



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101379788 B

(45) 授权公告日 2013. 10. 16

(21) 申请号 200680046223. 5

(22) 申请日 2006. 12. 13

(30) 优先权数据

60/750, 183 2005. 12. 13 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 06. 10

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2006/062033 2006. 12. 13

(87) PCT申请的公布数据

W02007/120331 EN 2007. 10. 25

(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 M·S·华莱仕 J·R·沃尔顿

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 陈炜

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

H04L 7/04(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1312979 A, 2001. 09. 12, 说明书第 3 页第 25 行至第 4 页第 22 行, 第 7 页第 3 行至第 10 页第 18 行, 附图 2.

US 2005259723 A1, 2005. 11. 24, 全文.

US 2005233710 A1, 2005. 10. 20, 全文.

EP 0845888 A2, 1998. 06. 03, 全文.

审查员 付凌霄

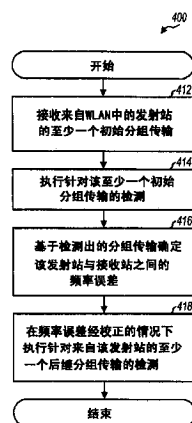
权利要求书1页 说明书11页 附图12页

(54) 发明名称

用于无线局域网的射程扩大技术的通信方法及设备

(57) 摘要

描述了用于在 WLAN 中扩大传输射程的技术。在一方面,接收站基于一个或多个初始分组传输确定发射站与该接收站之间的频率误差,并为接收自该发射站的后继分组传输校正此频率误差。在校正此频率误差之后,残余频率误差很小,并且允许接收站执行较长时间区间上的相干累加/积分以作针对分组传输的检测。这种较长的相干累加区间提升了检测性能,尤其提升了因扩大的传输射程而导致的低 SNR 情况下的检测性能。每当接收站知道了发射站的身份——例如如果后继分组传输是经调度的——就可随时使用这些技术。在另一方面,用较长的扩展序列生成前同步码并将其随每一分组传输发送。



1. 一种用于通信的方法,包括:

执行针对无线局域网(WLAN)中从第一站向第二站发送的至少一个初始分组传输的检测,其中对所述至少一个初始分组传输中的每一个以一不同的频率假言来执行检测;

基于所检测的至少一个初始分组传输确定所述第一站与第二站之间的频率误差,其中每个频率假言对应于所述第一站与第二站之间一不同的假言频率误差;以及

在所述频率误差经校正的情况下执行针对来自所述第一站的至少一个后继分组传输的检测。

2. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:

对输入样本执行数字旋转以校正所述第一站与第二站之间的所述频率误差。

3. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,所述至少一个后继分组传输是经调度的。

4. 如权利要求1所述的方法,还包括执行多于11个的码片上的相干累加以针对所述至少一个初始分组传输作检测。

5. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:

用下变频信号执行射频(RF)输入信号的下变频,其中所述下变频信号的频率被调整以校正所述第一站与第二站之间的所述频率误差。

6. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,所述至少一个初始分组传输和所述至少一个后继分组传输是在比1兆比特/秒(Mbps)低的数据率下发送的。

7. 一种用于通信的设备,包括:

用于执行针对无线局域网(WLAN)中从第一站向第二站发送的至少一个初始分组传输的检测的装置,其中对所述至少一个初始分组传输中的每一个以一不同的频率假言来执行检测;

用于基于所检测的至少一个初始分组传输确定所述第一站与第二站之间的频率误差的装置,其中每个频率假言对应于所述第一站与第二站之间一不同的假言频率误差;以及

用于在所述频率误差经校正的情况下执行针对来自所述第一站的至少一个后继分组传输的检测的装置。

8. 如权利要求7所述的设备,其特征在于,还包括:

用于对输入样本执行数字旋转以校正所述第一站与第二站之间的所述频率误差的装置。

9. 如权利要求1所述的设备,还包括用于执行多于11个的码片上的相干累加以针对所述至少一个初始分组传输作检测的装置。

10. 如权利要求1所述的设备,其特征在于,还包括:

用于用下变频信号执行射频(RF)输入信号的下变频的装置,其中所述下变频信号的频率被调整以校正所述第一站与第二站之间的所述频率误差。

11. 如权利要求7所述的设备,其特征在于,所述至少一个后继分组传输是经调度的。

12. 如权利要求7所述的设备,其特征在于,所述至少一个初始分组传输和所述至少一个后继分组传输是在比1兆比特/秒(Mbps)低的数据率下发送的。

用于无线局域网的射程扩大技术的通信方法及设备

[0001] 在 35 U. S. C. § 119 下的优先权要求

[0002] 本申请要求 2005 年 12 月 13 日提交的已转让给本申请受让人且通过引用纳入于此的题为“RANGE EXTENSION TECHNIQUES FOR A WIRELESS LOCAL AREA NETWORK (用于无线局域网的射程扩大技术)”的临时美国申请 S/N. 60/750, 183 的优先权。

[0003] 背景

[0004] I. 领域

[0005] 本公开一般涉及通信, 尤其涉及用于扩大无线局域网 (WLAN) 的传输射程的技术。

[0006] II. 背景

[0007] 无线通信网络被广泛地部署以提供诸如数据、语音、视频等各种通信服务。这些无线网络包括为大地理区域 (例如, 城市) 提供通信覆盖的无线广域网 (WWAN)、为中等大小的地理区域 (例如, 大楼) 提供通信覆盖的无线局域网 (WLAN)、以及为小地理区域 (例如, 家庭) 提供通信覆盖的无线个域网 (WPAN)。

[0008] IEEE 802. 11 是由电气和电子工程师协会 (IEEE) 为 WLAN 开发的标准族。这些标准涵盖中程无线电技术。IEEE 标准 802. 11, 1999 版 (或简称为“802. 11”) 使用跳频扩谱 (FHSS) 或直接序列扩谱 (DSSS) 来支持 2. 4 吉赫兹 (GHz) 频带中 1 兆和 2 兆比特 / 秒 (Mbps) 的数据率。IEEE 标准 802. 11a-1999 (或简称为“802. 11a”) 使用正交频分复用 (OFDM) 来支持 5GHz 频带中 6 到 54Mbps 的数据率。IEEE 标准 802. 11b-1999 (或简称为“802. 11b”) 使用 DSSS 来支持 2. 4GHz 频带中 1 到 11Mbps 的数据率。IEEE 标准 802. 11g-2003 (或简称为“802. 11g”) 使用 DSSS 和 OFDM 来支持 2. 4GHz 频带中 1 到 54Mbps 的数据率。这些不同的 IEEE 802. 11 标准是本领域内公知的且可为公众得到的。

[0009] IEEE 802. 11 标准所支持的最低数据率是 1Mbps。可靠地接收在 1Mbps 的最低数据率下发送的传输要求某一最小信噪干扰比 (SNR)。由此传输的射程由落在其内的接收站能达到所要求的或更好的 SNR 的地理区域来决定。在某些情形中, 希望能以比对应于 802. 11 标准所支持的最低数据率的射程大的射程来发送传输。此外, 希望能以发射和接收站两者处硬件复杂度最小的增加来达成更大的传输射程。

[0010] 因此, 需要能为 WLAN 扩大传输射程的高成本效能的技术。

[0011] 概述

[0012] 本文中描述了用于在 WLAN 中扩大传输射程的技术。在一方面, 接收站基于一个或多个初始分组传输确定发射站与该接收站之间的频率误差, 并为接收自该发射站的后继分组传输校正此频率误差。分组传输是在某个量的时间内某个量的数据的传输。在针对频率误差作校正之后残余的频率误差很小, 并且允许接收站执行较长时间区间上的相干累加 / 积分以作针对分组传输的检测。这种较长的相干累加区间提升了检测性能, 尤其提升了对扩大的传输射程会遭遇到的低 SNR 情况下的检测性能。每当接收站知道了发射站的身份——例如如果后继分组传输是经调度的就可能会是这种情形——就可随时使用这些频率校正技术。

[0013] 在另一方面, 用较长的扩展序列来生成前同步码并将其随每一分组传输发送。接

收站可执行该较长扩展序列的长度上的相干累加以在低 SNR 情况下达成更可靠的检测。

[0014] 在以下更详细地描述本发明的各个方面和实施例。

[0015] 附图简述

[0016] 图 1 示出了具有接入点和多个用户终端的 WLAN。

[0017] 图 2 示出了 WLAN 的传输时间线。

[0018] 图 3 示出了 802.11b 的分组和前同步码。

[0019] 图 4 示出了用于带频率校正地来接收数据的过程。

[0020] 图 5 示出了用于带频率校正地来接收数据的装置。

[0021] 图 6 示出了用于射程扩大模式的前同步码。

[0022] 图 7 示出了发射站和接收站的框图。

[0023] 图 8 示出了捕获处理器的实施例。

[0024] 图 9A 到 9C 示出了捕获处理器的另一实施例。

[0025] 图 10 示出了频率误差估计器的框图。

[0026] 图 11 示出用于在 WLAN 中接收数据的过程。

[0027] 图 12 示出了用于在 WLAN 中接收数据的装置。

[0028] 详细描述

[0029] 本文中描述的射程扩大技术可用于各种无线电技术和标准,诸如 IEEE802.11。为明晰起见,以下描述的很大部分是关于统称为 802.11b/g 的 802.11b 和 802.11g。

[0030] 图 1 示出了具有接入节点 110 和多个用户终端 120 的 WLAN 100。接入点是与用户终端通信的站。接入点也可称为基站、基收发机子系统 (BTS)、B 节点、和 / 或其它某个网络实体并可包含其部分或全部功能性。用户终端 120 可分布在 WLAN 100 中各处,并且每个用户终端可以是固定或移动的。用户终端也可称为移动站、用户装备 (UE)、和 / 或其它某个设备,并可包括其部分或全部功能性。用户终端可以是无线设备、蜂窝电话、膝上型计算机、个人数字助理 (PDA)、无线调制解调器卡等。用户终端可与接入节点或另一用户终端通信。

[0031] 对于集中式网络架构,网络控制器 130 耦合至接入点并提供对这些接入点的协调和控制。网络控制器 130 可以是单一网络实体或是网络实体的集合。对于分布式架构,接入点可不使用网络控制器 130 地按需彼此通信。

[0032] 通常, WLAN 可包括任何数目的站,其中站 (STA) 可以是接入点或用户终端。站可实现诸 IEEE 802.11 标准——例如 802.11b 和 / 或 802.11g——中的任何一个或任何组合。站也可实现支持至少一个低于 1Mbps 的数据率的射程扩大模式。例如,射程扩大模式可支持 500 千比特 / 秒 (Kbps)、250Kbps、125Kbps 等的的数据率或这些较低数据率的组合。通常,可为逐渐增大的地理区域 实现可在逐渐减低的 SNR 下接收到的逐渐减低的数据率下的分组传输。这是因为可靠接收分组传输典型地要求某一最小比特能量噪声密度比 (E_b/N_0)。因此,随着数据率降低,数据比特在较长的持续时间上传送,接收站处所要求的信号电平得以降低,并且传输射程得以增大。例如,125Kbps 下的分组传输可在比 1Mbps 所要求的 SNR 低得多的 SNR 下被可靠地接收到。因此,与 1Mpps 传输相比,125Kbps 传输具有更长的传输射程和更大的覆盖区域。

[0033] 图 2 示出了 WLAN 100 的示例传输时间线 200。接入点 110 维护关于被该接入点覆

盖的所有传输的一条时间线。接入点 110 定期地传送携带 (1) 由其它站用于捕获的前同步码和 (2) 用于支持与该接入点的通信的各种类型的信息这两者的信标。信标中的这些信息包括 (1) 允许用户终端检测和标识出接入点的接入点标识符 (AP ID) 和 (2) 指示相继信标传输之间的时期的信标间隔。信标是在由信标间隔相隔开的目标信标传送时间 (TBTT) 上传送的。

[0034] TBTT 之间的时期可被划分成无争用期 (CFP) 和争用期 (CP)。无争用期覆盖信标以及由该接入点控制和调度的其它传输。因此,在无争用期间的任何给定时刻仅一个站在该无线介质上传送,并且在此期间,在诸站间没有对该无线介质的争用。争用期覆盖经该接入点调度的传输以及未经该接入点调度的传输。因此,在争用期间,在该无线介质上多于一个的站可同时传送。

[0035] IEEE 802.11 规定了三种信道接入功能,它们被称为分布式协调功能 (DCF)、点协调功能 (PCF)、和混合式协调功能 (HCF)。DCF 经由带冲突避免的载波侦听多址 (CSMA/CA) 协议来支持基于争用的信道接入。对于 DCF,分组传输是不经调度的,并且站可在侦听到无线介质不忙的情况下传送。DCF 在争用期间起作用。

[0036] PCF 经由在接入点处实现的集中式点协调器来支持无争用信道接入。对于 PCF,点协调器轮询诸特定站以进行传送,并且站仅在其被轮询到时才可传送。点协调器也可向诸特定站传送数据。PCF 在无争用期间起作用。

[0037] HCF 支持:(1) 增强型分布式信道接入 (EDCA),它是基于争用的信道接入方案;以及 (2) HCF 受控信道接入 (HCCA),它是由混合式协调器控制的无争用信道接入方案。分组传输对于 EDCA 是不经调度的,而对于 HCCA 是经调度的。EDCA 在争用期间使用,而 HCCA 可用在争用期间或无争用期间使用。HCF、EDCA 和 HCCA 在 IEEE 标准 802.11e (或简称为“802.11e”) 中描述。

[0038] 通常,WLAN 中的分组传输可以是经调度的或非经调度的。在争用期间,站可能会在任何时间接收到来自另一个站的非经调度的分组传输,并且通常在该分组被检测出之前是不知道发射站的身份的。站可在特定时刻或时间窗内从另一个站接收到经调度的分组传输,并且通常在接收到该分组传输之前就知道发射站的身份。

[0039] WLAN 站通常被设计成接收非经调度的分组传输。由于 WLAN 内的诸站通常不将它们的时钟锁定到公共基准频率地来工作,因此每个站通常独立地针对每个接收到的分组传输执行捕获。捕获通常需要针对分组传输的存在作检测并确定检测到的分组传输的时基和频率。在 IEEE 802.11 中,捕获通常是基于随每个分组发送的前同步码来达成的。

[0040] 对于 IEEE 802.11,话务数据被媒体接入控制 (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) 处理并被封装在 PLCP 协议数据单元 (PPDU) 中。每个 PPDU 由物理层进一步处理并经由无线介质被传送。PPDU 通常被称为分组。

[0041] 图 3 示出了 802.11b/g 的 PPDU 格式。PPDU 包括 PLCP 前同步码、PLCP 报头、和 MPDU。PLCP 前同步码包括 PLCP 同步 (SYNC) 字段和起始帧定界符 (SFD) 字段。SYNC 字段携带通常称为前同步码的固定 128 比特序列。SFD 字段携带指示 PLCP 报头的起始的固定 16 比特序列。PLCP 报头包括传达数据率、持续时长、和关于该 MPDU 的其它信息的各个字段。MPDU 携带话务数据并具有可变长度。PLCP 前同步码和 PLCP 报头在 1Mbps 下发送。PLCP 前同步码包含总共 144 比特,这些比特被处理以生成 144 个 BPSK 码元。这 144 个 BPSK 码元在 144

个码元周期中传送,其中每个码元周期具有 1 微秒 (μs) 的持续时长。

[0042] 图 3 还示出了 802.11b 的前同步码。该前同步码由基于伪随机数 (PN) 发生器生成的 128 导频比特的已知序列构成。这 128 个导频比特记为 d0 到 d127。每个导频用称为 Barker 序列的 11 码片扩展序列 $\{+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1\}$ 作扩展。该前同步码具有 128 μs 的长度。

[0043] 接收站对接收到的信号生成输入样本,并使这些输入样本与该 128 比特的导频序列及 11 码片的 Baker 序列相关以针对前同步码的存在作检测。接收站可执行相干累加和非相干累加来作前同步码检测。相干累加是指复数值的累加、积分或求和,其中这些复数值的相位影响累加结果。非相干累加是指例如幅度等的实数值的累加、积分或求和。在以下详细描述前同步码检测。

[0044] 检测性能取决于诸如 SNR 和频率误差 / 偏移量等的各个因素。对于在高 SNR 下接收到的分组,前同步码可容易地通过作前同步码的小数目个码片上的相干累加来被检测出来。对于在低 SNR 下接收到的分组,可靠检测出前同步码可能要求作更多码片上的相干累加。

[0045] 发射站与接收站之间的频率误差决定了可被相干累加而不招致显著组合损失的码片的数目。大频率误差导致跨该前同步码的大相移。例如,5.8GHz 下 \pm 百万分之 40 ($\pm 40\text{ppm}$) 的频率误差对应于 11 码片的 Barker 序列上 $\pm 83^\circ$ 的相移。频率误差由此导致输入样本跨该前同步码的失相逐渐加大,由此限制可被相干累加的码片的数目。

[0046] 接收站典型地执行 11 码片的 Barker 序列上的相干累加,以及 128 比特的导频序列上的非相干累加。这种方案为最坏情形的频率误差提供了良好的检测性能,并且为作为由 IEEE 802.11 支持的最低数据率的 1Mbps 提供了所要求的 SNR。

[0047] 接收站在射程扩大模式中的低速率 (例如,125Kbps) 分组传输下会观察到低 SNR。接收站可执行多于 11 个码片上的 (例如,44 个码片上) 的相关累加以便达成良好的检测性能。相干累加区间可基于分组传输所要求的 SNR 来选择,该 SNR 在射程扩大模式下是较低的。为计及跨较长的相干累加区间的较大相移,接收站可针对多个频率假言执行检测。每一频率假言对应于发射站与接收站之间一不同的假言频率的误差。这些频率假言可被选择成使得能执行为所要求的 SNR 而选择的区间上的相干累加。一般而言,相干累加区间受限于频率偏移量,并且对于较低的频率偏移量可执行较长区间上的相干累加。对于每个频率假言,接收站可在执行相干累加之前移除假言频率误差。最接近于实际频率误差的校正频率假言将导致跨此相干累加区间的最小相移量并提供最大的累加结果。

[0048] 接收站可执行针对多个假言频率的前同步码检测以便以对每个分组传输的独立捕获来达成低 SNR 下的良好检测性能。捕获硬件可被重复多次以同时评价这多个频率假言。每个捕获硬件可各自被调谐至一不同的频率假言并可执行所选择的区间上的相干累加。具有最大偏转统计性的捕获硬件将是具有最低频率误差的那一个捕获硬件。然而,所重复的硬件会显著地增加站的成本,这是不可取的。

[0049] 在一方面中,接收站基于一个或多个初始分组传输来确定发射站与该接收站之间的频率误差,并为接收自该发射站的后继分组传输校正此频率误差。每当接收站知道了发射站的身份,就可随时使用这些频率校正技术。在譬如 IP 语音电话 (VoIP) 呼叫、大文件传输等的各个操作情景下,接收站可预期有来自同一发射站的数个分组传输。一般而言,所预

期的分组传输可以是经调度的或可以不是经调度的。接收站可在对发射站校正或移除已知频率误差之后对所预期的分组传输执行捕获。在针对已知频率误差作校正之后残余频率误差很小,并且允许接收站执行较长区间上的相干累加,这提升了检测性能。本质上,接收站可用单个校正频率假言对每个预期分组传输执行捕获。

[0050] 接收站可使用受限的捕获硬件来执行初始捕获。例如,捕获硬件可能对每个分组传输仅能够评价一个频率假言。在此情形中,接收站可对每个分组传输使用一不同的频率假言来执行捕获。当正确的频率假言被选择到时,接收站可高概率地检测出分组传输。接收站在检测出前同步码之前可能会错过一个或多个分组传输。错过的分组传输对整体性能可能具有很小的影响,因为这些分组传输可能只不过是用于呼叫建立的和/或可被重传。

[0051] 图 4 示出了由接收站执行以带频率校正地来接收数据的过程 400 的实施例。接收站接收到来自 WLAN 中一发射站的至少一个初始分组传输(框 412)。接收站执行针对该至少一个初始分组传输的检测(框 414)。取决于其硬件能力,接收站可用一个或多个频率假言对每个分组传输执行检测。接收站基于检测出的分组传输——其通常为最末一个初始分组传输——确定发射站与接收站之间的频率误差(框 416)。然后,在频率误差经校正的情况下,接收站执行针对来自发射站的至少一个后继分组传输的检测(框 418)。频率误差校正可以如下面描述地通过(1)调整接收站处的下变频本机振荡器(L0)信号的频率和/或(2)数字地旋转输入样本来达成。

[0052] 对于射程扩大模式,初始和后继分组传输可能会在低于 1Mbps 的数据率下被发送。分组传输也可在 IEEE 802.11 支持的数据率下被发送。后继分组传输可以是经调度的或可以不是经调度的。

[0053] 接收站可执行多于 11 个码片上的相干累加来检测分组传输。接收站可对初始和后继分组传输使用相同或不同的累加区间。例如,接收站可以(1)在发射站的身份未知时执行用于初始捕获的第一区间上的相干累加,以及(2)在发射站的身份已知时执行用于后继捕获的比该第一区间长的第二区间上的相干累加。对初始捕获可使用短区间以计及信道衰落、未知频率误差等。对后继捕获可使用较长区间以进行更可靠的检测。

[0054] 图 5 示出了用于带频率校正地来接收数据的装置 500 的实施例。装置 500 包括:至少一个用于接收来自 WLAN 中的发射站的至少一个初始分组传输的处理器 512;至少一个用于执行针对该至少一个初始分组传输的检测的处理器 514;至少一个用于基于检测出的分组传输确定该发射站与该接收站之间的频率误差的处理器 516;以及至少一个用于在频率误差经校正的情况下执行针对来自该发射站的至少一个后继分组传输的检测的处理器 518。

[0055] 在另一方面,用比 11 码片长的扩展序列来生成前同步码。接收站可执行此较长的扩展序列的长度上的相干累加,以在射程扩大模式中可能遭遇的低 SNR 情况下达成对此前同步码更可靠的检测。此前同步码也可被延扩成更长以便也提升检测性能。

[0056] 图 6 示出了可用于射程扩大模式的前同步码 600 的实施例。对于此实施例,前同步码由可基于 PN 发生器来生成的一序列 64 个导频比特构成。这 64 个导频比特记为 d_0 到 d_{63} 。对于此实施例,每个导频比特 d_i ($i = 0, \dots, 63$) 用有四个二进制值 $\{+1, +1, -1$ 和 $+1\}$ 的中间序列作扩展,并且每个二进制值进一步用上述 11 码片的 Barker 序列作扩展。由此,每个导频比特是用 44 码片的扩展序列来扩展的,其中该 44 码片的扩展序列包括该 11 码片

的 Barker 序列的四个实例,其中该 Barker 序列的第三实例在极性上相对于该 Barker 序列的另外三个实例被反相。此前同步码具有 256 μ s 的长度,并且可为最低至 125Kbps 的数据率提供可靠检测。

[0057] 对于图 6 中所示的实施例,接收站可执行 44 码片扩展序列上的相干累加,并且可执行 64 比特导频序列上的非相干累加。对于 IEEE 802.11,最大频率误差是 ± 40 ppm,它对应于在 5.8GHz 中心频率处的 ± 232 KHz。此最大频率误差 ± 232 KHz 对应于跨此 44 码片扩展序列的 $\pm 334^\circ$ 的相移。接收站可评价三个频率假言以将最坏情形的相移减至与最高达 1.4 分贝 (dB) 的组合损失相对应的 $\pm 111^\circ$ 。这三个频率假言是针对标称频率,该标称频率偏 +26.7ppm,以及该标称频率偏 -26.7ppm。

[0058] 对于图 6 中所示的实施例,接收站可例如在呼叫建立期间等针对这三个频率假言执行检测。如果捕获硬件对每个分组传输仅能评价一个频率假言,则接收站可循环遍历这三个频率假言,并可对每个分组传输评价一不同的频率假言。接收站应当能够在至多三个分组传输中检测出前同步码。一旦检测出分组传输,接收站就确定频率误差并为后继分组传输校正此频率误差。接收站应当能够以较高的概率检测出每个后继分组传输。

[0059] 图 6 示出了用于射程扩大模式的前同步码的具体实施例。对于此实施例,前同步码由以下三个序列构成:(1) 长/外 64 比特导频序列;(2) 对应于每个导频比特的有四个二进制值的中间序列;以及 (3) 对应于每个二进制值的短/内 11 码片 Barker 序列。这种前同步码设计是有利的,因为其使用 11 码片的 Barker 序列作为基本构件块。因此,执行这 11 码片的 Barker 序列上的相干累加的其他站也可检测出此前同步码并意识到无线介质正忙。

[0060] 各种其它前同步码设计也可用于射程扩大模式。一般而言,前同步码可用任何数目个序列来生成,且每个序列可以是任何长度的。在一个实施例中,前同步码由有 1408 或更多码片的单个序列构成,其中 $1408 = 128 \times 11$ 。在另一个实施例中,前同步码由两个序列——导频序列和比 11 个码片长的扩展序列——构成。例如,具有良好相关性质的有 44 个伪随机码片的扩展序列可用于前同步码。在又一实施例中,前同步码由多于两个的序列构成。

[0061] 图 7 示出了 WLAN 100 中的发射站 710 和接收站 750 的框图。站 710 和 750 可各自是接入点或用户终端。出于简便起见,对于图 7 中所示的实施例,每个站配备有单个天线。

[0062] 在发射站 710 处,发射处理器 730 接收来自数据源 720 的话务数据并根据选定的数据率处理(例如,编码、交织、码元映射、和扩展)该话务数据。发射处理器 730 还生成前同步码(例如,如图 3 或 6 中所示),将为话务数据生成的码片和为前同步码生成的码片复用,并提供输出码片。发射机(TMTR)732 处理(例如,转换成模拟、放大、滤波和上变频)输出码片并生成将经由天线 734 发射的已调制信号。

[0063] 在接收站 750 处,天线 752 接收所传送的信号并将接收到的信号提供给接收机(RCVR)754。接收机 754 处理并数字化接收到的信号并将输入样本提供给捕获处理器 760。捕获处理器 760 如以下描述地执行捕获,针对分组传输作检测,确定并校正频率误差,并提供经解扩的码元。接收处理器 770 以与发射处理器 730 所执行的处理互补的方式处理经解扩的码元并将经解码的数据提供给数据阱 772。

[0064] 控制器/处理器 740 和 780 分别指导发射站 710 和接收站 750 处的操作。存储器

742 和 782 分别为站 710 和 750 存储数据和 / 或程序代码。

[0065] 接收机 754 在等于或高于码片率的样本率下提供复数值的输入样本。为了简便起见,以下描述假定输入样本是在码片率下提供的。对于 802.11b,前同步码的码片率是 11Mcps,且其比特率和码元率是 1Mbps。因此,对于 802.11b 的前同步码,码元周期 (T_s) 是 $1\mu s$,而码片周期 (T_c) 是 90.9 纳秒 (ns)。对于图 6 中所示的前同步码,比特率和码元率是 250Kbps,且码元周期 (T_s) 是 $4\mu s$ 并覆盖 44 个码片。在以下描述中,“n”是码片周期的索引,“k”是频率槽的索引,而“i”是前同步码中的导频比特的索引。

[0066] 图 8 示出了作为图 7 中的捕获处理器 760 的实施例的捕获处理器 760a 的框图。在处理器 760a 内,乘法器 810 将输入样本与复正弦信号 $e^{j2\pi \cdot f \cdot n}$ 相乘并提供经旋转的样本。如果发射站的身份是未知的,则此正弦信号的频率由正被评价的频率假言决定。如果发射站的身份是已知的,则此正弦信号的频率由发射站与接收站之间的频率误差决定。

[0067] 解扩器 820 将经旋转的样本解扩并提供经解扩的码元。在捕获期间,解扩器 820 解扩 L 个码片上的经旋转样本并在码片率下提供经解扩码元,其中 L 可等于 11、22、44 或其它某个值。对于每个码片周期 n,解扩器 820 将码片周期 n 到 n-L+1 的 L 个输入样本与 L 码片的扩展序列的 L 个码片相乘,累加这 L 个乘法结果,并提供该码片周期的经解扩码元 $x(n)$ 。在一个实施例中,L 等于 11,此 L 码片的扩展序列是 11 码片的 Barker 序列,并且解扩器 820 执行此 11 码片的 Barker 序列的长度上的解扩。在另一个实施例中,L 等于 44,此 L 码片的扩展序列是图 6 中所示的 44 码片的扩展序列,并且解扩器 820 执行此 44 码片的扩展序列的长度上的解扩。对于其它实施例,L 可等于其它值,并且其它 L 码片的扩展序列可用于解扩。在任一情形中,解扩器 820 皆执行输入样本与此 L 码片的扩展序列的滑动相关以获得每个码片周期 (代替每个码元周期) 的经解扩码元,并对每一 L 码片区间提供 L 个经解扩码元。这 L 个经解扩码元对应于关于正确时基的 L 种不同的可能码片偏移量 (或即 L 种时基假言)。

[0068] 对于图 8 中所示的实施例,单元 840 计算来自解扩器 820 的每个经解扩码元的平方幅度。在未在图 8 中示出的另一个实施例中,多个经解扩码元被相干累加,并且单元 840 计算每个相干累加的结果的平方幅度。对于这两个实施例,累加器 850 均对每个不同的码片偏移量执行非相干累加。如果 $L = 11$,例如对于图 3 中所示的前同步码,则有 11 个不同的码片偏移量,且累加器 850 可为每个码片偏移量累加最多达 128 个经解扩码元的幅度平方。如果 $L = 44$,例如对于图 6 中所示的前同步码,则有 44 个不同的码片偏移量,并且累加器 850 可为每个码片偏移量累加最多达 64 个经解扩码元的幅度平方。累加器 850 执行滑动非相干累加,并为每一 L 码片区间提供关于 L 种不同码片偏移量的 L 个累加结果。

[0069] 信号 / 前同步码检测器 870 接收每一 L 码片区间的这 L 个累加的结果,将每个累加的结果对比阈值 S_{th} ,并在累加的结果超出该阈值的情况下声明存在前同步码。信号 / 前同步码检测器 870 继续监视累加的结果以搜索峰值并提供对应于此峰值的码片偏移量作为检测出的前同步码的时基 (τ)。

[0070] 码元缓冲器 830 存储来自解扩器 820 的经解扩码元。一旦检测出前同步码,频率误差估计器 880 就接收来自码元缓冲器 830 的经解扩码元和来自信号 / 前同步码检测器 870 的时基 (τ)。频率误差估计器 880 确定检测出的前同步码中的频率误差并提供频率误差估计。

[0071] 图 9A 示出了作为图 7 中的捕获处理器 760 的另一个实施例的捕获处理器 760b 的框图。在处理器 760b 内,乘法器 910 将输入样本与复正弦信号相乘并提供经旋转的样本。解扩器 920 用 L 码片的扩展序列解扩经旋转的样本并对每一 L 码片区间提供 L 个经解扩码元。乘法器 910 和解扩器 920 以分别与图 8 中的乘法器 810 和解扩器 820 相同的方式操作。

[0072] 延迟乘法器 940 如以下所描述地生成经解扩码元的 1 码元延迟乘积和 2 码元延迟乘积。1 码元延迟乘积 $y_1(n)$ 指示分隔一个码元周期的两个经解扩码元 $x(n)$ 与 $x(n-T_s)$ 之间的相位差。2 码元延迟乘积 $y_2(n)$ 指示了分隔两个码元周期的两个经解扩码元 $x(n)$ 与 $x(n-2T_s)$ 之间的相位差。差分相关器 950a 接收 1 码元延迟乘积 $y_1(n)$, 执行这些 1 码元延迟乘积与这些乘积的预期值之间的相关, 并提供每个码片周期的相关结果 $c_1(n)$ 。类似地, 差分相关器 950b 接收 2 码元延迟乘积 $y_2(n)$, 执行这些 2 码元延迟乘积与这些乘积的预期值之间的相关, 并提供每个码片周期的相关结果 $c_2(n)$ 。

[0073] 来自差分相关器 950b 的相关结果 $c_2(n)$ 的相位可能与来自差分相关器 950a 的相对应的相关结果 $c_1(n)$ 的相位并没有对齐。乘法器 962 将来自差分相关器 950b 的每个相关结果 $c_2(n)$ 与 Q 个不同的假言相位的复相矢 $e^{-j\theta_q}$ 相乘, 并为每个码片周期提供一组 Q 个相位经旋转的相关结果。例如, 对于 $Q = 3$, 假言相位可以是 $\{0, 60^\circ, -60^\circ\}$, 对于 $Q = 4$ 为 $\{0, 90^\circ, 180^\circ, -90^\circ\}$, 依次类推。可选择这 Q 个假言相位以使其覆盖相关相位的可能范围。例如, 对于 $\pm 232\text{KHz}$ 的最大频率误差, 1 码元延迟乘积与 2 码元延迟相关之间的最大相位差约为 90 度。因此, 如果使用 $0, 60^\circ$ 、和 -60° 这三个假言相位, 则至少有一个假言相位落在 30° 内。

[0074] 对于每个码片周期 n, 加法器 964 将来自差分相关器 950a 的相关结果与来自乘法器 962 的这 Q 个相对应的相位经旋转的相关结果中的每一个相干地相加并提供 Q 个组合的相关结果 $z_q(n)$, $q = 1, \dots, Q$ 。对于每个码片周期 n, 单元 966 计算这 Q 个组合的相关结果中的每一个的平方幅度, 标识出这 Q 个平方幅度值中最大的平方幅度值, 并提供此最大平方幅度值 $Z(n)$ 。对于每个码片周期 n, 信号 / 前同步码检测器 970 将此最大平方幅度值 $Z(n)$ 对比阈值 Z_{th} , 并且在 $Z(n)$ 超过该阈值 Z_{th} 的情况下声明存在前同步码。信号 / 前同步码检测器 970 继续监视平方幅度值以搜索峰值并提供对应于此峰值的码片偏移量作为检测出的前同步码的时基 (τ)。

[0075] 码元缓冲器 930 存储来自解扩器 920 的经解扩码元。频率误差估计器 980 确定检测出的前同步码中的频率误差并提供频率误差估计。

[0076] 图 9B 示出了图 9A 中的延迟乘法器 940 的实施例。在延迟乘法器 940 内, 经解扩码元 $x(n)$ 被提供给两个乘法器 942a 和 942b, 且也被提供给两个串联耦合的延迟单元 944a 和 944b。每个延迟单元 944 提供一个码元周期 T_s 的延迟, 该周期在 $L = 11$ 时等于 11 个码片周期而在 $L = 44$ 时为 44 个码片周期。单元 946a 和 946b 分别提供来自延迟单元 944a 和 944b 的经解扩码元的复共轭。乘法器 942a 将每个码片周期 n 的经解扩码元 $x(n)$ 与单元 946b 的输出相乘并提供该码片周期的 1 码元延迟乘积 $y_1(n)$ 。乘法器 942b 将每个码片周期 n 的经解扩码元 $x(n)$ 与单元 946a 的输出相乘并提供该码片周期的 2 码元延迟乘积 $y_2(n)$ 。

[0077] 图 9C 示出了可用作图 9A 中的差分相关器 950a 和 950b 中的每一个的差分相关器

950m 的实施例。在差分相关器 950m 内, $m \in \{1, 2\}$ 的 m 码元延迟乘积 $y_m(n)$ 被提供给一序列的交替延迟单元 952 和 954。每个延迟单元 952 提供一个码片周期的延迟, 每个延迟单元 954 提供 $L-1$ 个码片周期的延迟, 并且每对延迟单元 952 和 954 提供构成一个码元周期的 L 个码片周期的总延迟。差分相关器 950m 包括 P 个延迟单元 952 和 $P-1$ 个延迟单元 954。对于 1 码元延迟差分相关器 950a, 在图 3 中所示的 802. 11b 前同步码的情况下 P 等于 127, 而在图 6 中所示的前同步码的情况下等于 63。对于 2 码元延迟差分相关器 950b, 在图 3 中所示的 802. 11b 前同步码的情况下 P 等于 126, 而在图 6 中所示的前同步码的情况下等于 62。因此, P 取决于前同步码中的比特数目 (B) 和延迟量 (m), 或即 $P = B-m$ 。

[0078] P 个加法器 956 耦合至 P 个延迟单元 952。每个加法器 956 对相关联的延迟单元 952 的输入和输出求和, 并提供输出。 P 个乘法器 958 耦合至 P 个加法器 956, 并且还接收 P 个 m 码元延迟乘积的 P 个预期值 $a_{m,1}$ 到 $a_{m,P}$ 。对于 1 码元延迟差分相关器 950a, $m = \{1, 2\}$ 且 $i = 1, \dots, P$ 的预期值 $a_{m,i}$ 可被计算为 $a_{1,i} = d_{i-1} \cdot d_i$, 而对于 2 码元延迟差分相关器 950b 可被计算为 $a_{2,i} = d_{i-1} \cdot d_{i+1}$ 。随后预期值 $a_{m,i}$ 以相同方式被计算 m 码元延迟乘积即 $y_m(n) = x(n) \cdot x^*(n-m)$ 。然而, 由于导频比特是实数值, 因此对于预期值可忽略复共轭, 即, $a_{1,i} = d_{i-1} \cdot d_i^* = d_{i-1} \cdot d_i$ 。每个乘法器 958 将相关联的求和器 956 的输出与其预期值 $a_{m,i}$ 相乘。对于每个码片周期 n , 加法器 960 对来自所有 P 个乘法器 958 的输出求和并提供该码片周期的相关结果 $c_m(n)$ 。

[0079] 图 10 示出了作为图 8 中的频率误差估计器 880 和图 9A 中的频率误差估计器 980 的实施例的频率误差估计器 880a 的框图。频率误差估计器 880a 从码元缓冲器 830 或 930 接收在由信号 / 前同步码检测器 870 或 970 提供的时基 τ 处开始的由 L 个码片周期 (或即一个码元周期) 间隔开的 N 个经解扩码元。第一经解扩码元由此得以与最佳时基假言时间对齐。 N 可以是小于或等于前同步码中的导频比特数目的任意整数值, 例如, N 可以是 32、64 或 128。在频率误差估计器 880a 内, N 个乘法器 1012 接收这 N 个经解扩的码元和前同步码中的 N 个相对应的导频比特。每个乘法器 1012 将其经解扩码元与其导频比特 d_i 相乘以移除对该经解扩码元的调制。单元 1014 从 N 个乘法器 1012 接收 N 个输出, 对这 N 个输出执行 N 点快速傅立叶变换 (FFT) 或离散傅立叶变换 (DFT), 并提供关于 N 个频率槽的 N 个频域值。 N 个单元 1016 接收来自 FFT/DFT 单元 1014 的这 N 个频域值。每个单元 1016 计算其频域值的平方幅度, 并提供关于各自相应频率槽 k 的检出能量。

[0080] 在用乘法器 1012 移除调制之后, 来自这些乘法器的 N 个输出可能会具有周期性分量。此周期性分量是由发射站与接收站之间的频率误差导致的。FFT/DFT 单元 1014 提供来自诸乘法器 1012 的 N 个输出的频谱响应。具有最大检出能量的频率槽即指示发射站与接收站之间的频率误差。

[0081] 选择器 1018 选择关于这 N 个频率槽的 N 个检出能量中最大的那个检出能量。信号 / 前同步码检测器 1020 将此最大检出能量对比阈值 E_{th} , 在此最大检出能量大于该阈值 E_{th} 的情况下声明检测出信号, 并提供具有此最大检出能量的那个频率槽作为频率误差估计。阈值 E_{th} 可被设置成等于前同步码的总收到能量乘以比例定标因子。信号 / 前同步码检测可分多级 (例如, 用检测器 870 或 970 和检测器 1020) 来执行以提升检测性能。

[0082] 在前同步码检测和频率误差估计的另一实施例中, 对不同的假言频率误差将输入样本与导频序列相关。对于每个假言频率误差, 将输入样本旋转该频率误差, 使经旋转

的样本与该导频序列相关,将相关结果对比阈值,并在相关结果超过该阈值的情况下声明检测到信号/前同步码。此相关可用有限脉冲响应(FIR)滤波器结构在时域中执行或用FFT-乘-IFFT运算在频域中执行。频率误差估计由产出超过该阈值的最大相关结果的那个假言频率误差来给出。

[0083] 在频率误差估计的又一实施例中,输入样本首先被解扩以如图8或9A中所示地获得码片率下的经解扩码元。然后,将经解扩码元与相对应的导频比特相乘以移除导频调制。结果所得的码元被用于例如使用图9B中的延迟乘法器940等来生成1码元延迟乘积和2码元延迟乘积。关于每个延迟的延迟乘积被处理以生成对应于该延迟的复数值。对于 $m = \{1, 2\}$ 的每个延迟 m , m 码元延迟乘积被提供给 $L-1$ 个串联耦合的码片间隔的延迟单元以获得 L 种不同码片偏移量上的 m 码元延迟乘积。对于每个码片偏移量,对应于那个码片误差的诸 m 码元延迟乘积被跨该前同步码相干累加。对应于这 L 种码片偏移量的 L 个累加结果可被组合(例如,使用最大比组合)以生成对应于延迟 m 的复数值 V_m 。对应于1码元延迟和2码元延迟的复数值 V_1 与 V_2 之间的相位差可被计算出并用于导出频率误差。

[0084] 基于以上描述的这些技术中的任何一种导出的频率误差估计通常均包含残余频率误差。可通过基于该前同步码的前半部分导出第一 L 抽头信道估计并基于该前同步码的后半部分导出第二 L 抽头信道估计来估计此残余频率误差,其中这两个信道估计均是在消去了初始频率偏移量估计的情况下被导出的。可在每抽头的基础上计算第二信道估计与第一信道估计的复共轭的乘积。 L 个结果所得的乘积可被相干地求和以获得这两个信道估计之间的相位差。可以(1)在计算乘积之前对每个信道抽头执行取阈和/或(2)在对诸乘积求和之前对每个乘积执行取阈。取阈移除了具有低于预定阈值的低能量的信道抽头。残余频率误差可基于这两个信道估计之间的相位差来估计,并且可与初始频率误差估计相组合以获得最终的频率误差估计。

[0085] 发射站与接收站之间的频率误差可通过(1)调整图7中接收机754的下变频 $L0$ 信号的频率或(2)将具有正当频率(它是频率误差估计的负数)的正弦信号施加于图8中的乘法器810或图9A中的乘法器910来移除。解扩器820和920可在捕获期间执行11个或更多码片上的解扩以及在数据接收期间执行11个码片上的解扩。

[0086] 图11示出了由接收站执行以接收数据的过程1100的实施例。接收站用正弦信号旋转输入样本以获得经旋转的样本(框1112)。在不知道发射站的身份的初始捕获期间,此正弦信号具有同发射站与该接收站之间的假言频率误差相对应的频率。在知道发射站的身份的后继捕获期间以及在数据接收期间,此正弦信号具有同该发射站与接收站之间的估计频率误差相对应的频率。接收站用 L 码片的扩展序列解扩经旋转的样本以获得经解扩码元,其中在捕获期间 L 可以大于11(例如, $L = 44$)而在数据接收期间可等于11(框1114)。

[0087] 对于捕获,接收站基于经解扩码元针对在WLAN中传送的前同步码作检测(框1116)。接收站可例如像图8中所示那样对经解扩码元执行非相干累加以获得累加结果并可基于这些累加结果来针对前同步码作检测。接收站也可例如像图9A到9C中所示那样导出经解扩码元的对应于至少两种延迟的乘积,执行对应于每种延迟的乘积与对应于该延迟的诸预期值的相关,组合对应于这至少两种延迟的相关结果,并基于该组合的相关结果针对前同步码作检测。接收站基于检测出的前同步码确定发射站与接收站之间的频率误差(框1118)。接收站可例如像图10中所示那样确定经解扩码元关于多个频率槽的能量并可

提供具有最大检出能量的那个频率槽作为频率误差。

[0088] 图 12 示出了用于在 WLAN 中接收数据的装置 1200 的实施例。装置 1200 包括至少一个用于用正弦信号旋转输入样本以获得经旋转样本的处理器 1212；至少一个用于用 L 码片的扩展序列将经旋转样本解扩以获得经解扩码元的处理器 1214，其中在捕获期间 $L > 11$ ；至少一个用于基于经解扩码元针对在 WLAN 中传送的前同步码作检测的处理器 1216；以及至少一个用于基于检测出的前同步码确定发射站与接收站之间的频率误差的处理器 1218。

[0089] 为明晰起见，已针对 802.11b/g 具体描述了各种射程扩大技术。这些技术也可用于其它 IEEE 802.11 标准。例如，在 802.11a 中，前同步码由 10 个短训练码元和 2 个长训练码元构成，其中每个短训练码元由 16 个复数值码元构成。这些频率校正技术可用于 (1) 确定和校正发射站与接收站之间的频率误差以及 (2) 执行多于 16 个的复数值码元上的相干累加，这可提升检测性能。

[0090] 本文中所述的射程扩大技术可通过各种手段来实现。例如，这些技术可在硬件、固件、软件、或其任何组合中实现。对于硬件实现，接收站处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)、数字信道处理器件 (DSPD)、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、电子器件、设计成执行本文中所描述的功能的其它电子单元、或其组合内实现。发射站处的处理单元也可在一个或多个 ASIC、DSP、处理器等内实现。

[0091] 对于固件和 / 或软件实现，这些技术可用被至少一个处理器使用以执行本文中所描述的功能的代码（例如，过程、函数、指令等）来实现。软件代码可被存储在存储器（例如，图 7 中的存储器 742 或 782）中并由处理器（例如，处理器 740 或 780）来执行。该存储器单元可实现在该处理器内，或者可实现在该处理器外，

[0092] 此外，对于软件实现，代码可在计算机可读介质上存储或传送。计算机可读介质包括计算机存储介质和通信介质两者，通信介质包括助益于将计算机程序从一个地方传递到另一地方的任何媒介。存储介质可以是可由通用或专用计算机访问的任何可用介质，作为示例而非限定，这样的计算机可读介质可包括 RAM、ROM、EEPROM、CD-ROM 或其它光盘存储、磁盘存储或其它磁存储设备、或者可用来携带或存储指令或数据结构形式且可由通用或专用计算机、或通用或专用处理器访问的合需程序代码手段的任何其它介质。任何连接也正当地被称为计算机可读介质。例如，如果该软件是使用同轴电缆、光纤电缆、双绞线、数字订户线 (DSL)、或诸如红外、无线电、以及微波等无线技术从 web 网站、服务器、或其它远程源传送的，则该同轴电缆、光纤电缆、双绞线、DSL、或诸如红外、无线电、以及微波等无线技术也被包括在介质的定义之内。如在此所用的碟或盘包括压缩盘 (CD)、激光盘、光盘、数字多功能盘 (DVD)、软盘和蓝光盘，其中碟通常以磁的方式再现数据，而盘通常用激光以光的方式再现数据。上述的组合也应被包括在计算机可读介质的范围内。

[0093] 提供所公开的实施例的先前描述旨在使本领域的任何技术人员皆能够制作或使用本发明。对于本领域的技术人员而言，对这些实施例的各种修改将是显而易见的，并且在此所定义的一般性原理可适用于其它实施例而不会脱离本发明的精神实质或范围。因此，本发明无意被限定于这里所示出的实施例，而应根据与在此所公开的原理和新颖特征相一致的最宽范围来授权。

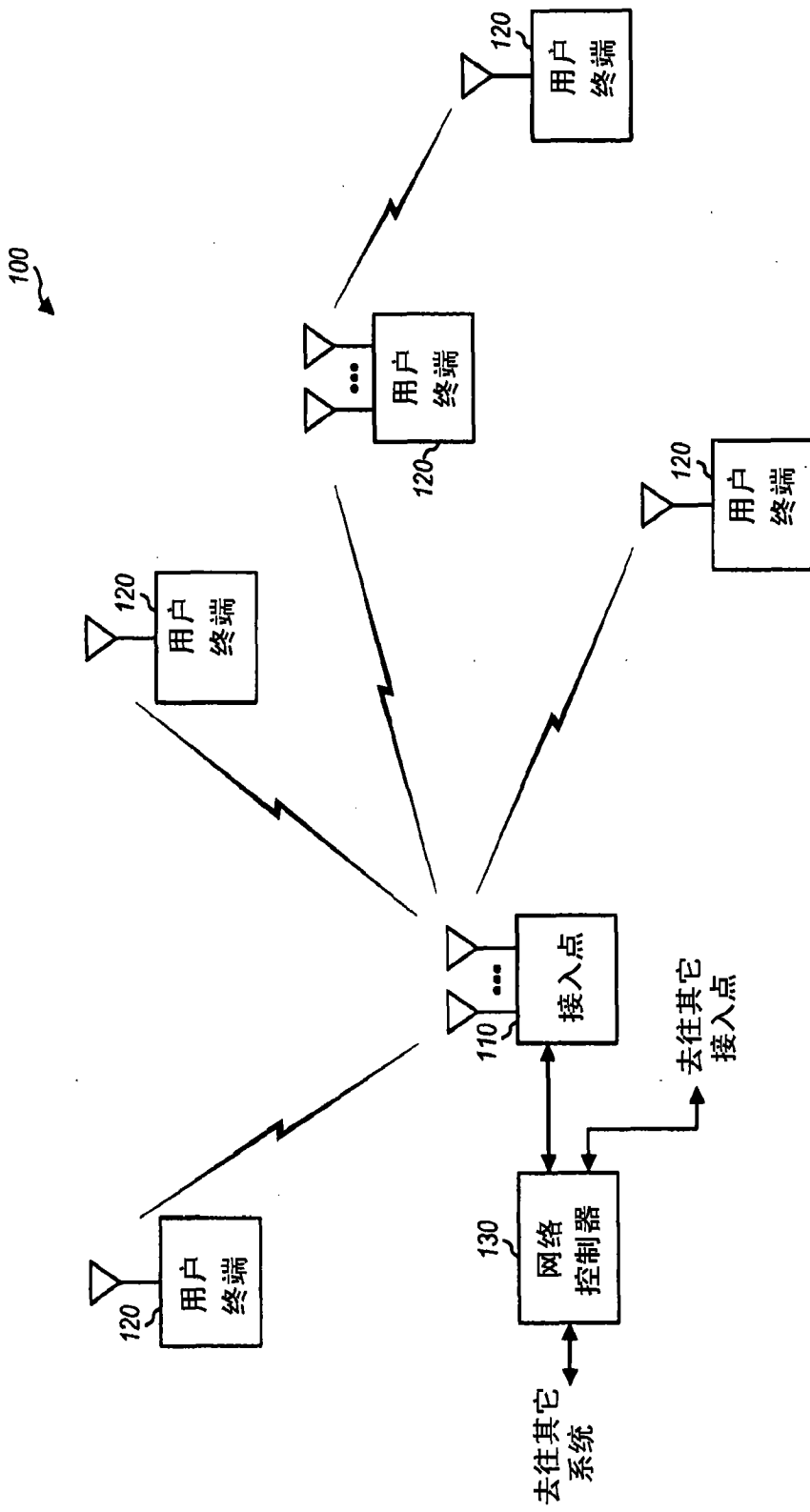


图 1

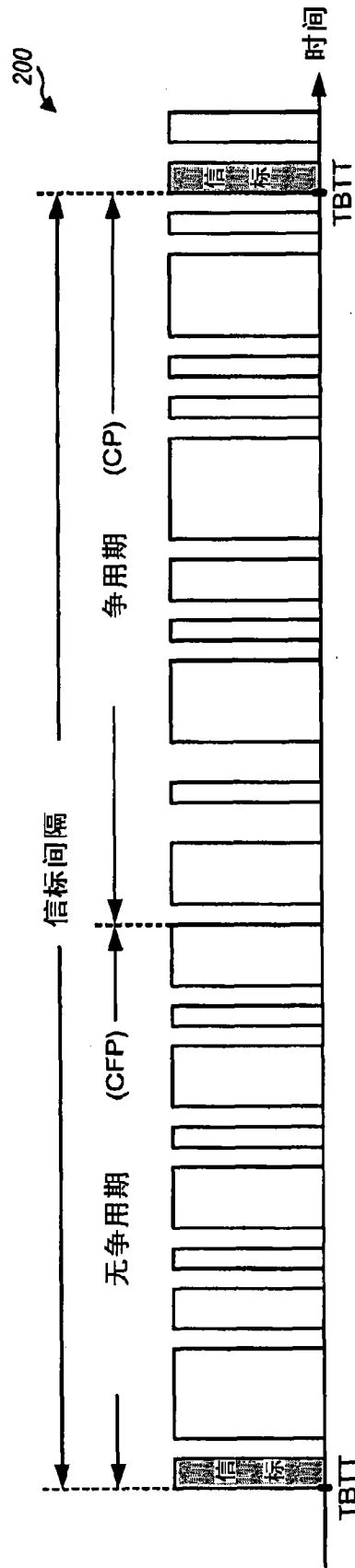


图 2

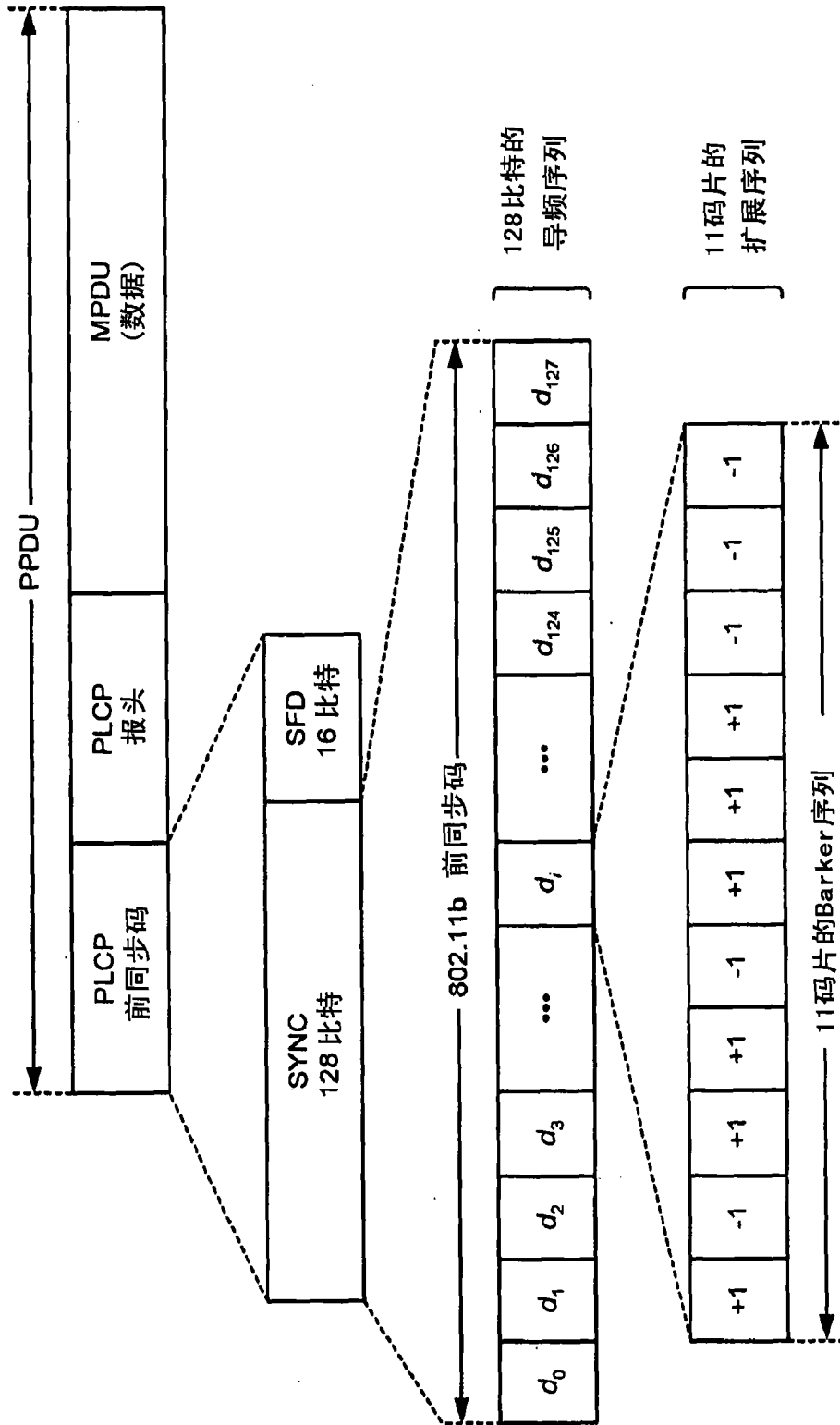


图 3

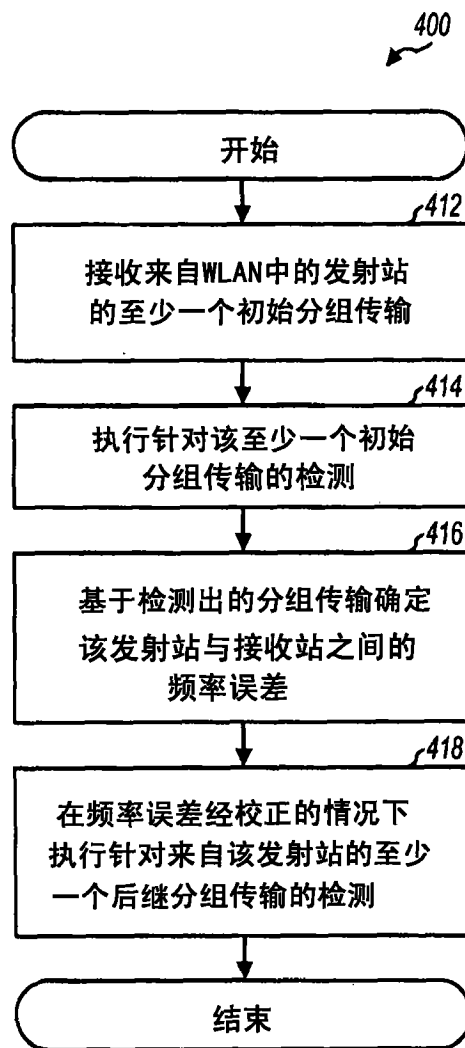


图 4

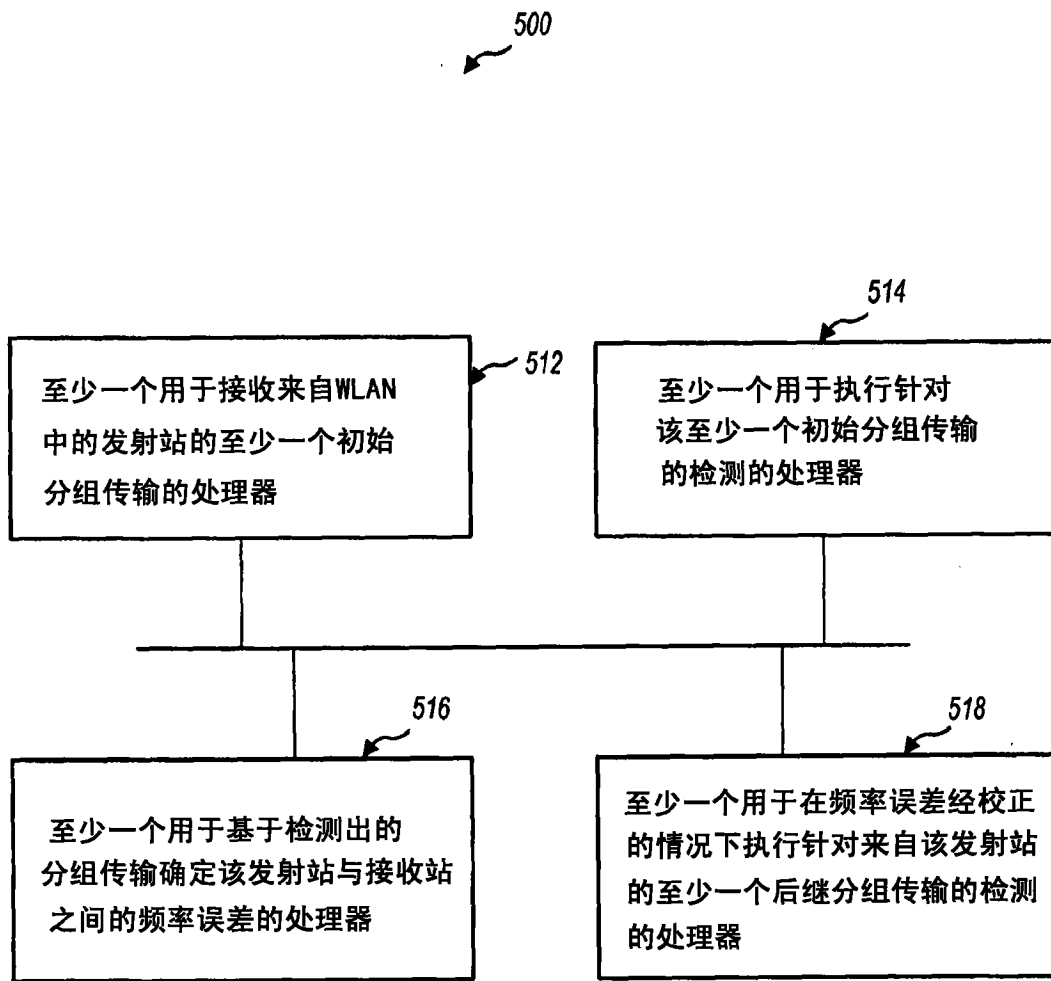


图 5

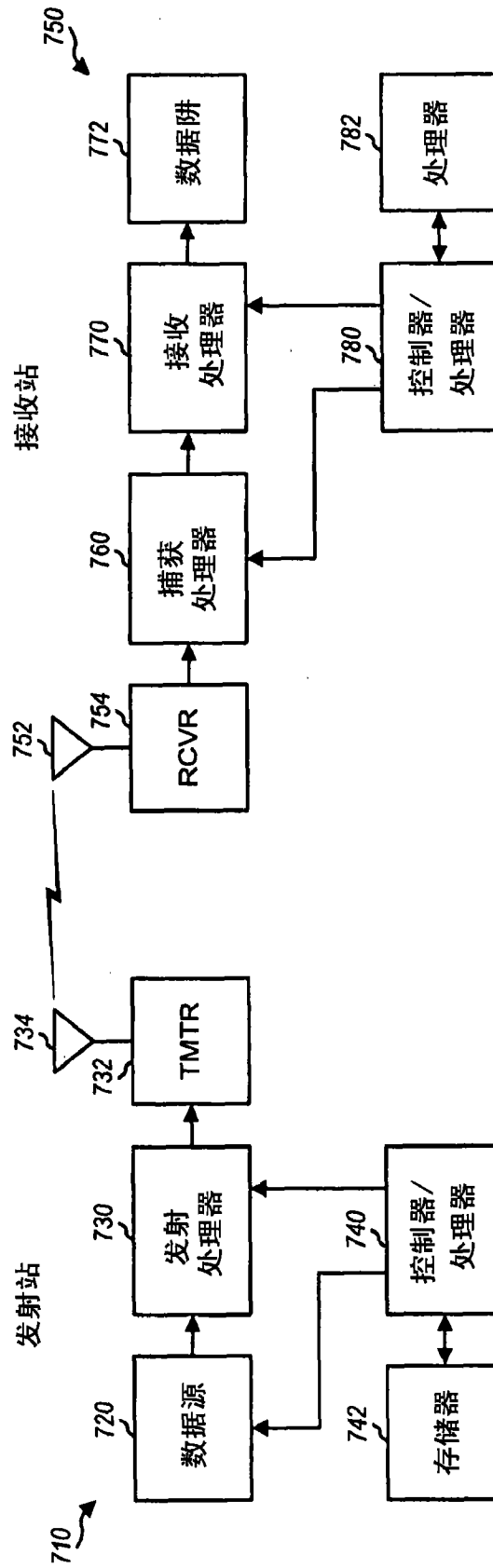


图 7

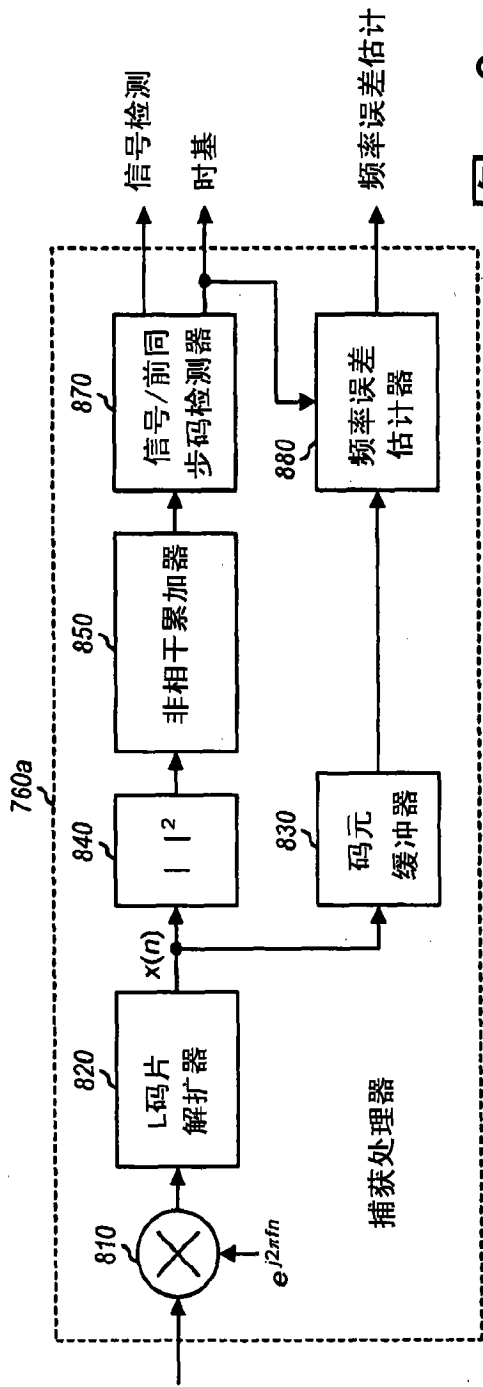


图 8

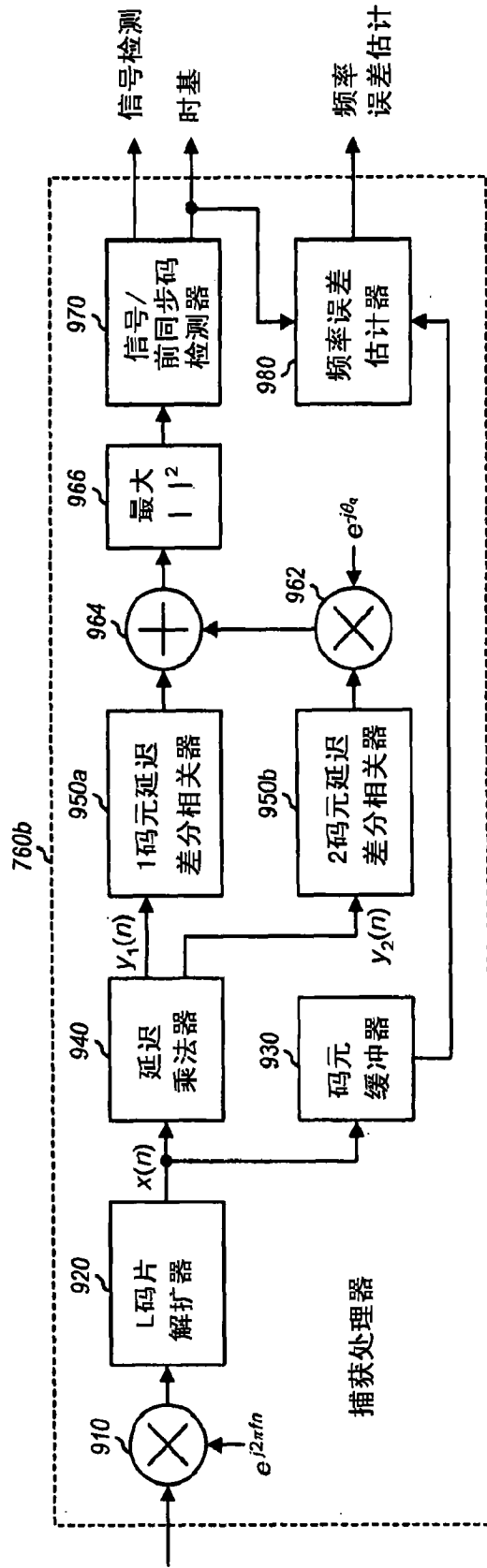


图 9A

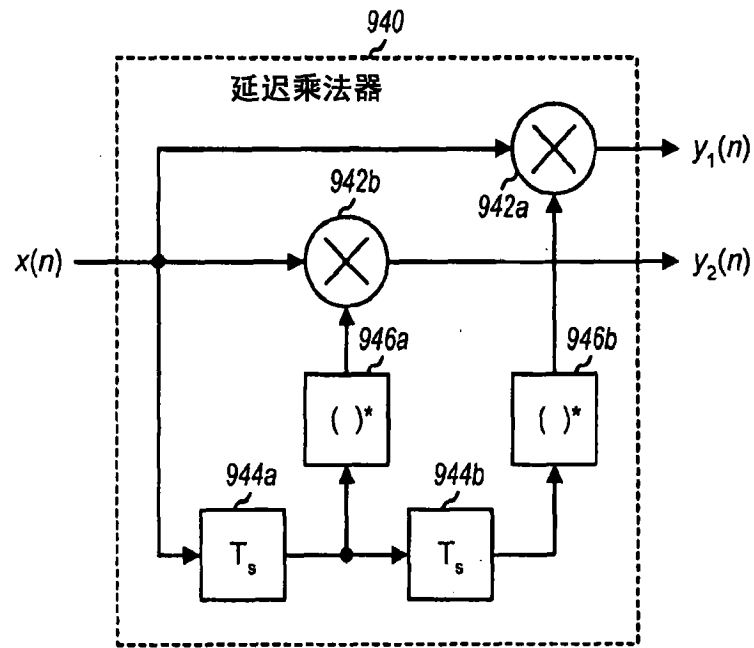


图 9B

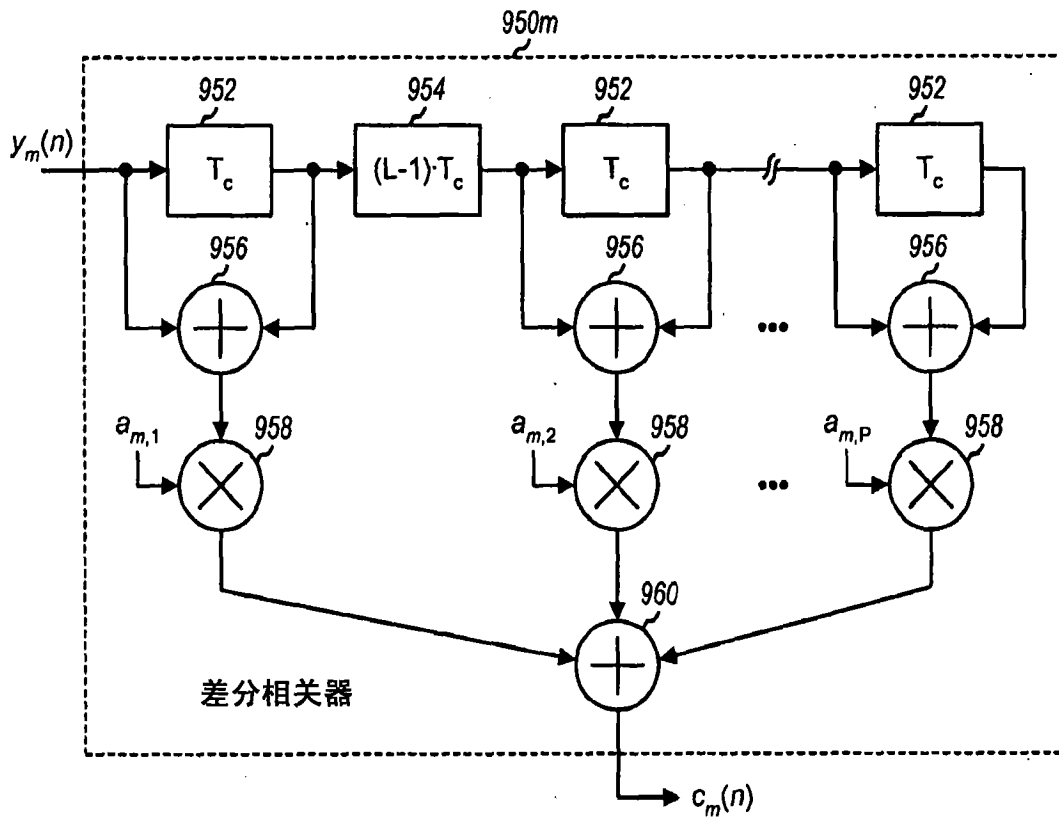


图 9

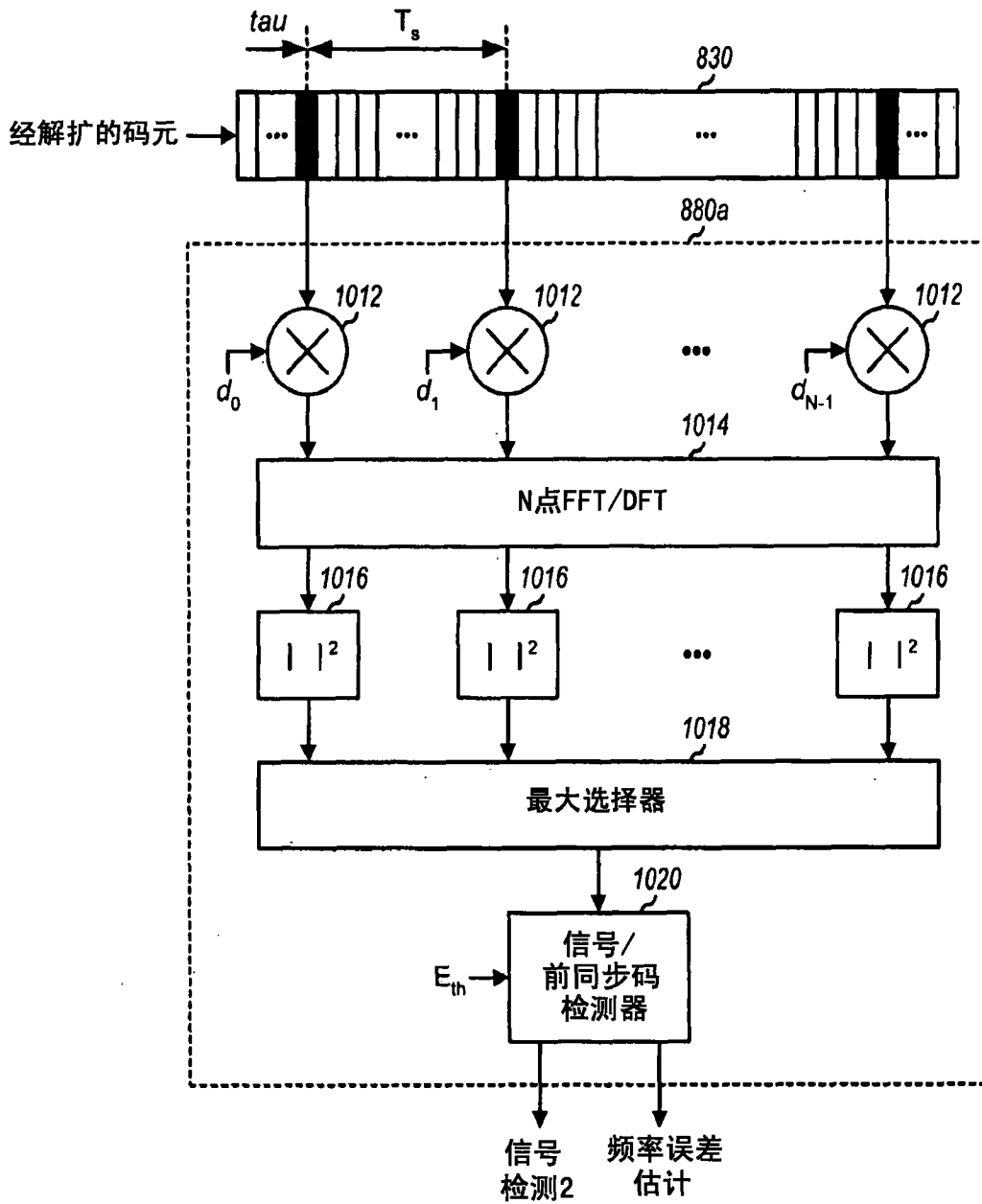


图 10

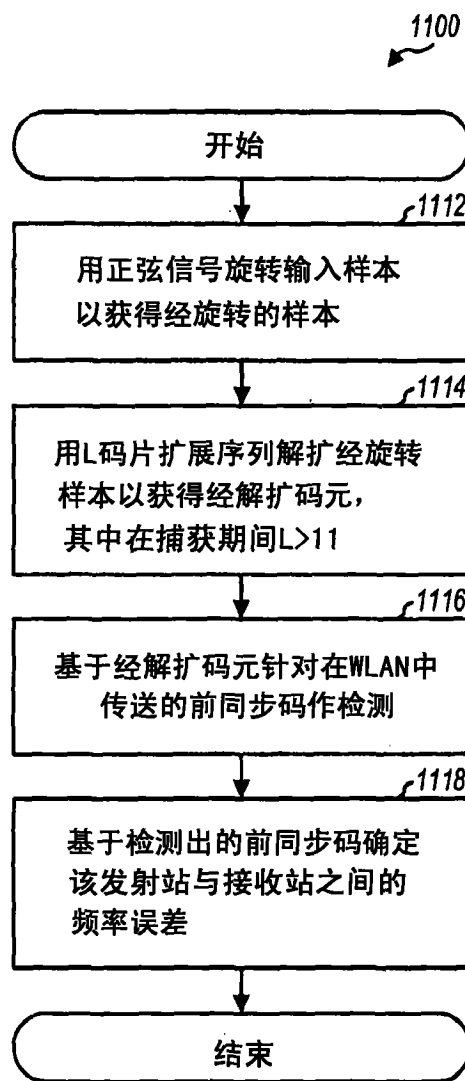


图 11

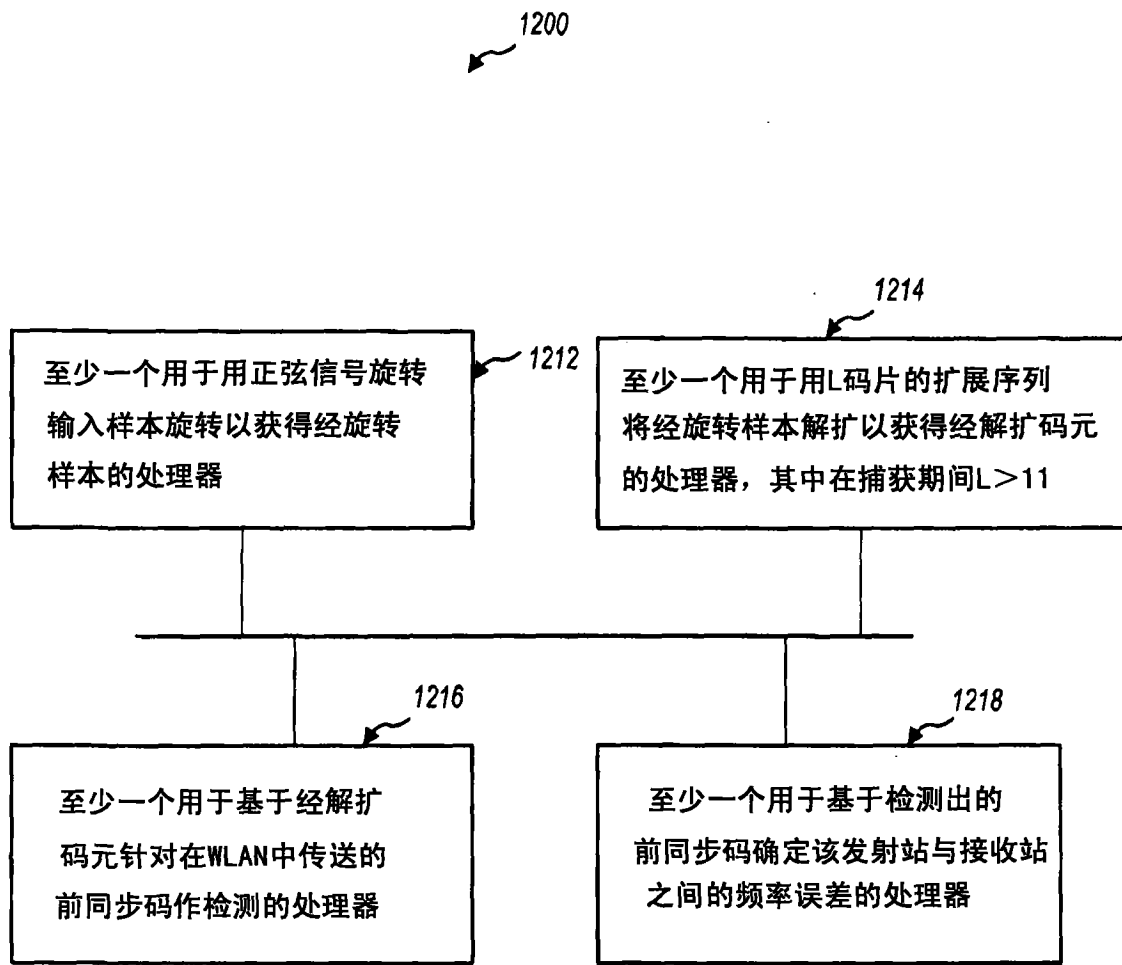


图 12