复共轭而产生的。例如,可如图 5 所示产生 1 码元延迟的积和 2 码元延迟的积,每个 1 码元延迟的积是用由一个码元周期分隔的两个去扩展码元产生的,每个 2 码元延迟的积是用由两个码元周期分隔的两个去扩展码元产生的。

[0098] 然后进行用于每个延迟的积和用于该延迟的已知值之间的相关(框 916)。已知值可以是如图 5 所示的导频比特的积。在执行相关之前,用于每个延迟的相邻的积可被求和以考虑无线信道中的延迟扩展,同样如图 5 所示。所有延迟的相关结果被组合(框 918)。用于 2 码元延迟的相关结果可旋转多个假定相位,并与用于 1 码元延迟的相应的相关结果组合,可选择多个假定相位中具有最大幅值的组合的相关结果,如图 5 所示。可选地,可非相干地组合用于不同延迟的相关结果。

[0099] 然后,根据组合的相关结果,例如通过将组合的相关结果与一自适应阈值 Z_{th} 相比较,检测信号 / 传输的存在,其中所述阈值是接收能量的函数(框 920)。还根据组合的相关结果,例如通过检测组合的相关结果中的峰值,来确定信号的定时(框 922)。

[0100] 图 10 示出了使用不同类型的信号处理利用多级(例如三级)进行信号检测的过程 1000。根据码元窗口的接收能量得出用于这些级的信号检测的自适应阈值(框 1012)。第一级的信号检测是使用时域相关和第一阈值进行的(框 1014)。对于该第一级,可对至少一个延迟生成码元的积,可进行每个延迟的积和该延迟的已知值之间的相关,可根据用于所述至少一个延迟的相关结果和所述第一阈值来表明检测。第二级的信号检测是使用频域处理和第二阈值进行的(框 1016)。对于第二级,可确定多个频率槽的能量,可根据这些频率槽的能量和所述第二阈值来表明检测。第三级的信号检测是使用时域处理和第三阈值进行的(框 1018)。可得出信道脉冲响应估计的多个信道抽头,可根据所述信道抽头和所述第三阈值来表明检测。根据所述第一级、第二级和第三级的输出表明信号的存在(框 1020)。

[0101] 图 11 示出了用于接收传输或 PPDU 的过程 1100。调整输入样本的定时以获得经定时调整的样本(框 1112)。定时调整可用多相滤波器进行和 / 或基于频率捕获期间确定的频率偏移。去除经定时调整的样本中的频率偏移以获得经频率校正的样本(框 1114)。用信道估计(例如使用雷克接收机)处理经频率校正的样本,以获得检测的码元(框 1116)。校正检测的码元的相位,以获得经相位校正的码元(框 1118)。对于相位校正,可根据检测的码元得出相位基准,并且可根据所述相位基准来校正检测的码元的相位。对经相位校正的码元进行解调,以获得解调的码元(框 1120)。对解调的码元去交织(框 1122),以及对去交织的码元解码以获得解码的数据(框 1124)。

[0102] 相对于图 9-11 所描绘和说明的过程可作为处理器 160 所进行的功能来实现。各个框可包括处理器 160 所执行的指令。

[0103] 这里所描述的技术可通过各种手段来实现。例如,这些技术可以硬件、固件、软件或它们的组合来实现。对于硬件实现,用于执行信号检测、捕获和解调的处理单元可在一个或多个专用集成电路(ASIC)、数字信号处理器(DSP)、数字信号处理设备(DPSD)、可编程逻辑器件(PLD)、现场可编程门阵列(FPGA)、处理器、控制器、微控制器、微处理器、电子设备、被设计成用于执行这里所述的功能的其它电子单元、或它们的组合中来实现。

[0104] 对于软件实现,可用执行这里所述的功能的模块(例如程序、功能等等)来实现这些技术。软件代码可以存储在存储单元(例如图1中的存储单元182)中,并可由处理器(例如处理器160和/或180)来执行。存储单元可以实现为在处理器内部或处理器外部。

[0105] 提供了对所揭示的实施例的上述说明,使得本领域的任何技术人员能够做出或使用本发明。对于这些实施例的各种修改对于那些本领域中的技术人员显而易见,且这里所定义的一般原理可适用于其它实施例而不会背离本发明的要旨和范围。因此,本发明不限于所示的实施例,而是应当按照符合这里所揭示的原理和新颖特征的最宽范围来解释。

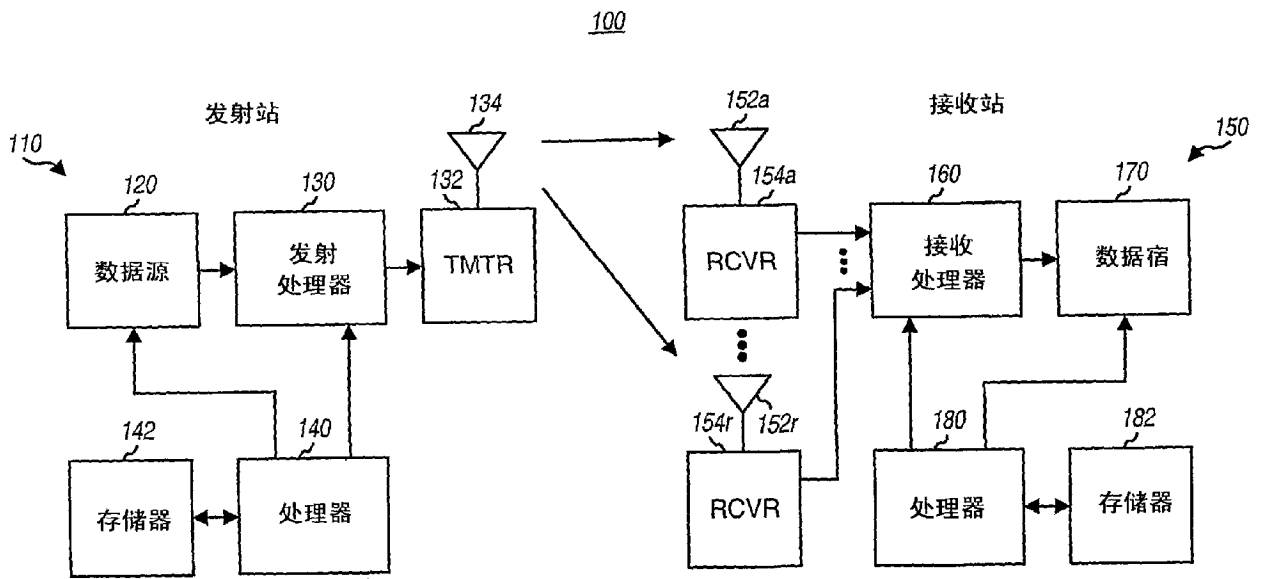


图 1

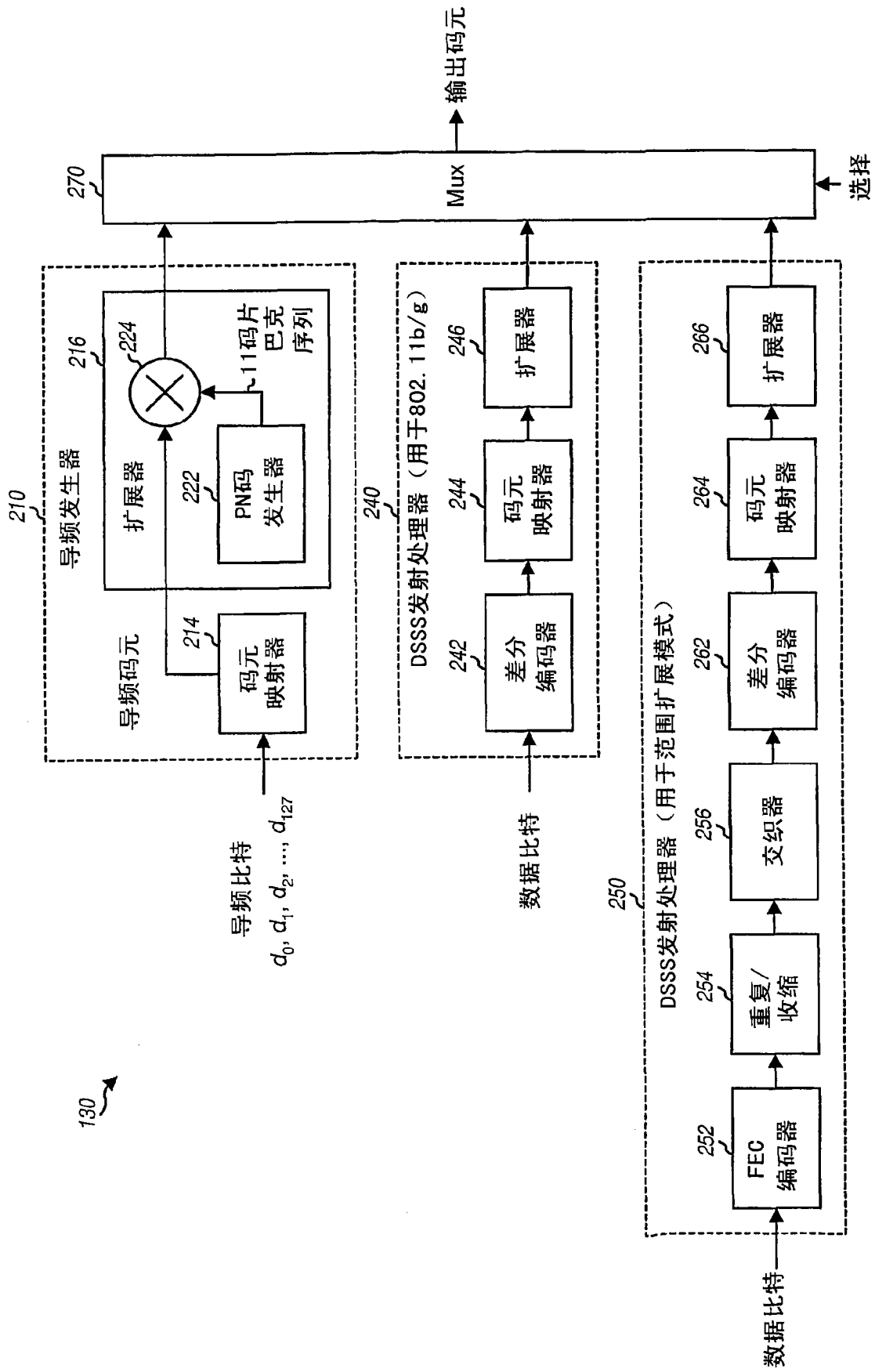


图 2

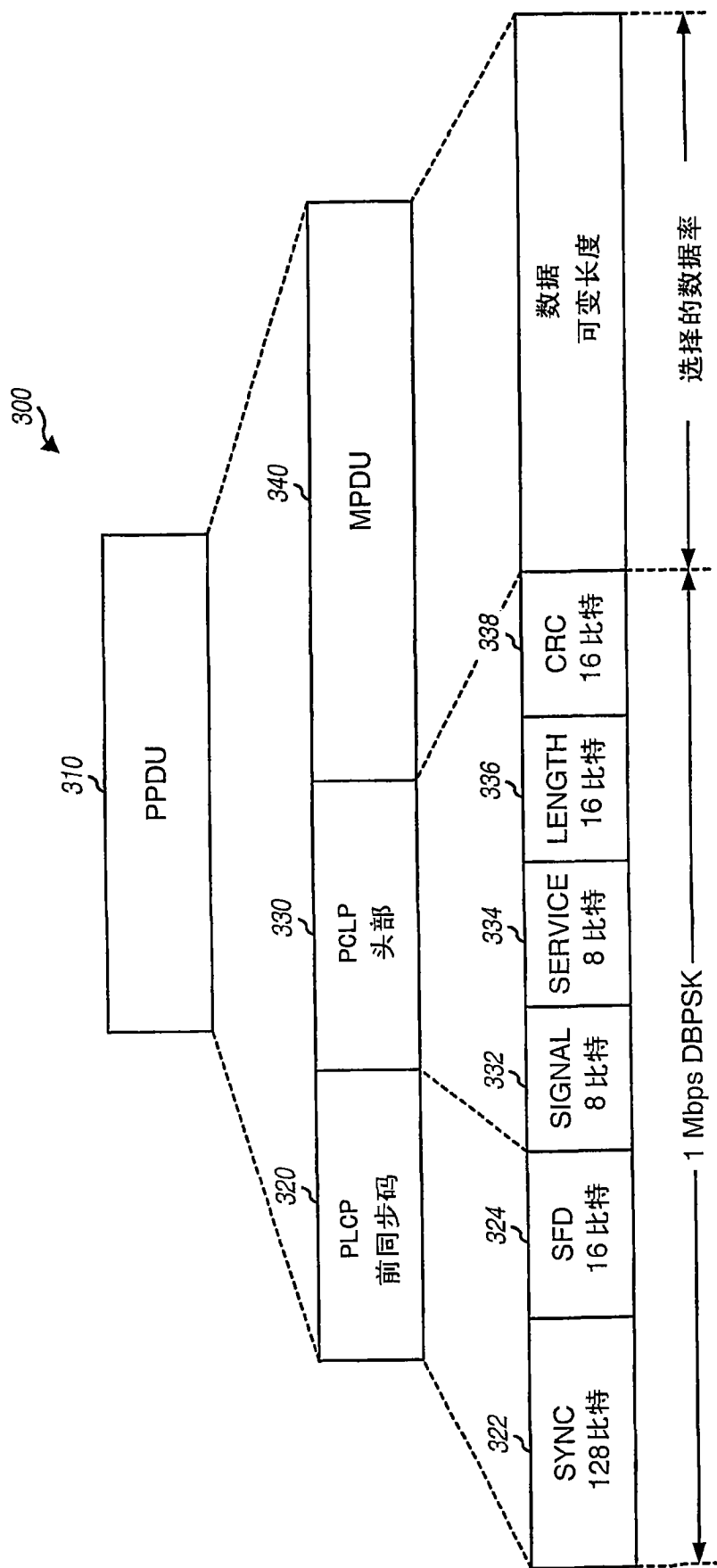


图 3

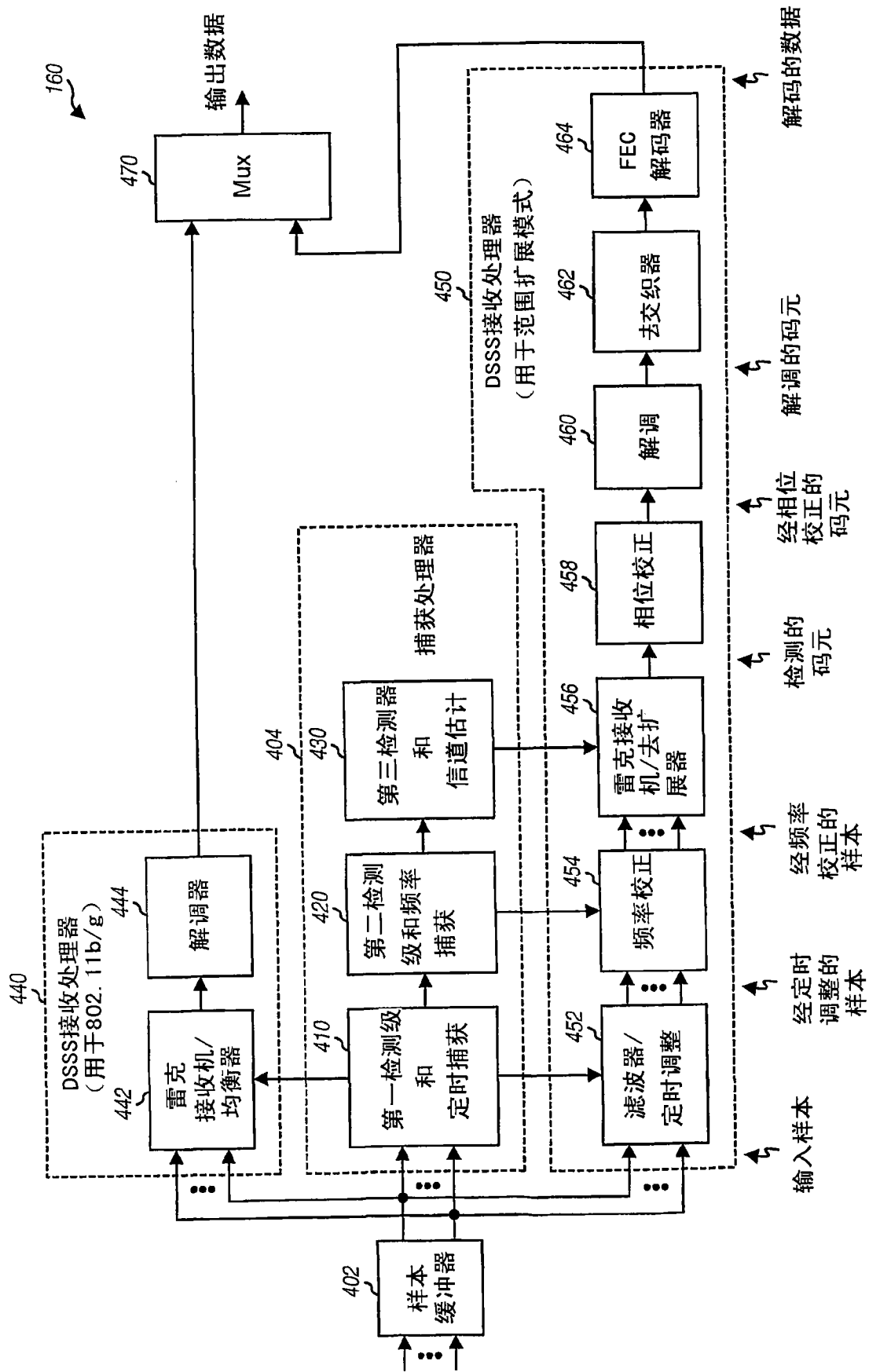


图 4

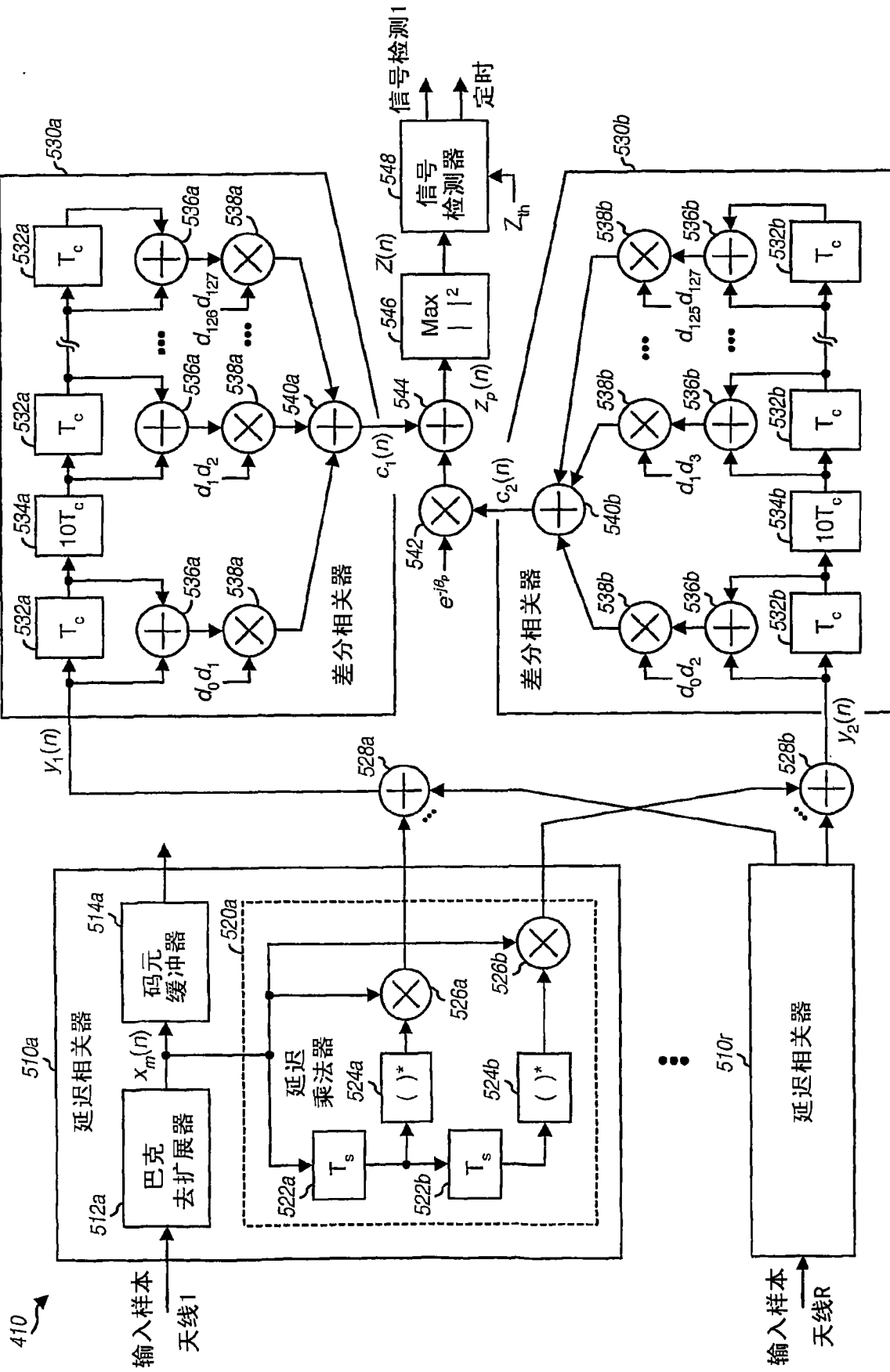


图 5

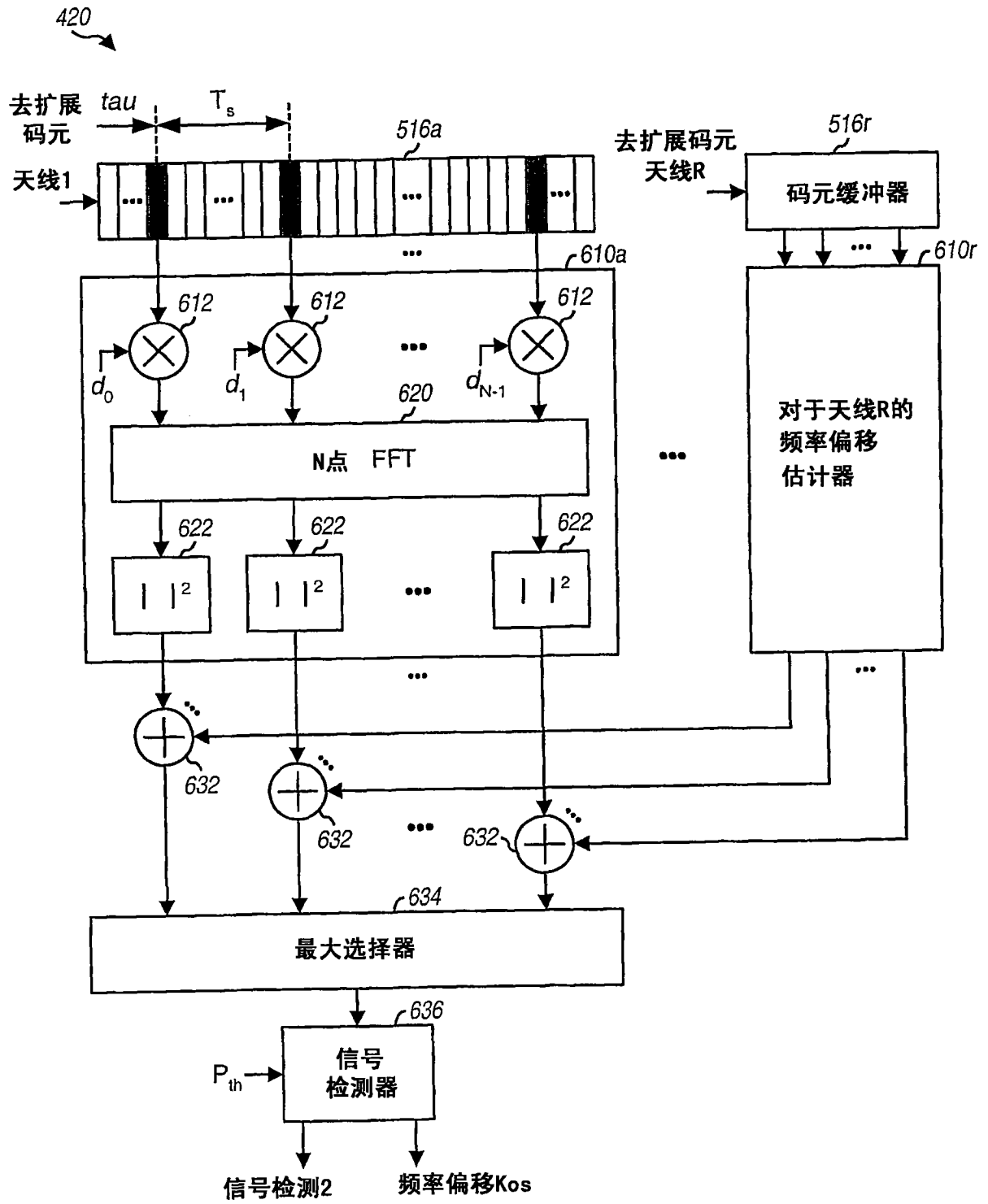


图 6

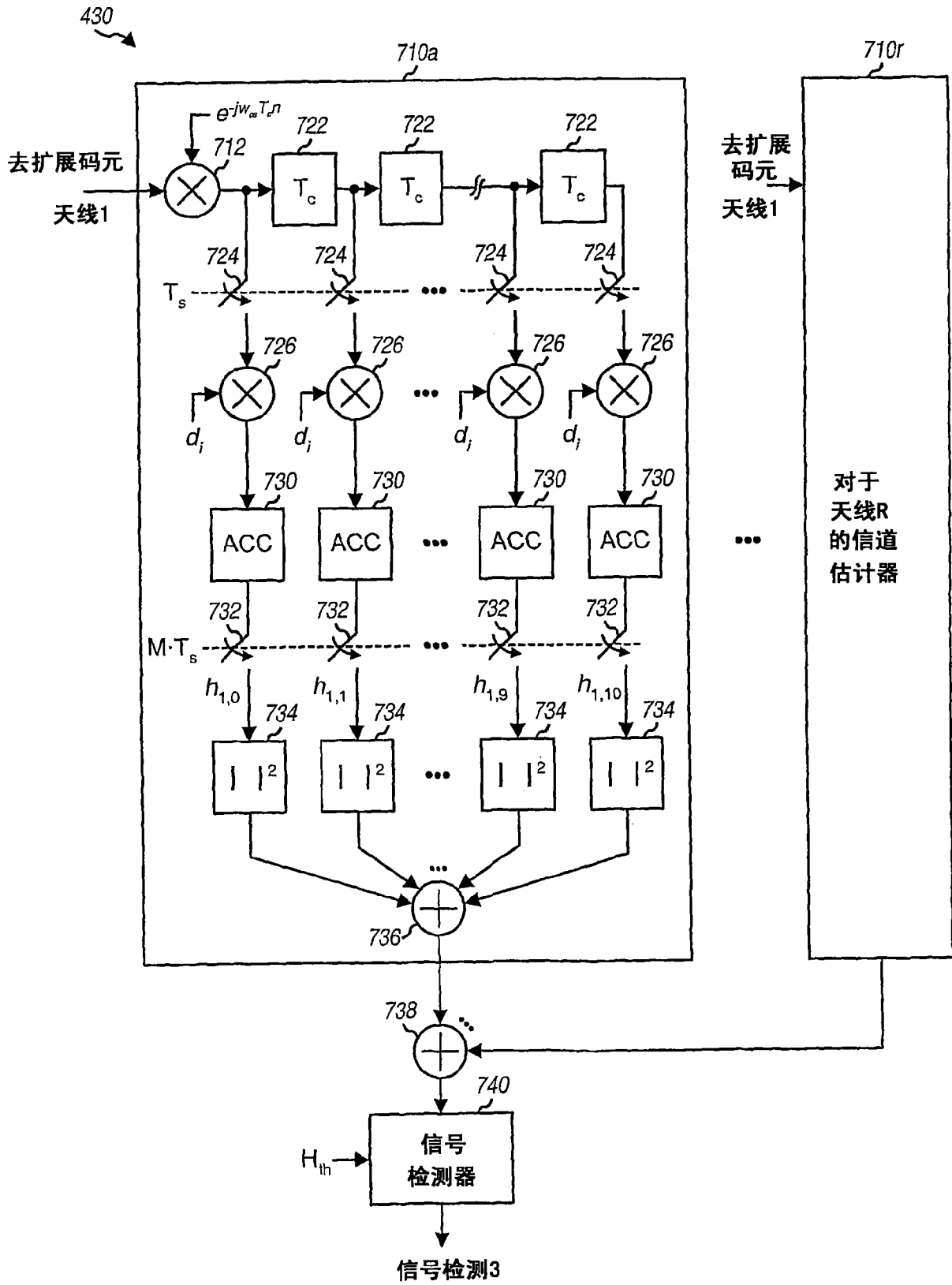


图 7

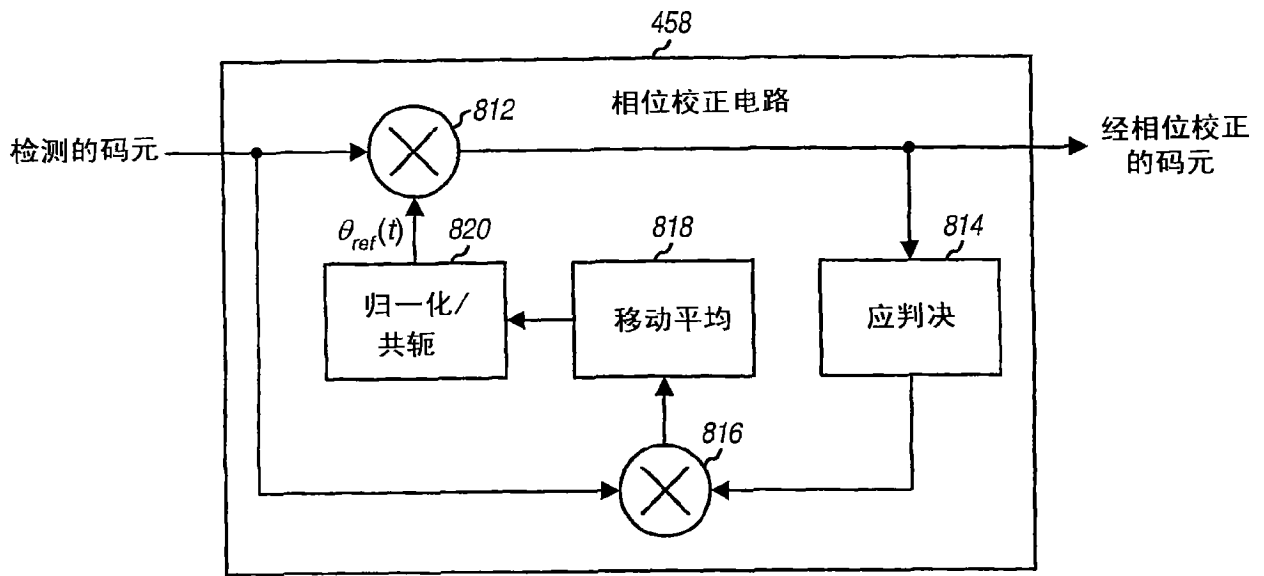


图 8

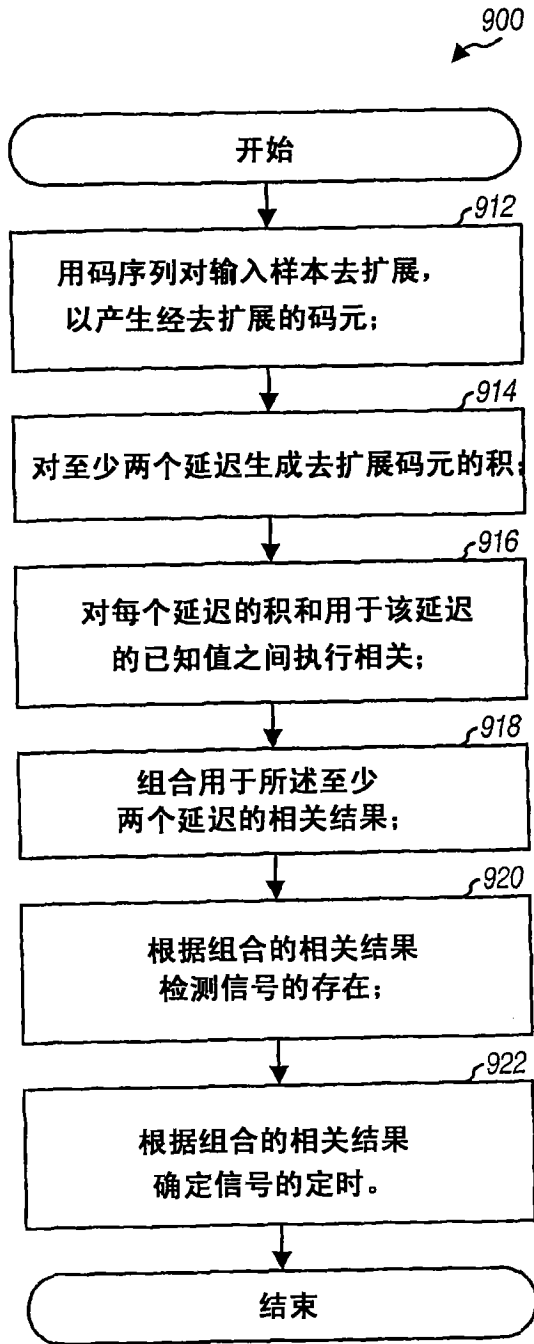


图 9

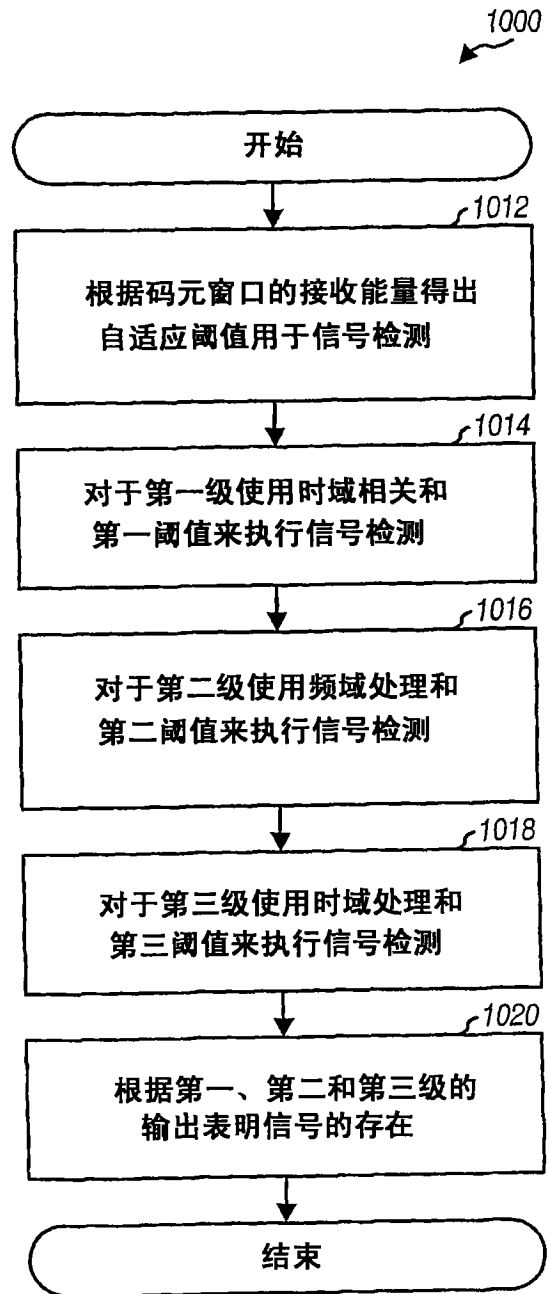


图 10

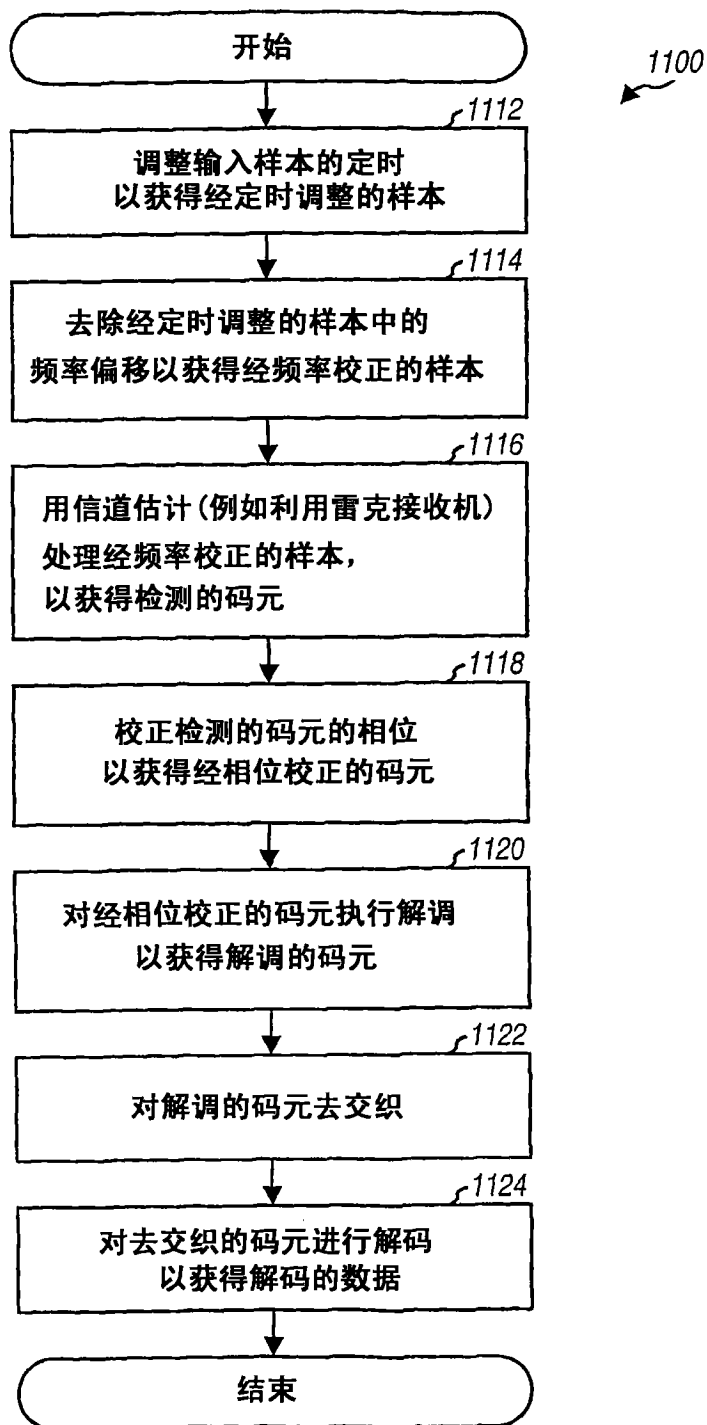


图 11