



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105704366 B

(45)授权公告日 2019.01.08

(21)申请号 201511015730.X

(22)申请日 2010.02.01

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 105704366 A

(43)申请公布日 2016.06.22

(30)优先权数据

- 12/363,669 2009.01.30 US
- 61/187,996 2009.06.17 US
- 61/187,977 2009.06.17 US
- 61/187,970 2009.06.17 US
- 61/187,980 2009.06.17 US
- 61/187,986 2009.06.17 US

(62)分案原申请数据

201080015700.8 2010.02.01

(73)专利权人 英特赛尔美国有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 K·兰姆 M·菲莫弗

G·托梅扎克 D·穆扎鲍夫

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公  
司 31100

代理人 张东梅

(51)Int.Cl.

H04N 5/232(2006.01)

H04N 7/08(2006.01)

H04N 7/10(2006.01)

H04L 27/26(2006.01)

H04L 27/34(2006.01)

H04L 27/38(2006.01)

(56)对比文件

CN 1479462 A,2004.03.03,

US 5559808 A,1996.09.24,

US 2007103543 A1,2007.05.10,

CN 1193868 A,1998.09.23,

EP 1681873 A1,2006.07.19,

US 2008122927 A1,2008.05.29,

CN 1445995 A,2003.10.01,

CN 1758714 A,2006.04.12,

CN 1448024 A,2003.10.08,

CN 1759606 A,2006.04.12,

审查员 邹赞丞

权利要求书2页 说明书41页 附图59页

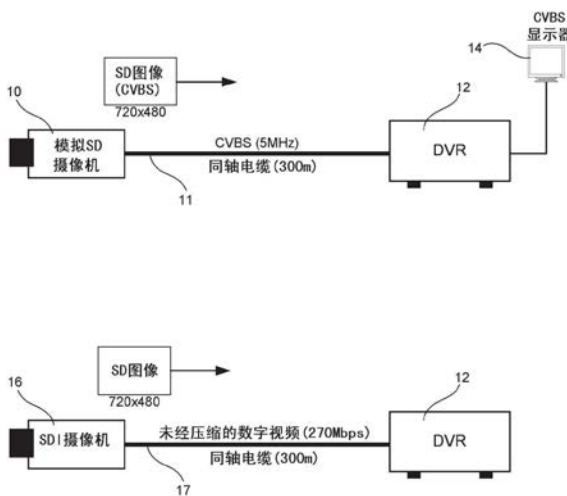
(54)发明名称

混合格式媒体传输系统和方法

(57)摘要

描述了用于操作摄像机的系统和方法。从图像传感器接收的图像信号可作为表征图像信号的多个视频信号进行处理。编码器可将基带和数字视频信号组合到输出信号中以便在电缆上传输。视频信号可包括基本等时的基带和数字视频信号。解码器对上游信号解调以获得控制信号,该控制信号用于控制摄像机的位置和朝向以及基带和数字视频信号的内容。描述的系统和方法接收多种信号,提供与信号关联的同步信息,校正信号中的相移偏移,并采用或检测在信令过程中使用的编码方案。描述了用于检测信号存在的系统和方法。

CN 105704366 B



1. 一种用于混合格式媒体传输的系统,包括:

第一调制解调器,配置成接收从成像设备导出的一个或多个视频信号,所述第一调制解调器进一步被配置成在同轴电缆的基带中发送模拟视频信号并且在同轴电缆中在与所述同轴电缆的基带分离的频带内发送经调制的数字视频信号,其中模拟视频信号和经调制的数字视频信号表示由所述成像设备产生的视频图像;以及

第二调制解调器,配置成从同轴电缆接收经调制的数字视频信号,并且解调所述经调制的数字视频信号以获得高清视频信号,其中所述高清视频信号由第二调制解调器发送到数字视频录制器、视频服务器和数字显示器中的一个或多个。

2. 如权利要求1所述的系统,其特征在于,还包括将所述模拟视频信号与经调制的数字视频信号分离的滤波器,其中所述模拟视频信号被提供给标清监视器。

3. 如权利要求1所述的系统,其特征在于,所述第一调制解调器调制从成像设备导出的经压缩的视频信号以获得经调制的数字视频信号。

4. 如权利要求3所述的系统,其特征在于,从所述成像设备导出的一个或多个视频信号中的至少一个是由第一调制解调器压缩的数字视频信号。

5. 如权利要求1所述的系统,其特征在于,所述第二调制解调器调制上游控制信号,且在所述同轴电缆的信道中发送所述经调制的控制信号,其中所述经调制的控制信号通过所述第一调制解调器接收并解调,且其中所述上游控制信号控制所述模拟视频信号和经调制的数字视频信号中的一个或多个的内容。

6. 如权利要求5所述的系统,其特征在于,所述上游控制信号确定所述成像设备捕捉的由所述模拟视频信号和经调制的数字视频信号中的一个或多个承载的视频图像的一部分。

7. 如权利要求6所述的系统,其特征在于,所述经调制的数字视频信号承载区域的全景图,且其中所述模拟视频信号承载所述全景图的一部分。

8. 如权利要求7所述的系统,其特征在于,所述上游控制信号通过控制缩放和平移中的一个或多个确定所述模拟视频信号承载的全景图的一部分。

9. 如权利要求6所述的系统,其特征在于,所述经调制的数字视频信号承载由摄像机监视的位置的鱼眼视野,且其中所述模拟视频信号承载所述鱼眼视野的一部分。

10. 如权利要求9所述的系统,其特征在于,所述上游控制信号导致所述鱼眼视野的一部分虚拟地移动。

11. 如权利要求9所述的系统,其特征在于,所述上游控制信号通过启动摄像机的物理移动来导致所述鱼眼视野改变。

12. 一种用于混合格式媒体传输的设备,包括:

调制解调器,配置成将所述设备耦合到同轴电缆;以及

处理系统,耦合到调制解调器且配置成:

接收从成像设备导出的一个或多个视频信号;

导致所述调制解调器在所述同轴电缆的基带发送模拟视频信号;以及

导致所述调制解调器在所述同轴电缆中在与所述同轴电缆的基带分离的频带内发送经调制的数字视频信号,

其中所述模拟视频信号和所述经调制的数字视频信号同时发送且表示由成像设备产生的视频图像,以及

其中所述经调制的数字视频信号被发送到数字视频录制器、视频服务器和数字显示器中的一个或多个。

13. 一种非易失性处理器可读存储介质,具有计算机程序存储于其中,该计算机程序当由处理器运行时执行以下步骤:

接收从成像设备导出的一个或多个视频信号;

在同轴电缆的基带中发送模拟视频信号;以及

在所述同轴电缆中在与所述同轴电缆的基带分离的频带内发送经调制的数字视频信号,

其中所述模拟视频信号和所述经调制的数字视频信号同时发送且表示由成像设备产生的视频图像,以及

其中所述经调制的数字视频信号被发送到数字视频录制器、视频服务器和数字显示器中的一个或多个。

14. 一种用于混合格式媒体传输的方法,包括:

在第一调制解调器处接收从成像设备导出的一个或多个视频信号;

调制所述一个或多个视频信号中的至少一个以获得表示所述成像设备产生的视频图像的经调制的数字信号;

在同轴电缆的基带中发送表示视频图像的模拟视频信号;以及

在与所述同轴电缆的基带分离的频带中,与发送模拟视频信号同时地发送经调制的数字信号。

15. 如权利要求14所述的方法,其特征在于,所述模拟视频信号和所述经调制的数字视频信号是等时的。

16. 如权利要求14所述的方法,其特征在于,还包括压缩从所述成像设备接收的数字信号,以获得经压缩的数字信号,其中所述调制所述一个或多个视频信号中的至少一个包括调制经压缩的数字信号。

17. 如权利要求16所述的方法,其特征在于,还包括格式化从所述成像设备接收的数字信号以获得一个或多个高清数字视频信号,至少一个高清数字视频信号符合广播标准。

18. 如权利要求17所述的方法,其特征在于,还包括从所述一个或多个高清数字视频信号导出模拟视频信号。

19. 如权利要求16所述的方法,其特征在于,还包括从自所述成像设备接收的数字信号导出模拟视频信号。

20. 如权利要求16所述的方法,其特征在于,所述数字信号和所述经压缩的数字信号具有不同的帧速率。

## 混合格式媒体传输系统和方法

[0001] 本申请是PCT国际申请号PCT/US2010/022772、国际申请日2010年2月1日、中国国家申请号201080015700.8、名称为“混合格式媒体传输系统和方法”的申请的分案申请。

### 技术领域

[0002] 本发明一般涉及多媒体传输系统且更具体地涉及在单条电缆上传输高清数字视频和标清模拟视频的系统和方法。

### 背景技术

[0003] 随着数字广播电视和流视频技术的出现,许多具有增强清晰度和先进特征的数字摄像机、监视器和视频录制器已变得可用。闭路电视(CCTV)系统如今提供高清视频输出和压缩的数字视频信号以用于例如大楼管理、设施的访问控制和远程监视的场合。然而,旧有的系统停留在原地并且标清模拟视频信号处于广泛使用并在过渡到全数字、高清系统的过程中仍然会继续使用。具体地说,同轴电缆(“同轴”)已被部署成承载从CCTV摄像机至监视站的信号。一些部署的CCTV摄像机在局域网、或广域网上传输经压缩的视频信号,并且这些摄像机可使用互联网协议(IP)作为通信手段来传输经压缩的视频信号。

[0004] 图1示出使用同轴电缆承载标清模拟视频的传统系统。基本模拟摄像机10一般产生可使用同轴电缆11传输长达300米的复合视频基带信号(CVBS)。CVBS信号通常被提供一种视频录制系统,该视频录制系统经常包括以数字格式录制CVBS的数字视频录制器(DVR)12。传统监视器14可连接于DVR 12以同时显示该标清模拟视频,该标清模拟视频一般具有720\*480像素的分辨率。

[0005] 数字摄像机16在一些应用中可取代模拟摄像机10。数字摄像机16可支持串行数字接口(SDI),该串行数字接口可以大约270Mbps的速率在同轴电缆17上将未经压缩的标清数字视频传输至DVR。

[0006] 图2示出在当前部署系统中传输高清视频(1920×1080像素)的传统方法。首先,数字摄像机20可支持高清串行数字接口(HD-SDI),HD-SDI可以1.5Gbps的速率在同轴电缆21上将未经压缩的高清数字视频传输至DVR 22。在这样的高传输率下支持的电缆距离可达100米。其次,基于IP的高清(HD)摄像机24可使用标准类5(CAT 5)双绞线对电缆25在100Mbps以太网上产生经压缩的数字HD视频信号,其传输距离可长达100米。该信号DVR 22接收并被录制以作非实时回放。现有的同轴电缆26可被用于使用类5-同轴电缆桥接调制解调器27、29或其它转换设备将视频从摄像机24传输至DVR 22。使得摄像机传输数字视频的连网络的使用允许这些系统添加一些上游通信,通常为控制和音频信号28。

### 发明内容

[0007] 本发明的某些实施例提供摄像机以及操作摄像机的系统和方法。处理器可从图像传感器接收图像信号并产生表征图像信号的多个视频信号。编码器用于将基带视频信号和数字视频信号组合为在电缆上传输的输出信号。视频信号可包括基本等时的基带视频信号

和数字视频信号。摄像机可用作闭路高清电视摄像机。

[0008] 根据本发明的某些方面,基带视频信号可包括标清模拟视频信号而数字视频信号可在与基带视频信号组合前被调制。数字视频信号可包括经压缩的高清数字视频信号。数字视频信号的帧速率可低于图像信号的帧速率,尤其是在将经调制的数字信号提供给视频录制器的情形下。

[0009] 在某些实施例中,配置解码器以对从传输电缆或从无线通信网络接收的上游信号进行解调,该传输电缆用来承载下游视频。经解调的上游信号可包括控制信号,所述控制信号包括控制摄像机的位置和方向的信号、控制通过处理器产生基带视频信号和数字视频信号的信号以及选择图像信号的一部分以作为基带视频信号进行编码的信号。控制信号也可包括选择一部分图像信号作为数字视频信号进行编码的信号和用于驱动例如扬声器的摄像机音频输出的音频信号。

[0010] 本发明的某些实施例提供传输视频图像的方法。这些方法可包括:对从高清成像设备接收的视频信号进行频分复用以获得经调制的数字信号;通过将经调制的数字信号与表征视频信号的基带模拟信号组合来产生输出信号以及同时将输出信号传送至监视器和数字视频存储设备。在这些实施例的一些中,监视器显示视频信号的基带模拟表征和/或数字视频存储器使用数字视频录制器录制从经调制的数字信号提取的一系列高清帧。数字视频信号可被压缩。

[0011] 在某些实施例中,传输输出信号包括将输出信号提供给同轴电缆和/或提供给无线发射机。可解调从同轴电缆或无线网络接收的输入信号以获得控制信号。基带模拟信号可通过将一部分视频信号编码在复合视频信号中而产生,并且拟编码在复合视频信号中的那部分视频信号可使用控制信号来控制。控制信号可控制摄像机的位置。解调输入信号可额外地从输入信号产生一音频信号。

[0012] 本发明的某些实施例提供用于操作摄像机的系统和方法。处理器可从图像传感器接收图像信号并产生多个视频信号,控制逻辑可配置成对由摄像机接收的控制信号作出响应并且调制器可配置成调制数字视频信号以获得经调制的信号。多个视频信号可包括基带视频信号和数字视频信号。多个视频信号中的每一个代表摄像机视域的至少一部分,并且控制信号可控制基带和数字视频信号的内容。经调制的信号和基带视频信号通常由摄像机同时传输。

[0013] 基带和数字视频信号可以是基本等时的。编码器可将基带视频信号和经调制信号组合为用于在电缆上传输的输出信号。例如,可以无线方式从无线网络接收控制信号。经调制信号可至少部分地以无线方式传输。数字视频信号可以是高清数字视频信号,且可以是经压缩的数字视频信号。控制信号移动由视频信号中的一个表征的视域的一部分。

## 附图说明

[0014] 图1解说使用同轴电缆承载标清模拟视频的现有技术系统。

[0015] 图2解说传输高清数字视频的现有技术方法。

[0016] 图3描绘根据本发明某些方面的用于传输模拟和数字视频的系统。

[0017] 图4描绘根据本发明某些方面的用于传输模拟和数字视频的连网系统。

[0018] 图5示出根据本发明某些方面的用于在同轴电缆上传输模拟和数字视频的带宽分

配。

- [0019] 图6解说根据本发明某些方面构造的CCTV摄像机装备的示例。
- [0020] 图7解说根据本发明某些方面构造的在DVR装备中使用的调制解调器的示例。
- [0021] 图8解说根据本发明某些方面构造的在网络交换装备中使用的调制解调器的示例。
- [0022] 图9是在ATSC数字电视中使用的帧结构的示例。
- [0023] 图10是传统帧同步分组的示例。
- [0024] 图11是传统数据帧中的数据分段的示例。
- [0025] 图12提供帧配置的简化示图。
- [0026] 图13是根据本发明某些方面的调制器的框图。
- [0027] 图14是在本发明某些实施例中采用的帧结构的框图表示。
- [0028] 图15说明在本发明某些实施例中的卷积字节交织器的操作。
- [0029] 图16是本发明某些实施例中采用的可选择的码率穿孔格编码调制的框图。
- [0030] 图17解说QAM映射的示例。
- [0031] 图18示出帧同步/模分组。
- [0032] 图19是在本发明某些实施例中采用的简化帧结构。
- [0033] 图20是根据本发明某些方面的解调器的框图。
- [0034] 图21是根据本发明某些方面的摄像机侧调制解调器的框图。
- [0035] 图22是根据本发明某些方面的监视器侧调制解调器的框图。
- [0036] 图23解说根据本发明某些方面的摄像机侧基带-通带QAM调制器。
- [0037] 图24A和24B解说根据本发明某些方面的监视器侧通带-基带QAM解调器。
- [0038] 图25解说根据本发明某些方面的监视器侧数字均衡器和载波相位/频率环路。
- [0039] 图26示出因变于同轴电缆中的频率描绘的衰减。
- [0040] 图27A描绘均衡器输入的功率谱密度 (PSD)。
- [0041] 图27B示出收敛的均衡器抽头的幅值响应。
- [0042] 图28A、28B、29A和29B示出不同频率下在通带数字视频信号中的损耗相对于歪斜。
- [0043] 图30示出根据本发明某些方面的在QAM解调器内具有数字均衡器的监视器调制解调器。
- [0044] 图31描绘根据本发明某些方面的适于均衡基带CVBS的模拟有源滤波器。
- [0045] 图32示出本发明某些实施例中的滤波器响应的示例。
- [0046] 图33A和33B是解说复平面内的旋转的QPSK星座图。
- [0047] 图34是解说根据本发明某些方面的相位校正过程的框图。
- [0048] 图35描绘根据本发明某些方面的积分比例 (IP) 滤波器。
- [0049] 图36解说一发送的码元。
- [0050] 图37A、37B、37C和37D解说基于图36的发送码元的可能的恢复码元。
- [0051] 图38示出接收码元中的相移的示例。
- [0052] 图39示出基于帧同步码元的典型实部和虚部的发送星座图的示例。
- [0053] 图40是在本发明某些实施例中采用的表示相位偏移校正器的框图。
- [0054] 图41解说用于确定与帧同步有关的可靠性的过程。

- [0055] 图42描绘在本发明某些实施例中采用的均衡器和载波相位/频率环路的某些方面。
- [0056] 图43示出在本发明某些实施例中采用的切分器和相位误差检测器模块。
- [0057] 图44解说在本发明某些实施例中采用的复指数LUT模块。
- [0058] 图45A、45B图示了在QPSK信号(图45A)和16-QAM信号(图45B)中的均衡输出的实部。
- [0059] 图46A、46B和46C是当星座为QPSK(图46A)、16-QAM(图46B)和64-QAM(图46C)时,使用均衡器收敛在 $R=58$ 的一个实施例产生的均衡输出的功率的分布图。
- [0060] 图47解说在均衡器输出和载波相位/频率恢复环路模块输入处的星座的示例。
- [0061] 图48示出具有描绘出的阈值的QAM映射的示例。
- [0062] 图49示出覆盖在同一区域上的所有三个星座的右上象限。
- [0063] 图50解说确定星座的一种办法的操作。
- [0064] 图51A和51B描绘根据本发明某些方面的用于同时传输标清和高清视频的系统,该系统具有抽头或信号中断。
- [0065] 图52A和52B解说根据本发明某些方面从噪声信号产生帧同步脉冲的过程。
- [0066] 图53是根据本发明某些方面的具有同轴电缆连接的指示器的摄像机侧调制解调器的框图。
- [0067] 图54解说自动增益控制环路的某些方面。

### 具体实施方式

[0068] 现在参照附图对本发明的实施例作详细描述,这些附图作为解说性示例提供以使本领域内技术人员能够实现本发明。显然,下面的附图和示例并不旨在将本发明的范围限制在单个实施例的范围内,而是可通过互换所述或所示要素的一些或全部而令其它实施例变得可能。无论在哪里,只要方便,即贯穿所有附图使用相同的附图标记来表示相同或相似的部件。在这些实施例的某些要素可使用已知部件部分或全部实现的情形下,仅对这些已知部件中对理解本发明所必要的那些部分进行描述,并省去对这些已知部件的其它部分的详细说明以至混淆本发明。在本说明书中,示出单一部件的实施例不应当视为限制;相反,本发明旨在涵盖包含多个同一部件的其它实施例,反之亦然,除非在本文中明确声明并非如此。此外,申请人无意使说明书或权利要求书中的任何术语归结于一个不常见或特殊的含义,除非明确阐明确如此。此外,本发明涵盖本文中通过解说引述的部件的目前和未来已知的等效物。

[0069] 本发明的某些实施例提供允许摄像机在同轴电缆上同时发送高清数字视频和标清模拟视频的系统和方法。高清摄像机适于产生经压缩的数字视频信号和模拟基带信号。数字信号在与基带视频信号的较高频率分离的频段上调制和发送。可根据任何合需的标准对模拟信号进行编码,包括PAL、SECAM和NTSC标准及其变形。

[0070] 出于描述目的,将描述采用同轴电缆上安全链路(SLOC)的系统的示例。此外,SLOC一般描述为相对于摄像机具有上游和下游信号:摄像机位于上游。在本说明书中,SLOC系统的示例提供在第一通带内的下游高清(HD)视频信号、在第二通带内的上游音频和控制信号以及下游复合视频基带信号(CVBS)。将领会,可使用其它通带信号和带宽分配。例如,系统

可采用标清或高清分辨率的两路数字视频信号。

[0071] 图3描绘解说本发明某些工作原理的本发明的实施例。该示例描绘希望在并行将高清版本的视频录制到DVR 32的同时收看由摄像机30产生的实况视频的系统中的HD摄像机30的部署。此种系统的示例是安全或监视系统。可如下文更详细描述的那样远程地控制HD摄像机30的功能。HD摄像机30适于同时产生高清信号332和模拟CVBS信号330。在某些实施例中,高清信号332和模拟CVBS信号330是等时的,但如果例如在处理不同信号的延时不均等,则它们可能是大致等时的。在一个示例中,由于数-模转换开销,CVBS信号330可以是延时的。在另一示例中,可压缩高清信号332并基于压缩比等使其经历不同的延时。在某些实施例中,CVBS 330和高清信号332可与由摄像机30产生的公共音频信号同步或与之保持恒定的时间关系。

[0072] 可通过添加外部部件或将硬件和软件整合入摄像机30而适配摄像机30。在该示例中,在摄像机30中提供同轴电缆上安全链路调制解调器(SLOC-T)。SLOC-T 31可构造成作为摄像机30的附加物整合或使用已整合入摄像机30的部件实现的调制解调器。SLOC-T 30允许多媒体馈送在通信信道上向下游传输:如图所示,SLOC-T 31是一种设备,该设备允许在同轴电缆33上传送多个信号,所述多个信号承载表征由摄像机30所产生视频的不同分辨率信号。为了清楚说明,本文中部署在发送设备(诸如摄像机30)中的SLOC称为SLOC-T,而将设置在接收设备(诸如DVR、网络交换机等)中的SLOC称为SLOC-R。对SLOC-T和SLOC-R设备的描述将在下文中更详细地给出。

[0073] SLOC-T 31可与摄像机30的其它部件协作和/或可增添使摄像机30工作在各种模式下的增强功能。在一个示例中,摄像机30可产生未压缩的HD数字视频输出并且SLOC-T 31可提供压缩HD数字视频信号的能力。因此,SLOC-T 31可根据需要提供调制和解调以外的能力以增强主机摄像机30的功能。因此,几个SLOC-T设备可工作在各种模式下,其中一些模式通过示例给出。在一种模式中,SLOC-T 31从摄像机30接收经压缩的HD视频信号和信号的标清模拟版本并在同轴电缆33上传送这两种信号。在另一种模式中,SLOC-T 31从摄像机30接收未经压缩的HD视频信号和信号的标清模拟版本并在同轴电缆33上连同标清模拟信号一起传送经压缩的HD数字信号版本。SLOC-T 31可发送HD数字信号以及从摄像机30接收的HD信号衍生出的标清模拟信号。

[0074] 在某些实施例中,SLOC-T 31使用频分复用来产生在同轴电缆33上传输的输出信号。在图5所解说的示例中,在以频率 $f_{ca}$ 的载波53为中心的单个频段52中提供下游数字信号。频段52从超过基带模拟信号50的最高频率 $f_0$ 的位置开始。该不同的频段52可被称为信道。信道52可基于SLOC-T 31的能力、可用带宽、信号带宽和其它原因来选择。在一些实施例中,可根据与接收装备的兼容性来选择信道52。在一个示例中,可将信号直接提供给标清电视并且可选择信道52以确保与基带信号的适当隔离。当使用信号的标准定义编码时,也可基于数字视频传输的标准来选择信道52中的多个频段。可构想通过使用两个或更多个不同信道承载数字信号的诸部分来传输单个数字信号。

[0075] 可使用任何适宜的调制方案来产生数字信号的可传输版本。例如,不同类型的有线和无线连接可与多种调制方案联用,例如相移键控(PSK)、频移键控(FSK)、正交调幅(QAM)、正交频分复用(OFDM)等。调制方案通常是基于某些因素选择的,这些因素包括用于传输的介质的特性、要求的视频信号的帧速率以及影响信道52中的可用带宽的其它因素。

[0076] SLOC-R调制解调器35可设置在诸如DVR 32的视频捕获设备中。SLOC-R调制解调器35可接收并处理数字视频和CBS信号。典型地, CVBS信号被提取并直接传递给显示系统33以实时收看由摄像机30捕获的视频图像。显示系统33可以是标清监视器, 尽管显示系统也可接收所接收模拟信号的数字版本。在一个示例中, SLOC-R调制解调器35可产生模拟信号的数字化版本以与数字监视器或适当配备的计算机联用。基带信号的提取通常是使用低通滤波器实现的, 该低通滤波器可使用模拟部件或通过数字信号处理技术来实现。可单独提取数字HD信号并将其提供给DVR 32的录制部。在某些实施例中, 可在录制前在DVR中压缩数字HD视频信号。在许多实施例中, 数字HD视频信号作为经压缩的数字信号被接收。

[0077] 在某些实施例中, SLOC-T 31和SLOC-R 35被配置成支持信号的双向传输。在安全装置的示例中, 并且如下面参照图6详细描述的那样, 摄像机30可包括麦克风614、扬声器612、传感器616、用于控制机电制动器的控制接口618以及其它特征(见图6)。在该示例中, SLOC-T 31和SLOC-R 35通常配置成将控制、音频和其它数据36传达给摄像机30。

[0078] 再次参见图5, 在一个实施例中, 可在位于可用带宽上端的一个或多个信道54中将上游数据传达给摄像机。用于数字多媒体信号52、控制和音频信号54以及其它数据通信的信道选择可基于可用带宽、信道52和54中测得的信噪比、信令标准和/或专用需求来进行选择。在一些实施例中, 一旦使用训练序列建立了SLOC-T 31和SLOC-R 35的连接, 即确定了信道配置、带宽和信噪比。典型地, 使用训练序列来确定预定或协商信道的信令能力, 以选择用于传输数字视频的信道52并确定所选信道52中的可用带宽。所选信道52的特性可用于设定数字视频信号的压缩级别。

[0079] 在某些实施例中, 上游信号54包括能控制下游52和基带50信号的内容的信号。例如, 摄像机光学器件600可提供由摄像机60监视的位置的鱼眼视野并可控制摄像机处理器以选择用于传输的一部分图像作为基带信号50。典型地, 下游数字信号52可提供录制在DVR上或供进一步处理的完整图像。基带信号50可接收基带信号50以实时监控处于监管下的区域。基带信号50可包括经调整图像, 该经调整图像校正由鱼镜头形成的视觉效果。基带信号50的观察者可通过选择新的一部分经捕获图像进行观察而使视野在鱼镜头的视域内移动。例如, 观察者可请求“向右平移”以使视域向右移动。在上游信号54中传输的数据则使摄像机处理器提取和处理视域的要求部分。在某些实施例中, 使包含在基带信号50中的视域移动的请求可造成摄像机60的物理移动。因此, 上游信号54中的控制数据可能影响基带50和下游数字52信号两者的内容。

[0080] 在某些实施例中, 下游音频可作为HD数字视频信号的部分和/或作为CVBS信号的部分传输。一些下游信令可承载在单独的专用信道(未示出)中。在某些实施例中, 与摄像机30的上游通信可使用带外通信方法来实现, 包括例如使用有线或无线网络。在一些实施例中, 可构想无线地发送下游数字信号52作为替代或附加选择。因此, 在无线地传输上游54和下游52的一些组合的同时, 可通过同轴电缆传输基带信号50。典型地, 上游数据54包括下游52和基带50的控制信号, 不管传输方法为何。

[0081] 在某些实施例中, 可将电缆33直接提供给显示系统33以显示模拟标清视频。标清监视器或显示器33通常包括允许在基带信号和标准调制的TV信道之间选择的滤波电路。结果, 监视器33可丢弃高频数字编码的载波信号。如果在标准定义的信道内并使用标准定义的数字编码方式传输数字视频信号, 则DVR 32也能接收数字视频信号而无需额外处理。

SLOC-R 35解码由SLOC-T 31产生的信号并将经解码的HD数字视频和其它信号提供给DVR 32。SLOC-R 35也可对控制数据、音频数据和其它数据进行编码用于向摄像机30传输。

[0082] 现在参见图4,给出本发明的实施例,该实施例解说本发明的某些工作原理。图4描绘一示例,该示例基于要求观看由摄像机40产生的实况视频的同时通过网络交换机44在网络上提供高清视频版本的系统。在一个示例中,HD视频馈送被捕获并使用内部或外部IP视频服务器进行流送。HD摄像机40通常适于同时产生高清信号和模拟基带视频信号。可通过添加外部部件或将硬件和软件整合入摄像机40来适配摄像机40,诸如SLOC-T 400。SLOC-T 400可以与图3中展示的SLOC-T 31相同的方式操作。然而,SLOC-T 400可配置成以利于在网络上转发数字视频信号的方式对数字视频信号进行编码。例如,SLOC-T 400可根据IP视频服务器所支持的流送格式编程或以另行配置为提供数字视频信号。

[0083] 由数字摄像机40发送的多路复用视频信号可由网络交换机44接收,所述网络交换机44可选地配有SLOC-R 440。可提取基带标清模拟信号并将其提供给显示器43。在某些实施例中,SLOC-R 440可提取数字高清视频信号并使用具有承载数字HD视频信号的足够带宽的合适网络将其转发至视频服务器或其它网络设备。数字HD视频信号可包括经压缩的HD视频信号。在某些实施例中,由SLOC-R 440提取的数字高清信号被压缩或进一步压缩以转发至视频服务器或其它网络设备。SLOC-R 440可包括用于录制和/或再调制数字高清信号以在网络上传输的硬件和软件;例如SLOC-R 440可产生编码的H-264信号以在以太网上传输。

[0084] 现在参见图6,本发明的某些实施例提供适用于安全系统的增强能力。在所描绘的示例中,摄像机60包括调制解调器SLOC-T 606和处理器,处理器被配置和适配成根据本发明的某些方面提供经数字编码的多媒体信号。可使用光学器件600和图像传感器602的组合来捕获图像序列,这种组合可包括本领域内技术人员已知的透镜系统和CCD传感器的组合。处理器604通常从图像传感器602接收扫描信号603,所述图像传感器602提供根据要求或预定义帧速率捕获的图像序列。

[0085] 在一些实施例中,图像传感器602可包括将表征由一个或多个传感器捕获的图像的经扫描模拟信号进行转换并产生数字视频信号的硬件和逻辑。例如,图像传感器602可包括RGB(红、绿、蓝)传感器并且图像传感器602可内部处理RGB传感器输出以产生经数字编码的彩色视频信号作为其输出603。在其它实施例中,处理器604可预处理来自图像传感器602的信号603以获得原始数字视频信号。不管是从内部获得还是从图像传感器602接收的,原始数字视频都可通过处理器604作进一步处理以获得最初的HD数字视频信号。模拟标清信号可通过处理原始数字视频信号、传感器602的输出603或最初HD数字视频信号来获得。处理器604然后可对最初HD数字视频信号进行格式化以获得符合广播和其它标准的一个或多个HD数字视频信号。例如,处理器604可产生符合诸如ATSC和DVB标准的广播视频标准的信号。处理器604可附加地压缩数字视频信号。

[0086] 摄像机处理器604可包括市售部件和定制硬件和软件的组合。在一个示例中,处理器可包括微处理器、数字信号处理器、微控制器、序列发生器和其它与存储器结合并支持执行一系列步骤、指令和/或程序的逻辑的可编程器件中的一个或多个。存储610可用来存储计算机可读指令,当执行该指令时,执行本申请中描述的一些或全部功能。摄像机处理器604可包括一些内置或“硬编码”的进程,这些进程可用来构建本发明的某些实施例。存储610也可用来对暂存器编程和/或维持配置信息。在某些实施例中,存储610可用于存储由摄

像机60捕获的视频记录。因此,存储610可使用易失和非易失存储器、光盘和磁盘、可移动电可擦除存储器、USB存储驱动器和其它半导体、电磁和光存储设备来实现。

[0087] 信号605包括由处理器604提供给SLOC-T 606的视频信号以及从线路62接收并由SLOC-T 606转发给处理器604的上游控制、音频和其它上游信息。可在将音频中继至扬声器、换能器或其它音频输出系统612前通过处理器604对上游音频信息进行解码、处理和/或格式化。处理器可放大音频信号或可在音频输出部件612中采用单独的放大器。上游控件可包括光学控件601并控制外部设备的信号,该信号通常通过控制接口618提供。外部设备可包括用于使摄像机60平移、旋转或以另行取向的电动机或致动器。光学控制信号601和外部控制信号618可响应于由遥控系统预定义命令来产生。例如,远端用户可操纵一摇杆,该摇杆产生由摄像机处理器604解释的一系列编码指令,从而表示“在水平平面内顺时针地旋转摄像机90度”,而处理器604可通过将一系列脉冲发送至相对于摄像机60轴向安装的步进电动机作出响应,由此这一系列脉冲使摄像机60绕其垂直轴进行期望的旋转。类似的命令可调节光学器件600的焦点、缩放和光圈。

[0088] 在另一示例中,可在上游控制信息中提供指令和数据,该上游控制信息可用于控制处理器604和/或传感器602的功能。该指令和数据可用于选择摄像机60视域内的某一区域以在一个或多个下游视频信号中进行编码。在某些实施例中,处理器和传感器协作以提供一个或多个虚拟摄像机,这些虚拟摄像机能被远程操纵以指定视域中将要被编码的部分,由此通过可在由摄像机60的光学器件确定的实际视域内操作的虚平移、缩放和倾斜功能来选择这些部分。在某些实施例中,处理器604可额外地使摄像机物理移动,由此拓展平移、倾斜和缩放功能的范围。

[0089] 在至少一些实施例中,构想使CVBS和数字信号各自承载由图像传感器602捕获的图像的部分。这些图像部分可重叠或来自在由镜头600提供的视域内形成的不同区域。另外,在某些实施例中,可使用附加摄像机60和/或附加图像传感器602来拓展可用视域。例如,期望配置多个摄像机以获得区域的全景(360°)视图。一个或多个处理器604可提供代表视图或一部分视图的模拟和数字信号。在一个实施例中,可在记录到DVR的数字信号中提供完整的全景视图,同时CVBS信号可在全景中提供可选择的视图。可选择的视图可使用缩放、平移和其它控件予以控制。在另一示例中,CVBS和数字信号可提供全景视图的公共或不同部分并且这些部分是可由远程观察者独立控制。

[0090] 图7示出在安全数字视频录制系统70中使用与图3中描述的SLOC-R 35类似的SLOC-R 700的示例。系统70包括SLOC-R 700、连接于外围设备710、712和714的DVR处理器702、模拟视频解码器704、数字视频解码器708和HD数字显示处理器706。如上所述,SLOC-R 700接收和解码来自同轴电缆72的信号,该信号通常包括模拟标清视频信号和HD数字视频信号。SLOC-R 700还通过同轴电缆72传输上游音频和控制信号。SLOC-R通常在输入信号72中将模拟CVBS信号与HD数字视频信号分开,将数字视频信号703提供给处理器702并将CVBS信号701提供给标清监视器74作为来自图6所示的摄像机60的实时馈送。SLOC-R 700可选地将模拟基带视频信号701提供给模拟视频解码器704,该模拟视频解码器704处理信号以产生数字标清视频信号705。显示处理器706多路复用数字标清信号705和从所存储HD数字视频回放中导出的信号707并在这两种信号之间作出选择。显示处理器可提供可通过HD电视或监视器76可显示的格式的所选择信号。

[0091] DVR处理器702接收数字HD视频信号703并可选地存储信号的至少一部分作为由摄像机60捕获的视频的录制。录制可被存储在本地硬盘驱动器714中,存储在连网存储器(未示出)上或存储在通过网络接口710和/或USB/火线或其它局部总线712连接的其它光、电磁或半导体存储内。所录制的视频可进一步压缩以节省存储空间。DVR处理器可使用数字视频解码器708检索录制的视频并提供回放信号707。

[0092] 图8示出在连网安全设备80中使用与图4所示SLOC-R 440类似的SLOC-R 800的示例。设备80包括SLOC-R 800和通常通过网络连接于IP视频服务器86的网络交换处理器802。如上所述,SLOC-R 800接收和解码来自同轴电缆82的信号,该信号通常包括模拟标清视频信号和HD数字视频信号。SLOC-R 800可选地通过同轴电缆82传送上游音频和控制信号。SLOC-R通常在输入信号82中将模拟CVBS信号与HD数字视频信号分离,将数字视频信号803提供给处理器802并将CVBS信号801提供给标清监视器84作为来自图6所示摄像机60的实时馈送。在某些实施例中,SLOC-R 80可包括部件804、806等,以数字化CVBS信号801以与诸如高清显示器85的数字显示器联用,同样作为来自图6所示的摄像机60的实时馈送。然而将领会,适当配置的显示设备或计算设备可接收CVBS信号801并执行信号的数字化。网络交换处理器802接收数字HD视频信号803并可选地将信号传送至网络视频服务器86,然后该网络视频服务器86可维持由摄像机60捕获的视频的录制。数字HD视频信号803可在传输至视频服务器86之前被进一步压缩。

[0093] 再次参见图5和图6,本发明的某些实施例允许根据需要选择基带模拟信号50和下游信号52的内容。在一个示例中,基带信号50和下游信号52两者均包含同一图像,前者是模拟形式而后者是经数字编码的。数字图像可任选和可选择地以压缩和未压缩格式、以标清和高清以及以全帧速率或降低的帧速率发送。在另一示例中,基带信号50提供由图像传感器602捕获的完整图像的一部分,同时下游信号52承载完整图像。在另一示例中,基带信号50提供由图像传感器提供的完整图像,同时下游包含完整图像的一部分。结果,构思出一种很好配置的系统,它允许数字摄像机的用户从用于显示、录制和传送视频图像的宽范围的选项中作出选择。

#### [0094] 基带信号的模拟均衡

[0095] 本发明的某些实施例包括用于改善电缆中的高频滑移效果的系统和方法,前述高频滑移效果随着电缆长度的增加会造成更高的频率衰减。由电缆引入的这种歪斜使基带模拟视频和通带数字视频信号劣化,这种劣化随着电缆长度增加而愈加严重。然而,本发明的某些实施例通常在数字接收机内提供均衡器,该均衡器去除数字通带信号上的歪斜,允许发送码元的可靠解码。

[0096] 本发明的某些实施例提高了包括前述那些系统的系统和装置的性能,其中基带视频信号可与基带视频信号的数字表征和控制信号组合,由此允许在诸如同轴电缆(“同轴”)的单根电缆上传输。图3和图4示出提供SLOC系统的实施例,而图5示出SLOC系统的一种可行的调制方案。以图3为例,HD摄像机30提供包含经压缩的数字HD视频的输出332以及包含模拟标清(SD) CVBS的辅助摄像机输出330。经压缩的HD视频信号332利用SLOC摄像机侧调制解调器31被调制至通带52,该SLOC摄像机侧调制解调器31包括QAM调制器,该QAM调制器提供经调制的信号,该信号与基带模拟CVBS信号330组合。经组合的信号在同轴电缆33上向下游传送,通常长达300米或更长的距离。在监视器侧,SLOC监视器侧调制解调器35将代表基带

CVBS信号330的信号从代表通带下游视频信号332的信号中分离出。表征CVBS的信号馈送至SD显示器34用于无延时实时观看。高通带下游信号用QAM解调器解调，QAM解调器的输出被馈送至主机处理器和DVR32，DVR32支持监视器34上的实时（尽管可能略有延时）HD观看和非实时HD回放以供将来观看。

[0097] 在该示例中，根据例如通过IP协议的需要提供上游通信。可额外地使用上游通信以将音频和摄像机控制信号334从监视器侧发送至摄像机30。通常来说，上游信号的比特率——并因此所要求的带宽——通常远低于下游通带信号所需的比特率和带宽。监视器侧SLOC调制解调器35包括QAM调制器，该QAM调制器将IP信号调制至上游通带54。如图5所描绘，上游通带54和下游通带52位于不同频谱位置处。在摄像机侧，SLOC调制解调器31包括用于接收上游信号的QAM解调器。该方法提供优于现有系统和方法的若干优势，包括：

[0098] (1) 增大工作范围—增大距离。

[0099] (2) 可使用现有基础设施和再使用同轴电缆来部署系统。

[0100] (3) 低延时可用性，实时（实况）视频。

[0101] (4) 可在分开地点收看实况CVBS视频和HD视频。

[0102] 图21是示出图4的SLOC摄像机侧调制解调器49的附加细节的简化示意图。至HD摄像机2100的IP连接通过媒体独立接口（MII）模块210接口至QAM调制器212和QAM解调器214。在一个示例中，MII 210遵循IEEE 802.3标准。QAM调制器212使用公知原理工作以将基带IP数据流2100转换成通带QAM码元2120。在216将这些码元与基带CVBS信号2160求和并随后将其馈送至双工器218。双工器218可以是双向模拟设备，它将组合的基带和低通带下游信号2162传递至同轴电缆并从同轴电缆接收高通带上游信号2140并将其馈送至QAM解调器214。QAM解调器214通常使用公知原理工作以解调从监视器侧接收的高通带上游信号2140并将基带数据输出至MII接口210。

[0103] 图22是示出图4的SLOC监视器侧调制解调器45的附加细节的简化示意图。双工器220从同轴电缆接收下游组合的基带CVBS和低通带IP信号2200并通过低通（LP）和高通（HP）滤波将信号分割成分量元素2201-2203。CVBS信号2201可被直接传送至标清监视器或其它显示设备。低通带信号220可被馈送至QAM解调器222，该QAM解调器222向MII接口模块226馈送。双工器也可从QAM调制器224接收高通带信号2203并可将该上游信号传递至同轴电缆。QAM调制器222通常从MII接口226获得其输入，MII接口226可连接于支持IP协议的主机/DVR。

[0104] 同轴电缆通常表现出显著的高频滑移特征，该高频滑移特征随着电缆长度增加会造成更高的频率衰减。这种“歪斜”在通带信号的频段内具有重大意义并可能造成显著的码间干扰（ISI）。可能需要数字均衡以允许QAM解调器222正确地恢复所传送的数据。

[0105] 基带至通带调制

[0106] 图23更具体地示出摄像机侧基带至通带QAM调制器212（图21）。来自MII 210的数据由FEC编码器/映射器2300接收，该FEC编码器/映射器2300使用例如级联的Reed-Solomon编码、字节交织和/或格编码来将误差保护数据添加至从MII 210接收的数据流。映射器/编码器2300将数据多路分解成流2300和2302，其中每个流的给定大小的比特组在实轴和虚轴方向分别代表QAM码元幅度电平。经隔离的发送QAM脉冲通过下式给出：

[0107] 
$$s_m(t) = d_{R,m}q(t) \cos(2\pi f_c t) - d_{I,m}q(t) \sin(2\pi f_c t) = \operatorname{Re}\{d_m q(t) e^{j2\pi f_c t}\},$$

[0108] 其中 $d_{R,m}$ 和 $d_{I,m}$ 是由两个独立消息流确定的并分别表示复QAM码元的实部和虚部,其中 $m=1\dots M$ 作为二维QAM基数星座的索引,其中 $M$ 是调制载波频率而 $q(t)$ 是方根升余弦脉冲函数。

[0109] 一连续系列的发送QAM脉冲 $s(t)$ 以速率 $F_s=1/T_s$ 通过带噪声的多径信道。因此,在至QAM接收机的输入侧的接收信号由 $r(t)=s(t)*c(t)+v(t)$ 给出,其中 $*$ 表示卷积, $c(t)$ 是信道脉冲响应,而 $v(t)$ 是加性高斯白噪声。因此:

$$[0110] \quad r(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi(f_{LO}+f_o)t+\theta_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [d[n]*q(t)]c(t-nT_s) \right\} + v(t),$$

[0111] 其中 $d[n]$ 是复传送码元, $f_o$ 和 $\theta_o$ 分别是接收机通带至基带解调器本机振荡器相对于发射机的频率偏移和相位偏移,由此 $f_{LO}=f_c-f_o$ 。

[0112] 通带至基带解调器

[0113] 图24A更详细地示出监视器侧通带至基带QAM解调器222(图22)。信号 $r(t)$ 可从同轴电缆接收,例如以高于码元速率的速率采样(见240),由此得到经采样的信号 $r(nT_{\text{samp}})$ 。在采样后:

$$[0114] \quad r(nT_{\text{samp}}) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi(f_{LO}+f_o)nT_{\text{samp}}+\theta_o} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [d[m]*q(nT_{\text{samp}})]c(nT_{\text{samp}}-mT_s) \right\} + v(nT_{\text{samp}}).$$

[0115] 然后,在下变频之后,以码元速率 $1/T_s$ 再次采样并且匹配滤波得到:

$$[0116] \quad x(kT_s) = x[k] = e^{j2\pi f_o kT_s + \theta_o} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} d[m]c[k-m] + v'[k],$$

[0117] 其中 $v'[k]$ 是经采样的复滤波噪声,假设任何ISI仅归因于信道脉冲响应 $c$ ,因为脉冲成形和匹配滤波 $q$ 与完美码元速率采样定时组合。

[0118] 均衡器和载波相位/频率环

[0119] 下面参照图25更详细地讨论图24A的数字均衡器和载波相位/频率环路。信号 $x[k]$ 进入自适应数字均衡器250,该自适应数字均衡器250可包括用来补偿由信道脉冲响应 $c$ 造成的歪斜的线性数字滤波器。可使用包括LMS算法的一种或多种已知方法来实现抽头权重调整。均衡器将其输出 $y[k]$ 与二维(2D)切分器判决 $\hat{d}[k]$ 的经相位旋转版本作比较以创建用于计算滤波器抽头权重的更新集的误差信号。LMS算法可如下地操作:

[0120] 令: $x[k]$ 表示 $N$ 长度的均衡器输入矢量,以及

[0121]  $y[k]$ 表示均衡器输出矢量 $g^H[k]x[k]$ ,

[0122] 其中 $g^H[k]$ 是 $N$ 长度的均衡器抽头权重矢量而上标 $H$ 表示共轭互换(厄密共轭)。

$$[0123] \quad e[k] = \hat{d}[k] - y[k]$$

$$[0124] \quad g[k+1] = g[k] - 2\mu x[k]e^*[k],$$

[0125] 其中 $\mu$ 是小步长参数而上标 $*$ 表示复共轭。

[0126] 为了消除通带电缆歪斜的影响,在收敛后,LMS均衡器抽头可近似于信道脉冲响应 $c$ 的倒数。

[0127] 2-D切分器252独立地切分 $z[k]$ 的实部和虚部并输出 $\hat{d}[k]$ , $\hat{d}[k]$ 是原始传送的 $d[k]$ 的估计。相位误差检测模块258接收 $z[k]$ 和 $\hat{d}[k]$ 并形成相位误差信号 $e_\theta[k] = \text{Im}\{z[k]\hat{d}^*[k]\}$ 。

低通 (LP) 滤波器256可以是积分比例滤波器,该积分比例滤波器允许环路校正相位偏移和频率偏移。低通滤波器256的输出馈送至复分立压控振荡器 (VCO) 254,该压控振荡器254输出校正 $\theta_0$ 和 $f_0$ 两者的复相位/频率校正因数 $e^{-j\theta_0[k]}$ 。VCO 254也提供输出 $(e^{+j\theta_0[k]})$ ,该输出“不校正”切片输出 $\hat{d}[k]$ ,以使其可用于导出用于均衡器抽头更新的误差信号。由于均衡器工作在 $x[k]$ ,因此这通常是需要的。同样参见图24A,均衡器输出 $z[k]$ 被馈送至码元解映射器,该码元解映射器将检测到的实数和虚数电平转化成比特组。FEC解码器然后执行维特比解码,字节去交织和/或Reed-Solomon解码以校正接收比特的误差并将所得数据送至MII接口。

#### [0128] 电缆长度的影响

[0129] 所接收的视频信号可因变于可归因于电缆的某些特征的频率而经历衰减。出于讨论目的,描述了同轴电缆的示例。衰减的严重程度——经常被称作歪斜——通常取决于电缆类型和电缆长度。图26A和26B示出因变于针对各种长度的电缆类型RG6和RG59的频率的衰减。可以看出,歪斜等效于多径失真,其中附加路径和主路径具有极小的延迟扩展。随着歪斜增加,重要多径分量的数目及其各自的增益也增加。多径失真造成接收信号中的ISI并因此可能严重地降级传输可靠性。在数字信号中,可在接收机中使用均衡器以去除这些损害。图27A和27B分别示出均衡器输入的功率谱密度 (PSD) 以及收敛的均衡器抽头的幅值响应。具体地说,图27A示出在通过2000英尺的RG6电缆在15.98MHz载波频率下传输后的均衡器输入的PSD (示出通带频率和相对基带频率两者),而图27B示出收敛的数字均衡器抽头的幅值响应。

[0130] 本发明的某些实施例包括数字均衡器,该数字均衡器能消除由电缆引入的歪斜、去除通带信号中的ISI并实现传送数据的可靠解码。随着电缆长度增加,能使用数字均衡器和公知的数字数据前向误差保护方法 (诸如级联的Reed-Solomon编码和格编码) 来可靠地接收在监视器侧的数字通带信号。然而,电缆歪斜也会不利地影响到基带模拟CVBS信号的高频率,这会降低在监视器侧观看到的图片的锐度以及颜色的强度。因此,某些实施例提供自适应滤波器,诸如模拟均衡器,该自适应滤波器可在监视器侧应用于CVBS信号以补偿基带处的电缆歪斜。某些实施例利用通带数字均衡器以估算基带处的歪斜量,并随后选择一组基带模拟滤波器中适当的一个以应用于所接收的CVBS信号。

#### [0131] 通带歪斜的高效估算

[0132] 在估算信号频段中的歪斜时,可选择当以dB量化时输入信号的PSD中的歪斜将接近线性的频段。因此,基带数字均衡器输入中-2.67MHz到2.67MHz的频率将因此对应于通带输入信号中13.31MHz和18.65MHz的频率,提供一适宜的范围。如图26A所示,从13.31MHz至18.65MHz对2000英尺的RG-6的歪斜为大约3.7dB。为了估算来自收敛的数字均衡器滤波器抽头的以dB计的歪斜,可执行下列计算:

$$[0133] \quad \hat{\Delta}_{dB} = G_{dB}[k_1] - G_{dB}[k_2] = 10 \log_{10} \left( \frac{|G[k_1]|^2}{|G[k_2]|^2} \right), \quad (\text{等式 1})$$

[0134] 其中 $G[k]$ 是时域收敛的均衡器滤波器抽头的DFT,而 $k_1$ 和 $k_2$ 对应于DFT的特定频隙。由于图25的数字均衡可通过时域卷积来实现,因此为了估算给定 $k_1$ 和 $k_2$ 的歪斜,通常需要FFT (或可能对两个点作N次复乘和复加)。即,

$$[0135] \quad G[k_1] = G_R[k_1] + iG_I[k_1] = \sum_{n=0}^{N-1} g[n] e^{-i2\pi nk_1/N}, \quad (\text{等式 2})$$

[0136] 其中  $g(n) = g_R(n) + ig_I(n)$ ,  $n=0, 1, \dots, N-1$  是  $N$  时域均衡器抽头 (与时间索引的依存性被忽略)。注意,  $1/N$  标量在这项计算中是不需要的。可针对  $G(k_2)$  执行类似的计算。然而, 可通过审慎地选择频隙来显著减少计算。通过令  $k_1 = N/4$ , 这对应于  $2.67\text{MHz}$  的频率, 等式 (2) 中的复指数被显著简化:

$$[0137] \quad e^{-i2\pi m(N/4)/N} = \begin{cases} 1 & \text{对于 } n = 0, 4, \dots, N-4. \\ -i & \text{对于 } n = 1, 5, \dots, N-3. \\ -1 & \text{对于 } n = 2, 6, \dots, N-2. \\ i & \text{对于 } n = 3, 7, \dots, N-1. \end{cases} \quad (\text{等式 3})$$

[0138] 滤波器频率响应的实部和虚部可使用求和计算出:

$$[0139] \quad G_R[k_1] = \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n] + \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+1] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+2] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+3] \quad (\text{等式 4})$$

$$[0140] \quad G_I[k_1] = \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+1] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+2] + \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+3] \quad (\text{等式 5})$$

[0141] 最后, 在该频隙下的功率为:

$$[0142] \quad |G[k_1]|^2 = G_R^2[k_1] + G_I^2[k_1]. \quad (\text{等式 6})$$

[0143] 通过使  $k_1 = N/4$ , 功率计算被显著简化。类似地, 如果  $k_1 = 3N/4$ , 其对应于  $-2.67\text{MHz}$  的频率, 则复指数再次被显著简化。

$$[0144] \quad e^{-i2\pi m(3N/4)/N} = \begin{cases} 1 & \text{对于 } n = 0, 4, \dots, N-4. \\ i & \text{对于 } n = 1, 5, \dots, N-3. \\ -1 & \text{对于 } n = 2, 6, \dots, N-2. \\ -i & \text{对于 } n = 3, 7, \dots, N-1. \end{cases} \quad (\text{等式 7})$$

[0145] 实部和虚部被计算为:

$$[0146] \quad G_R[k_2] = \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+1] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+2] + \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+3], \quad (\text{等式 8})$$

$$[0147] \quad G_I[k_2] = \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n] + \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+1] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+2] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+3], \quad (\text{等式 9})$$

[0148] 并如上所述地计算功率  $|G[k_1]|^2$ 。在图 27B 中, 收敛的滤波器抽头的幅值响应中的向上歪斜 (以 dB 为单位) 与 64QAM 信号和抽头噪声的最适度 SNR 平齐地近似线性。此外, 当以此种方式计算时,  $\hat{\Delta}_{dB} \approx 4.0 \text{ dB}$ , 这非常接近在该频段上的实际歪斜  $3.7 \text{ dB}$ 。

[0149] 对基带 CVBS 歪斜校正的通带歪斜估算

[0150] 在针对该数字视频信号估算通带歪斜后, 可从  $M$  个不同滤波器中的一个中选择适宜的基带模拟滤波器。可以看出, 数字视频信号频段的估算出的通带歪斜将指示基带 CVBS

信号中歪斜的严重程度,然后可用模拟滤波器粗略地校正该歪斜。在图28A中,示出针对RG-6、RG-11、RG-59和RG-174以及类似长度的那些电从13.31MHz至18.65MHz的数字视频信号频段内的歪斜。图28A示出针对RG-6、RG-11、RG-59和RG-174电缆类型相对于通带数字视频信号中的歪斜的3.58MHz下的损耗。图28B示出在6MHz下的损耗。可以观察到,在3.58MHz和6MHz下的损耗对于给定歪斜的所有四种电缆类型是大致相同的。图29A示出针对RG-6、RG-11、RG-59和RG-174电缆类型相对于通带数字视频信号中的歪斜的3.58MHz下的损耗。图29B示出在6MHz下的损耗。可以观察到,在3.58MHz和6MHz下的损耗对于给定歪斜的所有四种电缆类型是大致相同的。

[0151] 由于估算出的通带歪斜是关于电缆频率响应的唯一可用信息,因此理想的场景是电缆在基带(CVBS信号频段)下的频率响应以已知方式与通带数字信号的歪斜有关,不管电缆类型或长度如何。图28B、29A和29B在DC、3.58MHz和6MHz下的频率响应中确认了这种情形。例如,在通带数字视频信号中的1.5dB歪斜处,针对所有四种电缆在DC下的损耗、在色彩载波(3.58MHz)下的损耗以及在6MHz下的损耗分别大约为0.68dB、4.1dB和5.3dB。因此,不管是从275英尺的RG-174、750英尺的RG-59、825英尺的RG-6还是1825英尺的RG-11造成1.5dB的通带歪斜,同一模拟滤波器将消除CVBS信号的基带歪斜。

[0152] 用于从一组M滤波器选择适宜的模拟滤波器的算法的一个示例如下所示:

[0153] Inputs:  $|G[k_1]|^2, |G[k_2]|^2$

[0154]  $R_n = \alpha_n |G[k_1]|^2, \text{ for } n=0, 1, \dots, M.$

[0155]  $\mathcal{R}_m = [R_m, R_{m+1}), \text{ for } m = 0, 1, \dots, M-1.$

[0156] **If**  $|G[k_2]|^2 \in \mathcal{R}_L$  **then**

[0157] Select analog filter L.

[0158] **end if**

[0159] 注意 $\alpha_0=1$ ;  $\alpha_n$ 的其它值 $<1$ 并选择它们以使移位加法足以计算出 $R_n$ 。因此,通常更改图24A的监视器侧QAM解调器以使通带QAM解调器的数字均衡器提供一信号,该信号选择M模拟CVBS滤波器响应中的一个。图24B示出监视器侧QAM解调器的更改部分,其中模拟滤波器从根据前述算法工作的数字均衡器选择输出。图30示出完整的监视器侧调制解调器,在QAM解调器304中的数字均衡器将滤波器选择信号305提供给CVBS模拟均衡器302。

[0160] 适于均衡基带CVBS信号的模拟有源滤波器的一个示例示出于图31。在该示例中, $M=3$ ,由此存在4种可能的滤波选择。通过闭合开关模块310中的M+1个开关中的一个并由此使与之连接的各RC对依次接地而选择合需的滤波器响应。图32中示出可能的滤波器响应。

[0161] 本领域内技术人员将领会,本发明可应用于采用其它通带调制和前向纠错方法的数字通信系统。本领域内技术人员还将认识到,可使用通带数字均衡器抽头权重矢量 $g[n]$ 的FFT中两个以上的点来为CVBS信号选择模拟滤波器,并且可对通带信号采用的其它类型数字均衡器设计,包括频域均衡器,其中 $G_1[k]$ 和 $G_2[k]$ 的值已作为均衡化过程的一部分计算出。另外,可采用除LMS以外的公知均衡器抽头权重计算方法,诸如RLS。

[0162] 在某些实施例中,具有可选择响应的CVBS模拟滤波器可采用上述以外的形式。同样, CVBS信号的均衡器可采用数字滤波器的形式,在这种情形下在均衡之前对CVBS作采样和数字化。在这种情形下,根据已描述用于选择M个模拟滤波器响应中的一个的相同算法从M抽头权重矢量的预定集中选择数字滤波器的抽头权重。

### [0163] 数字通信系统中的组帧

[0164] 数字数据流通常具有一些类型的帧结构,以使该数据被组织成均一大小的比特组或字节组。使用基于块的前向纠错(FEC)的任何系统将具有组织在纠错码字长左右的帧。同样,如果系统使用交织来对抗脉冲噪声,则帧结构将考虑交织器参数进行配置。如果系统使用数据随机化来获得平坦频谱,则所利用的伪随机序列可与帧结构同步,在每帧开始时重新开始。

[0165] 对于RF数字通信系统,接收机通常必须首先取得载波和码元时钟同步和均衡。然后就可恢复所传输的数据。但是,为了理解这种传入数据流,接收机必须也与该帧结构同步。换句话说,接收机必须知道纠错码字从何处开始并在何处结束。还必须能使诸如去交织器的接收机模块同步以匹配发射机的交织器操作,由此使得到的去交织的比特或字节被正确地排序,以及去随机化器,以匹配用于发射机中的伪随机序列的开始点以使频谱变得平坦。

[0166] 传统系统经常通过将固定长度的码元的已知图案附加在帧的头部或尾部而提供接收机帧同步。该相同图案每帧地反复,并且其经常由具有有利的自关联特性的2级(即二进制)伪随机序列构成。这意味着尽管序列与其本身在零偏移下的自相关产生一较大值,但如果偏移为非零则该自相关值(旁瓣)非常小。另外,该帧同步序列与随机码元的相关将产生一较小值。因此,如果接收机用帧同步图案的存储版本执行输入码元的关联,则期望仅在每个帧的准确开始位置产生一较大值。接收机然后能容易地确定每个帧的始点。

### [0167] 帧结构的示例

[0168] 参见图9,1996年采用的ATSC数字电视(DTV)地面传输标准提供数据以帧传输的系统。每个帧90包括313个区段,每个区段包括832个码元,因此每个帧具有总共260416个码元。每个区段中的开头四个码元是区段同步码元92,这些码元构成序列 $[+5, -5, -5, +5]$ 。每个帧中的第一区段是具有312个数据区段96、98的帧同步区段94。现在参见图10,帧同步区段94具有区段同步100、511码元伪随机噪声(PN511)序列101、63码元伪随机噪声(PN63)序列102、第二PN63序列203和第三PN63序列104。之后是指示模式为8VSB的24模式码元105。预编码码元107和预留码元106构成帧同步区段94。区段同步100和PN511 101码元是对接收机先验已知的并且可用来借助相关方法来获得帧同步。所有前述码元源自集 $\{+5, -5\}$ 。该区段的最后12个码元来自集 $\{-7-5-3-1+1+3+5+7\}$ ,并且是前一数据字段的最后12个码元的副本。它们被称为预编码码元(在这里不予讨论)。

[0169] 另外参见图11,对于字段的每个后继312区段——它们被称作数据区段——在四个区段同步码元30之后的828码元32形成自单独的207字节(1657比特)Reed-Solomon(RS)码字,这是通过每次取2比特、将它们格编码成3比特并随后将每单位3比特映射至来自集 $\{-7-5-3-1+1+3+5+7\}$ 的8级码元来完成的。

[0170] 在数字通信系统中组帧的另一示例可见于ISDB-T系统。与单载波ATSC系统不同,ISDB-T是利用编码正交频分复用(COFDM)的多载波系统。例如,ISDB-T的模式1使用1404个载波。一个帧包括204个COFDM码元构成,并且每个COFDM码元可认为是1404个独立QAM码元的组合,对于每个载波都有一个。因此,该帧由 $204 \times 1404 = 286,416$ QAM码元的组合构成。其中,254,592个码元是数据,而31,824个码元包括导频信息(可用于帧同步)和以已知图案散布在帧中的模式信息。

[0171] 该帧配置的简化图示出于图12。可以看出,导频和模式信息以已知图案散布在帧的周围。该系统具有利用三种不同的QAM星座——QPSK、16QAM和64QAM的模式。它还基于单穿孔的母码支持五种不同的格编码速率(1/2、2/3、3/4、5/6、7/8)。这种公知的技术使得在接收机中构建单个维特比解码器变得非常经济,所述维特比解码器易于调整以对指定码中的所有五种码进行解码。

[0172] 在发射机侧进行格编码前,数据形成为204字节(1632比特)长的RS块。尽管每帧中的COFDM码元数目总是恒定的,然而每帧中的RS块的数目随所选模式而变化,但最重要地,该数目总是整数。一旦建立帧同步并已知格编码速率,这就允许接收机中容易的RS块同步。为实现这个,针对所有模式,在格编码前每帧的数据比特的数目必须可由1632均分。

[0173] 表1示出针对所有模式(QAM星座和格编码速率的组合)的每帧的数据比特的数目。在每种情形下,每帧数据比特的数目可由1632均分(数据比特意指在格编码前的比特)。

[0174]

模式	数据比特/帧(在格编码前)					格编码后的 比特/帧
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	
QPSK	254592	339456	381888	424320	445536	509184
16QA M	509184	678912	763776	848640	891372	1318368
64 QAM	763776	1318368	1145664	1272960	1336608	1527552

[0175] 表1:对于ISDB-T的每帧数据比特

[0176] 本发明的某些实施例提供一种针对用于数字通信系统的调制系统的组帧结构。具体地说,提供能应用于包括上述那些的安全系统的信令系统和方法。卷积字节交织器交织数据帧,其中交织器与帧结构同步并且随机化器可配置成从交织的数据帧中产生经随机化的数据帧。在一个示例中,穿孔的格码调制器工作在可选的编码速率下,该调制器从经随机化的数据帧中产生格编码的数据帧。QAM映射器将格编码的数据帧中的比特组映射至调制码元,由此提供经映射的帧并且同步器将同步分组加至经映射的帧。经穿孔的格码调制器可根据需要被旁路以在获得各种白噪声条件下的最优化净比特率,由此允许系统的性能优化。

[0177] 在某些实施例中,在单载波通信系统中提供新颖的帧结构。在零偏移处在帧的始端或末端的固定长度码元的已知图案的自相关产生一较大值,如果该偏移为非零,则相关值(旁瓣)非常小。然而,该帧同步序列与随机码元的相关将形成一较小值。因此,接收机可用帧同步图案的存储版本来执行传入码元的相关,以获得在每个帧的准确开始位置的较大值,这使接收机确定每个帧的开始点。通信系统可工作在多种模式中的任一模式下,并可使用码元星座、格码和交织图案的各种组合。接收机必须识别和理解模式以成功地恢复所传输的数据。为此,可将附加的模式码元添加至帧同步图案。这些模式码元能使用相关方法可

靠地接收,因为它们都是每帧重复发送的。可通过使用块码对这些模式码元编码来使它们更为强健。

[0178] 根据本发明某些方面的一种帧结构利用类似于ISDB-T中使用的那些穿孔格编码和QAM星座组合。每个帧的码元数可以是取决于模式的可选整数并且每个帧的RS分组数目不管模式为何都是恒定的整数。这种配置简化了诸如去随机化器和去交织器的接收机处理模块的设计,因为每个帧的RS分组数目总是固定的。在诸如ISDB-T的传统系统中,每帧的码元数是恒定的,而每帧的RS分组数目是取决于模式的可选整数。将参照图13描绘的发射机架构的示例描述帧,所述发射机架构是根据本发明的某些方面构建的。

[0179] RS编码器1300接受字节数据1301以及外部产生的帧同步信号,该帧同步信号指示每组315个Reed-Solomon分组1322的开始。如图14所示,每个分组140包括207个字节,其中20个字节是奇偶校验字节142。这315个Reed-Solomon分组形成包含62205字节的前向纠错(FEC)数据帧1322。

[0180] 之后是卷积字节交织器1302。图15解说应对影响传输信号的脉冲噪声的交织器1302的工作模式。路径156、158中的参数B被设为207,而路径152、154、156和158中的参数M被设为1。帧同步信号1303将输入和输出转换开关150、151推至顶部位置1500,由此使交织与帧结构同步。随着字节进入交织器并且不同的字节退出交织器,输入和输出转换开关150、151向下移动一个位置1502。当转换开关150、151到达底部1508时,它们切换回到顶部1500。B并行路径1506、1508中的每一个包含移位寄存器156、158,所述移位寄存器156、158具有图15所示的长度(路径1506具有长度(B-2)M而路径1508具有长度(B-1)M)。

[0181] 随机化器1306通过工作在FEC数据帧1324的 $65,205 \times 8 = 521,640$ 比特上并通过对具有长度219-1的PN(伪随机噪声)序列的那些比特执行异或运算来产生随机化的FEC数据帧328,通过在每个帧同步时间重置PN序列发生器来缩短该PN序列的长度。

[0182] 图16中更详细地示出可选择码速率穿孔的格编码调制(PTCM)模块1308的示例。PTCM 1308使用本领域内技术人员已知的方法。该方法开始于64态1/2速率的编码器,并执行穿孔以取得5种不同码速率中的任何一种。在某些实施例中,PTCM 1308也可以被完全旁路(码速率=1)。这允许在系统的净比特率和白噪声性能之间可选择的权衡。类似的格编码技术被用于ISDB-T和DVB-T系统。PTCM在提供给输入1328的每个比特的输出处产生两个比特1332。然而,根据所选择的码速率和相应穿孔图案将输出比特1332中的一些丢弃。QAM映射器1313取来自编码器输出1332的2、4或6组中的比特并将它们分别映射至QPSK、16QAM或64QAM码元中。图17中给出了这些映射的示例。

[0183] 模块1312将帧同步/模式码元分组(所有码元为QPSK)加至每个FEC数据帧1334的开始。参见图18,该分组的第一部分180包括127个码元并包括针对码元的实部和虚部两者的相同二进制PN序列。其它PN序列长度也是可能的,并且实部和虚部可具有相反的符号。该分组的第二部分182包括指示传输模式的数据,即所选择的QAM星座和所选择的格码速率。该模式数据可使用块纠错码来编码,用于增加接收机处的可靠性。可采用的方法包括BCH编码和其它块码。在一个示例中,包含旁路的6种可能的格码速率是可能的。另外,三个星座可能得出18种模式。因此,需要5个比特来表征可能的模式选择中的每一种。这5个比特可使用扩展的BCH码编码成16比特码字。由于每个QPSK码元包含2个比特,因此需要8个模式码元。

[0184] 图19解说提供给通带调制(PB调制)1314的帧结构1336(见图13)。有效负载190包

括315个RS分组(521640个比特)。315个RS分组映射至的QAM码元的数目可随着模式选择而变化。PB调制模块1314随后使用本领域内技术人员已知的任何适宜方法将基带QAM码元调制至通带。

[0185] 根据本发明某些方面的帧结构较为有利地克服传统帧的某些缺陷和缺点。具体地说,该帧结构对所有模式提供:

[0186] 每帧的RS分组恒定整数,不管模式如何,以及

[0187] 对于所有模式,每帧的QAM码元数是可变整数

[0188] 对于所有模式,每帧的穿孔图案周期为整数。

[0189] 注意假设每帧的整数个的QAM码元是重要的实现,因为FEC数据帧必须精确地包括 $I \times 207$ 个数据字节,其中I是所选择的整数以使每帧具有固定整数个RS分组。因此,在格编码前每帧的数据比特数必须不仅是整数,而且该数据比特数针对所有模式必须可由 $207 \times 8 = 1656$ 均分。此外,每QAM码元的格编码器输出比特数针对QPSK、16QAM和64QAM分别为2、4和6比特(见表2,表2示出对于格码旁路的码速率=1)。另外,格编码增加了比特。在格编码前每个码元的数据比特数示出于表2,其中每个条目被计算为:

$$[0190] \quad \frac{\text{右项-最多列表目}}{\text{码速率}}$$

[0191]

星座	格码速率					
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1
QPSK	1.0 0	4/3	1.5 0	5/3	1.7 5	2.0 0
16 QAM	2.0 0	8/3	3.0 0	13/ 3	3.5 0	4.0 0
64 QAM	3.0 0	4.0 0	4.5 0	5.0 0	5.2 5	6.0 0

[0192] 表2-每个码元的数据比特(每个映射的QAM码元输入比特至格编码器)

[0193] 每个码元的数据比特数可以是分数的事实要求精确地选择每个帧的RS分组大小和RS分组数目。对于每帧207和315个分组的RS分组大小,获得每帧整数个码元。如表3所示,每个条目可计算为:

$$[0194] \quad \frac{\text{每个帧的数据比特数}}{\text{每个码元的数据比特数}} = \frac{521640}{\text{来自表2的条目}}$$

[0195]

星座	格码速率					
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1
QPSK	521640	391230	347760	312984	298080	260820
16 QAM	260820	195615	173880	156492	149040	130410
64 QAM	173880	130410	115920	104328	99360	86940

[0196] 表3-每个帧的码元

[0197] 该帧提供额外的优势,也就是对于所有模式每个帧的穿孔图案周期(pp/帧)是整数。为了正确地解码经穿孔的格编码数据,接收机内的解码器必须知道穿孔图案如何与数据对准。施加在母码格编码器输出处的逐比特穿孔图案示出于图16中的表格的第二列中。每个穿孔图案中的数1是穿孔图案长度。在提议的系统中,穿孔图案一直与FEC数据帧的开始点对准。这允许接收机中使用帧同步以适当地使接收机维特比解码器中的去穿孔器(de-puncturer)与比特流对准。表4中指示要求的对准,其示出针对所有模式的pp/帧的整数数目。每个码元的穿孔图案(pp/码元)条目可计算为:

[0198] 
$$\frac{\text{pp 长度}}{\text{每个码元的格编码器输出比特数}}$$

[0199] pp/帧条目可计算为:

[0200] 
$$\frac{\text{来自表3的每个帧的码元}}{\text{pp/码元}}$$

[0201]

码 速 率	pp 长 度	QPSK(2比特/码元)		16QAM(4比特/码元)		64QAM(6比特/码元)	
		pp/码元	pp/帧	pp/码元	pp/帧	pp/码元	pp/帧
1/2	2	1	521640	2	521640	3	521640

[0202]

2/3	3	2/3	260820	4/3	260820	2	260820
3/4	4	1/2	173880	1	173880	3/2	173880
5/6	5	1/3	134328	2/3	134328	1	134328
7/8	8	1/4	74520	1/2	74520	3/4	74520
1	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

[0203] 表4-每帧的穿孔图案

[0204] 将领会,可使用RS分组大小和每帧分组数的其它组合以获得相同的合需结果。这里提供的数目仅为解说目的而描述。

[0205] 如图20所示,本发明的某些实施例提供一接收机,该接收机构筑成处置根据本发明某些方面构造的帧。模块2000接收通带信号中传输的数据并将其转换成基带QAM码元。由模块2000执行的操作可包括码元时钟同步、均衡(以去除码间干扰)和载波恢复,通常使用子模块。因此,模块2000可包括输出经恢复的基带QAM码元2001的均衡器。基带QAM信号2001被提供给二级切分器2018以对实轴和虚轴两个方向作切分,由此形成提供给帧同步模块2020的序列 $a_R[k] \in [-1, +1]$ 和 $a_I[k] \in [-1, +1]$ 2019。帧同步模块2020对传入切分的QAM码元2019用二进制帧同步PN序列的存储副本单独针对实部和虚部执行连续交叉相关操作。存储副本的每个成员具有值-1或+1。这种操作表示为:

$$[0206] \quad b_R[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n] a_R[n-k] \quad \text{且} \quad b_I[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n] a_I[n-k], \quad (\text{等式 } 10)$$

[0207] 其中s是127个长帧同步PN序列中存储的副本。 $b_R$ 或 $b_I$ 的最大幅值表示FEC数据帧的开始。

[0208] 一旦定位帧同步开始位置,就能知道包含模式比特(星座和格码率)的码字的位置。可通过例如BCH解码器或通过将所接收的码字与所有可能的码字相关并选择产生最高结果值的码字来对码字可靠地进行解码。由于该信息被重复发送,因此可通过要求在接收前使相同的结果多次发生来获得额外的可靠性。

[0209] 该导出出的帧同步信号2021用来指示在将码元馈送至软去映射器2006之前拟在“去除帧-同步/模式码元”模块2004中去除哪些码元。在一个示例中,将127个帧同步码元和8个模式码元从流中去除,以确保仅与RS分组对应的码元被递送至软去映射器2006。软去映射器2006使用业内已知的算法(例如由Akay和Tosato描述的算法)来计算软比特度量。为了正确工作,软去映射器2006必须知道发射机中使用哪种穿孔图案(哪种格码速率)并且还要知道该图案与所接收比特的对准。该信息2021是由帧同步模块2020提供的,该帧同步模块2020解码模式信息并同时提供穿孔图案与之对准的重复帧同步信号,不管当前模式为何。这些软比特度量被馈送至维特比解码器2008,该维特比解码器2008以业内已知的方式工作以得出输入至发射机中的PTCM编码器的比特估算。

[0210] 全都由帧同步信号2021同步的去随机化器2013、字节去交织器2014以及RS解码器2016分别去随机化、去交织并解码字节数据以获得最初进入发射机中的RS编码器的数据。

#### [0211] 载波相位偏移校正

[0212] 本发明的某些实施例采用载波相位偏移校正系统和方法。在某些实施例中,接收机包括:相位偏移校正器,该相位偏移校正器接收作为正交调幅信号的表征的均衡信号并从均衡信号得到经相位校正的信号;二级切分器,该二级切分器切分均衡信号以获得实数和虚数序列;帧同步器,该帧同步器执行实数和虚数序列与所存储的帧同步伪随机序列和由帧同步器提供给相位偏移校正器的相位校正信号的相应实部和虚部的相关。相位校正信号基于相关的最大实数和虚数值。帧同步器对传入的切分正交调幅码元执行连续的交叉相关。连续交叉相关是用二进制帧同步伪随机噪声序列的存储副本单独针对实数和虚数序列进行的。

[0213] 基带至通带调制

[0214] 包括广播、无线LAN和广域移动系统的某些无线数字通信系统以某种形式采用QAM。QAM也用于使用正交载波多路复用的北美和欧洲数字电缆电视标准，正交载波多路复用允许两个双倍边带抑制的载波调制波占据相同的信道带宽，每个波由独立消息调制。如上所述，图23描绘可充当图13示例中的PB调制1314的简单QAM调制器。孤立传输的QAM脉冲表示如下：

$$[0215] \quad s_m(t) = d_{R,m}q(t) \cos(2\pi f_c t) - d_{I,m}q(t) \sin(2\pi f_c t) = \operatorname{Re}\{d_m q(t) e^{j2\pi f_c t}\},$$

[0216] 其中 $d_{R,m}$ 和 $d_{I,m}$ 是由两个独立消息流确定的并分别表示复QAM码元的实部和虚部（见例如图17），其中 $m=1 \cdots M$ 索引基数的2维QAM星座，其中 $M$ 是调制载波频率，而 $q(t)$ 是方根升余弦脉冲函数。

[0217] 一连续系列的发送QAM脉冲 $s(t)$ 以速率 $F_s=1/T_s$ 通过带噪声的多路径信道传送。因此，在QAM接收机的输入处的接收信号表示为 $r(t) = s(t) * c(t) + v(t)$ ，其中 $*$ 表示卷积， $c(t)$ 是信道脉冲响应，而 $v(t)$ 是加性高斯白噪声。因此：

$$[0218] \quad r(t) = \operatorname{Re}\left\{e^{j2\pi(f_{LO}+f_o)t+\theta_o} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [d[n] * q(t)] c(t-nT_s)\right\} + v(t),$$

[0219] 其中 $d[n]$ 是复传输码元， $f_o$ 和 $\theta_o$ 分别为相对于发射机的接收机通带至基带解调器本机振荡器的频率偏移和相位偏移，由此 $f_{LO}=f_c-f_o$ 。

[0220] 通带至基带解调器

[0221] 图35更详细地示出图20中PB至BB、码元时钟同步、均衡器/载波恢复模块2000的一个示例。所接收的信号 $r(t)$ 以高于码元速率的速率被采样350，产生经采样的信号 $r(nT_{\text{samp}})$ 。在采样后：

$$[0222] \quad r(nT_{\text{samp}}) = \operatorname{Re}\left\{e^{j2\pi(f_{LO}+f_o)nT_{\text{samp}}+\theta_o} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [d[m] * q(nT_{\text{samp}})] c(nT_{\text{samp}}-mT_s)\right\} + v(nT_{\text{samp}}).$$

[0223] 然后，在解调后，以码元速率 $1/T_s$ 再次采样并且匹配滤波得到：

$$[0224] \quad x(kT_s) = x[k] = e^{j2\pi f_o k T_s + \theta_o} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} d[m] c[k-m] + v'[k],$$

[0225] 其中 $v'[k]$ 是经采样的复滤波噪声。这假设由于脉冲成形和匹配滤波 $q$ 与完美码元速率采样定时组合，任何ISI仅归因于信道脉冲响应 $c$ 。在解调后，假设完美均衡，则均衡器输出处的近基带复序列 $z[k]$ 表示为：

$$[0226] \quad z[k] = \hat{d}[k] e^{j2\pi f_o k T_s + \theta_o} + v'[k]$$

[0227] 因此，经恢复的近基带序列代表发送的星座，其具有以频率 $f_o$ 旋转的相位偏移 $\theta_o$ 。为了可靠地恢复所发送的 $d_R$ 和 $d_I$ ，使用例如二维切分器、均衡器与相位和频率偏移恢复环路组合必须消除造成星座旋转的频率偏移 $f_o$ ，这并且接收机必须消除 $\theta_o$ 。剩下的静态相位偏移，否则就会使星座出于静态旋转的位置。

[0228] 为了理解相位/频率恢复，必须理解在基带处的QAM星座。在图33A的简单示例中，对于也称作QPSK的4QAM调制，星座由四个码元构成。在所描绘的示例中， $d[k]$ 的实部和虚部可各自取2个不同的值（例如 $\pm 3$ ）。相位偏移 $\theta_o$ 对恢复的 $d[k]$ 的效果示出于图33B，图33B示出在复平面内的旋转。注意旋转随时间在一个圆圈中进行，根据 $f_o$ 的符号要么逆时针要么顺时针旋转，这样就能理解 $f_o$ 的效果。

[0229] 均衡器和载波相位/频率环

[0230] 在图34中,信号 $x[k]$  340是由数字均衡器和载波相位/频率环248(例如参见图24A)接收的。均衡器341的部件通常包括线性数字滤波器,并且使用诸如最小均方(LMS)算法的私有或已知方法,均衡器341将其输出 $y[k]$ 与切分器判决 $\hat{d}[k]$  343经相位旋转的版本比较以形成误差信号,该误差信号用来计算滤波器抽头权重的更新集。该滤波器去除由信道脉冲响应 $c$ 导致的ISI。

[0231] 2-D切分器342独立地切分 $z[k]$ 的实部和虚部并输出 $\hat{d}[k]$ ,  $\hat{d}[k]$ 是原始传输的 $d[k]$ 的估算。 $z[k]$ 和 $\hat{d}[k]$ 两者进入相位误差检测器模块346并形成相位误差信号,该相位误差信号表示为 $e_{\theta}[k] = \text{Im}\{z[k]\hat{d}^*[k]\}$ 。积分比例(IP)滤波器345可包括图35的滤波器或本领域内技术人员熟知的任何等效物。IP滤波器345允许环路校正相位偏移和频率偏移两者。IP滤波器345的输出馈送至复压控振荡器(VCO) 344,该压控振荡器344输出用于校正 $\theta_0$ 和 $f_0$ 两者的复相位/频率校正因数 $e^{-j\theta_0[k]}$ 。VCO 344也输出 $(e^{+j\theta_0[k]})$ 以“不校正”切分输出 $\hat{d}[k]$ ,以使其可用来得到用于均衡器抽头更新的误差信号。示出该方法,因为均衡器工作在包含 $\theta_0$ 和 $f_0$ 两者的 $x[k]$ 上。

[0232] 在某些实施例中,可通过将VCO 344以独立形式实现为馈送一复指数查找表(LUT)的一个积分器的延迟来获得功效。然而,对 $\theta_0$ 的最终校正可具有 $\pi/2$ 的模糊性,该模糊性意味着经恢复的相位可能是正确的(偏移=0)或可具有 $\pi/2$ 的偏移、 $\pi$ 的偏移或 $3\pi/4$ 的偏移。这些结果示出于图36和图37:图36示出实际发送的码元,而图37A-37D示出具有各个偏移的可能的恢复码元。典型地,接收机无法获知这四种可能码元中的哪一种被实际发送,因为2D切分器342执行最近的邻接操作。图38示出其中发送的码元 $a$ 在均衡器输入处接收为 $a'$ 的实例,如图所示, $a$ 和 $a'$ 之间具有夹角 $\theta_0$ 。因此,相位恢复环路可使信号旋转以补偿 $\theta_0$ ,以使 $a'$ 与 $a$ 对准。然而,2D切分器162的判决将会是校正码元为 $b$ ,因为它更靠近 $a'$ 。这可能造成相位恢复环路以旋转星座以使 $a'$ 对准于 $b$ 的方式收敛。在这种情形下,最终相位从其应当在的位置偏移 $-\pi/2$ 。

[0233] 本发明的某些实施例提供最小化和/或消除格编码系统中的这些问题的方法,包括在某些当前描述的实施例中使用的穿孔格码的类似物。如上所述,均衡器的输出通过2D级切分器342沿实轴和虚轴方向两者被切分以形成序列 $a_R[k] \in [-1, +1]$ 和 $a_I[k] \in [-1, +1]$ ,该序列被馈送至帧同步模块2020(见图20)。帧同步模块2020使用二进制帧同步PN序列的存储副本在传入的经切分QAM码元上分别对实部和虚部两者执行连续的交叉相关操作。存储副本的每个成员具有值-1或+1。这种运算可特征化为:

$$[0234] \quad b_R[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n] a_R[n-k] \quad \text{and} \quad b_I[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n] a_I[n-k],$$

[0235] 其中 $s$ 是127个长帧同步PN序列中的存储副本。 $b_R$ 或 $b_I$ 的最大幅值表示FEC数据帧的开始。

	最大 $b_R$ 的符号	最大 $b_I$ 的符号	所需的相位校正
[0236]	+	+	0
	-	+	$+\pi/2$
	-	-	$+\pi$
	+	-	$-\pi/2$

[0237] 表5

[0238] 对于帧同步码元,实部和虚部具有相同的符号并且其星座示出于图39。因此,可以领会,最大幅值 $b_R$ 或 $b_I$ 的符号对零旋转而言均为正。 $-\pi/2$ 的旋转产生负的最大幅值 $b_R$ 和正的最大幅值 $b_I$ 。对于 $\pi$ 的旋转, $b_R$ 和 $b_I$ 均为负,对于 $\pi/2$ 的旋转,最大幅值 $b_R$ 为正而最大幅值 $b_I$ 为负。这在以上表5中已概括。因此,最大幅值 $b_R$ 和 $b_I$ 的各个符号一起指示最终相位偏移已收敛至复平面中的哪个象限。这允许如图20所示地那样将附加相位校正施加于信号。最大 $b_R$ 和 $b_I$ 的符号从基于相关的帧同步模块被发送至相位偏移校正器。一个相位偏移校正器模块的操作示出于图40,其中在一示例中示出了LUT操作404。假设 $z[k] = z_R[k] + jz_I[k]$ ,该操作可简单地执行为:

[0239] 在 $\phi = +0$ 的情形下: $z'[k] = -z_R[k] - jz_I[k]$

[0240] 在 $\phi = +\pi/2$ 的情形下: $z'[k] = -z_I[k] + jz_R[k]$

[0241] 在 $\phi = -\pi/2$ 的情形下: $z'[k] = +z_I[k] - jz_R[k]$

[0242] 图40是根据本发明某些方面的通过索引具有最大实数和虚数相关值的符号的查找表来得到经相位校正信号的相位偏移校正器的框图。

[0243] 多模QAM星座检测

[0244] 某些实施例提供用于从一组可能的接收QAM星座中确定一未知QAM星座的系统和方法。一种方法在已使用修正的常数模算法(CMA)均衡器最小化码间干扰(ISI)之后但在载波频率和相位已完全恢复之前利用信号功率的分布图。然后从该分布图确定未知的星座。然后基于如今已知的星座用标准CMA再次开始均衡过程以使ISI最小化。可正确地缩放均衡器输出,在这之后可执行精简的星座载波恢复(RCCR)和判决引导的载波恢复阶段,由此导致通过组合的均衡器载波频率/相位环路的载波频率和相位的恢复。在用于确定未知QAM星座的另一方法中,均衡器一开始使用经修正的CMA工作以最小化ISI。尽管均衡器输出在该过程的这个时点可能不被正确地缩放,然而均衡器载波频率/相位环路可使用RCCR来恢复载波频率和相位而无需知道星座为何。恢复的相位可能是带噪声的。接收机可读取嵌入到信号帧内的信息,该信息指示正在传输哪个QAM星座。然后基于已知星座用标准CMA重新开始均衡器操作,之后是RCCR和判决引导的载波恢复。

[0245] 本发明的某些实施例采用类似于ISDB-T中使用的和前述的那些穿孔格编码和QAM星座组合。如本文使用的,星座被理解为表示在调制方案中处于可能码元的复平面内的映射。每个帧的码元数是取决于模式的可变整数,而每个帧的RS分组数是恒定的整数,不管模式为何。这种配置在前面已更详细地说明并简化了接收机的设计。

[0246] 再次参见图20,帧同步模块2020使用二进制帧同步PN序列的存储副本在传入的切分QAM码元1219上分别对实部和虚部执行连续的交叉相关操作。存储副本的每个成员具有值-1或+1。通过等式10(上面)给出的这种运算在这里重复:

$$[0247] \quad b_R[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n]a_R[n-k] \quad \text{且} \quad b_I[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n]a_I[n-k], \quad (\text{等式 10})$$

[0248] 其中s是127个长帧同步PN序列中的存储副本。 $b_R$ 或 $b_I$ 的最大幅值表示FEC数据帧的开始。

[0249] 如下面更详细描述的那样,在恢复的载波相位中存在 $\pi/2$ 的模糊性。这导致0、 $\pm\pi/2$ 或 $\pi$ 的任意附加的恢复相位偏移。对于帧同步码元,实部和虚部具有相同的符号,因此对它们而言所发送的星座如图39所示。因此,将领会,最大幅值 $b_R$ 或 $b_I$ 的符号对零相位偏移而言均为正。如图40的表格404概括的那样, $-\pi/2$ 偏移将产生负的最大幅值 $b_R$ 和正的最大幅值 $b_I$ ;对于 $\pi$ 的偏移, $b_R$ 和 $b_I$ 两者均为负,而对于 $\pi/2$ 的偏移,最大幅值 $b_R$ 将为正而最大幅值 $b_I$ 将为负。因此,最大幅值 $b_R$ 和 $b_I$ 的各个符号一起指示最终相位偏移已收敛至复平面中的哪个象限。这允许将附加的相位校正施加于相位偏移校正器模块2002的信号。最大 $b_R$ 和 $b_I$ 的符号可从基于相关的帧同步模块2020被发送至相位偏移校正器2002。

[0250] 同样参见图40,在图20示例中的相位偏移校正器2002的某些方面的操作能得到更好的理解。LUT 400产生基于最大幅值 $b_R$ 和 $b_I$ 的符号的输出(见图40中的元素404)。假设 $z[k] = z_R[k] + jz_I[k]$ ,操作402如下地执行:

[0251] 1) 对于 $\phi = +\pi$ 的情形: $z'[k] = -z_R[k] - jz_I[k]$

[0252] 2) 对于 $\phi = +\frac{\pi}{2}$ 的情形: $z'[k] = -z_I[k] + jz_R[k]$

[0253] 3) 对于 $\phi = -\frac{\pi}{2}$ 的情形: $z'[k] = +z_I[k] - jz_R[k]$

[0254] 一旦定位帧同步开始位置并且校正了 $m\pi/2$ 的相位偏移,就能知道包含模式比特(星座和格码率)的码字的位置。可通过例如BCH编码器或通过将所有可能的码字相关并选择产生最高结果值的码字来对码字进行可靠的解码。由于该信息被重复发送,因此可通过要求在接受前使相同的结果多次发生来获得额外的可靠性。

[0255] 图41示出该过程可由帧同步模块2020执行的一个示例。响应于帧同步信号2021,在步骤4100,所接收的星座码字与所有有效码字交叉相关。交叉相关产生可用来选择最可能匹配的值。在一个示例中,在步骤4102选择产生最大相关值的有效码字。该选择的码字则用来识别当前星座。在步骤4104,将当前星座的身份与记录或以其它方式存储的之前识别星座的身份作比较。如果在步骤4104,当前星座和之前识别的星座是同一星座,则置信计数器递增。如果在步骤4104确定之前识别的星座与当前星座不同,则在步骤4107将当前星座记录为之前识别的星座并在步骤4017将置信计数器递减,并在步骤4109等待另一同步帧。在步骤4106将置信计数器递增后,在步骤4108检查置信计数器,如果在步骤4108确定置信计数器已超出预定或配置的阈值,则在步骤4110作出信号星座的判断。可执行该过程的迭代直到置信计数器超出预定或配置的阈值为止。

[0256] 均衡器和载波相位/频率环

[0257] 参见图42,将描述图24A的均衡器和载波相位/频率环路248的某些方面。信号 $x[k]$

进入数字均衡器和载波相位/频率环路248,该数字均衡器和载波相位/频率环路248可包括具有线性数字滤波器的均衡器420。误差计算器模块422计算误差信号 $e[k]$ ,该误差信号 $e[k]$ 可使用本领域技术人员已知的任何适宜方法来计算滤波器抽头权重的更新集。在一个示例中,可使用LMS算法。滤波器去除由信道脉冲响应 $c$ 造成的ISI。均衡器420的输出 $y[k]$ 随后在421作相位旋转以减小任何剩余的载波相位和频率偏移。经相位旋转的输出 $z[k]$ 则由切分器和相位误差检测器模块427处理,所述相位误差检测器模块427计算馈送给积分比例(IP)滤波器426的相位误差值 $e_0[k]$ 。IP滤波器426的输出馈送给积分器和复指数查找表(LUT)424,该复指数查找表(LUT)424计算环路中使用的复指数值来校正载波相位和频率偏移。切分器和相位误差检测器模块427也输出最近相邻的二维切分码元判决,其相位在425通过与 $e^{+j\theta[k]}$ 相乘而“未被校正”并随后将被用于误差计算器模块422。误差计算器模块422利用该输入以及 $x[k]$ 来计算误差信号 $e[k]$ 。如所描绘的,误差计算器模块422以及切分器和相位误差检测器模块427的内部操作取决于操作的当前阶段(1、2或3),这些阶段是由阶段控制器423确定的。

[0258] 在某些实施例中,使用最小均方(LMS)算法计算均衡器滤波器抽头权重并作如下操作:

[0259] 令 $x[k]$ 表示L长度的均衡器输入矢量, $y[k]$ 表示均衡器输出矢量,其中 $y[k] = g^H[k]x[k]$ ,其中 $g^H[k]$ 是L长度的线性均衡器抽头权重矢量而H上标表示共轭互换(厄密共轭)。然后,使用例如下面描述的方法来计算误差计算器模块422中经更新的 $e[k]$ :

[0260]  $g[k+1] = g[k] - 2\mu x[k]e^*[k]$ , (等式11)

[0261] 其中 $\mu$ 是小步长参数而上标\*表示复数共轭。

[0262] 在该示例中,阶段控制器423通过三阶段操作获得均衡器和载波相位/频率环路428,籍此基于输入数据采样 $x[k]$ 的简单计数阈值来执行从阶段1至阶段2至阶段3的切换。注意,基于均衡器输出侧的误差估算的更复杂阶段切换也是可能的。这三个阶段在表6中概括。

[0263]

阶段	$e_0[k]$ 计算方法	$e_e[k]$ 计算方法	频率/相位恢复的状态
1	CMA	总是为零	星座旋转
2	CMA	基于精简的星座(RCCR)	相位/频率逐渐恢复
3	DD	基于完整的星座	相位噪声减小

[0264] 表6:均衡器和载波相位/频率环路阶段

[0265] 切分器和相位误差检测器模块427更详细地示出于图43。根据操作的三个阶段434中的一个设定开关430。在阶段1期间,开关430处于最高位置,因此 $e_0[k] = 0$ 。这有效地断开了载波环路,由此在该阶段期间没有任何载波相位校正。在阶段2期间,开关430处于中间位置并且环路使用精简星座载波恢复(RCCR)算法工作。如果以 $|z[k]|^2$ 表示的码元 $z[k]$ 的功率超出阈值 $\xi$ ,则假定 $z[k]$ 是星座的角落码元中的一个并且RCCR是通过将描绘的第二开关432设定在高位而启用的,得到 $e_0[k] = \text{Im}\{z[k]\alpha[\text{sign}(z^*[k])]\}$ 。否则,如果 $|z[k]|^2 \leq \xi$ ,则第

二开关432处于描绘的禁用载波环路的低位。因此,码元中只有一个子集可在在阶段2期间对载波恢复有裨益。可减小阈值 $\xi$ 以使在星座角落附近的区域内包括高更多码元,但所得的相位校正项 $e_0[k]$ 将带有更多噪声。在阶段3期间,开关430处于描绘的最低位置,得到 $e_0[k] = \text{Im}\{z[k]\hat{d}^*[k]\}$ ,其中 $\hat{d}^*[k]$ 是最近相邻的2维切分码元判决 $\hat{d}[k]$ 的复数共轭。在阶段3期间,假设已经过足够的时间以使均衡器抽头已收敛并且载波相位已基本校正,因而经切分的码元判决是可靠的。尤其,关系式 $e_0[k] = \text{Im}\{z[k]\alpha[\text{sign}(z^*[k])]\}$ 和 $e_0[k] = \text{Im}\{z[k]\hat{d}^*[k]\}$ 有效地工作在复平面的单个象限内。这如上所述地导致在恢复的载波相位中 $m\pi/2$ 的模糊性。

[0266] IP滤波器426(见图42)的示例更详细地示出于图35。IP滤波器426允许环路校正相位和频率偏移两者。IP滤波器426的输出被馈送至积分器和复指数LUT模块424,图45更为详细示出。积分器/LUT 424的输入被 $2\pi$ 模加440(图44)至输入的一步延时442版本,从而形成相位误差信号 $\theta[k]$ ,该相位误差信号 $\theta[k]$ 被馈送至查找表(LUT)444,该查找表444输出相位校正因数 $445e^{-j\theta[k]}$ ,其用来校正 $\theta_0$ 和 $f_0$ 两者。LUT 444也提供输出446( $e^{+j\theta[k]}$ ),该输出“不校正”切分器输出 $\hat{d}[k]$ ,以使其可用于导出用于均衡器抽头更新的误差信号。该方法是必要的,因为均衡器工作在包含 $\theta_0$ 和 $f_0$ 两者的 $x[k]$ 上。

[0267] 误差计算器模块和阶段运算概括

[0268] 误差计算器422可根据阶段而采用不同方法来计算 $e[k]$ 。对于阶段1和阶段2, $e[k]$ 通常是使用基于常数模算法(CMA)的进程计算出的:

$$[0269] \quad e[k] = y[k] (|y[k]|^2 - R),$$

[0270] 其中 $R$ 是预定的常数,其表示为:

$$[0271] \quad R = \frac{E\{d[k]^4\}}{E\{d[k]^2\}}, \quad (\text{等式 12})$$

[0272] 其中 $E$ 是期望算子而 $d[k]$ 是码元(见图17)。注意触发以上等式11的抽头更新的该 $e[k]$ 是独立于码元判决和 $x[k]$ 的相位的,并且仅依赖于均衡器输出、均衡器输入以及星座的统计。可以看出,在阶段1和阶段2期间,使用CDMA误差来触发等式11等效于使ISI最小化,即使星座由于载波频率和相位偏移而旋转。

[0273] 因此,在阶段1期间,相位/频率恢复环路是禁用的,并且均衡器使用CMA误差函数使ISI最小化。在已使ISI最小化后,阶段2开始并且环路对于RCCR导通;载波相位/频率恢复仅使用星座的角落码元而开始,如前面结合图43说明的那样。在阶段2结束时,载波相位和频率已充分恢复以使图43的2维切分器436开始输出可靠的码元判决 $\hat{d}[k]$ 。

[0274] 判决引导的(DD)误差可在阶段3使用。DD误差可计算为 $e[k] = e^{j\theta[k]}\hat{d}[k] - y[k]$ 。出于说明目的,在这里假设接收机已确定正发送的是图17的三个星座中的哪一个,因为对于这些星座中的每一个, $R$ 是不同的。另外,RCCR要求知晓星座,尤其是知晓星座的角落码元的功率。

[0275] 具有未知星座的CMA

[0276] 在本文描述的示例中,可发送三个不同QAM星座中的一个,并且上述均衡和相位/频率恢复需要知晓所发送的星座。尽管星座选择在模式码元中编码,然而均衡和相位/频率

恢复领先于帧同步(见图20),此时该信息如上所述地被直接解码(例如参见图18、图20和图41)。结果,在某些实施例中,在均衡器和载波恢复算法本身中确定星座。

[0277] 注意R(如等式12中提供的)是星座依存的。在某些实施例中并继续参见图17,64-QAM的码元的实部和虚部是从集 $\pm\{1, 3, 5, 7\}$ 中选择的,16-QAM的码元的实部和虚部是从集 $\pm\{2, 6\}$ 中选择的,而QPSK码元的实部和虚部是从集 $\pm 4$ 中选择的。根据等式12,R的值将是:

$$[0278] \quad R = \begin{cases} 58 & \text{对于 64-QAM} \\ 52.8 & \text{对于 16-QAM} \\ 32 & \text{对于 QPSK} \end{cases} \quad (\text{等式 13})$$

[0279] 对于图17的三个星座中的任何一个,可以看出,使用CMA误差计算的经缩放值 $\alpha R$ 使均衡器滤波器抽头收敛至由 $\sqrt{\alpha}$ 缩放的同一组值,其中均衡器输出同样被缩放。可以看出,ISI仍然被最小化。在星座未知的一个示例中,R可设定为58而不管所发送的星座为何,ISI在阶段1期间被最小化。对于所述示例,可使用范围32-58中的任何值R。然而,最大值(即58)的选择防止在均衡器输出处的最密集星座(在这里是64-QAM)压缩并减轻了均衡器性能的负担。

[0280] 经缩放的CMA参数R的使用导致由收敛的滤波器抽头的均衡输出的向上缩放,因此均衡器输出的统计值将会是:

$$[0281] \quad E\{|y[k]|^4\}/E\{|y[k]|^2\} = 58,$$

[0282] 假设完美去除了ISI并且不管星座为何。因此,对于QPSK,在阶段1期间,均衡器输出将在ISI已最小化后如下地进行缩放:

$$[0283] \quad y[k] = e^{j2\pi f_0 k T_s + \theta_0} \sqrt{\frac{58}{32}} (\pm 4 \pm j4) = e^{j2\pi f_0 k T_s + \theta_0} (\pm 5.385 \pm j5.385)。$$

[0284] 图45A解说在 $\theta_0 = f_0 = 0$ 的情形下使用QPSK的系统的均衡输出的实部。可以看到,因为值 $R = 58$ ,当均衡器收敛至消除ISI的解时,输出由 $\sqrt{58/32}$ 缩放。图45B解说在 $\theta_0 = f_0 = 0$ 的情形下使用16-QAM的系统的均衡输出的实部。由于 $\sqrt{58/52.8}$ 相对更接近1,因此均衡器输出的实部看上去仅略微被缩放。因此,在均衡器收敛期间,实际缩放是明显的。

[0285] 星座检测方法

[0286] 在某些实施例中,可在进入阶段2前使用分布图方法来确定星座。即使载波相位和频率尚未被恢复,也能确定星座。考虑均衡器输出功率 $\eta[k] = y[k]y^*[k]$ 的分布图,图46A、46B和46C分别示出QPSK星座、16-QAM星座和64-QAM星座。这些分布图表示在均衡器已收敛后的功率,其中 $R = 58$ 。由于均衡器输出的功率独立于相位并且每个星座的分布图是基本不同的,因此可在接收机中从均衡器输出功率分布图确定发送的星座。

[0287] 没有加性或抽头噪声的话,对于QPSK星座来说,每个均衡器输出采样的功率为 $\eta[k] = 58$ 。对于16-QAM星座,均衡器输出的功率的概率质量函数为:

$$[0288] \quad \Pr\{\eta[k] = \xi\} = \begin{cases} 1/4 & \text{对于 } \xi = 8 \cdot 58/52.8, 72 \cdot 58/52.8 \\ 1/2 & \text{对于 } \xi = 40 \cdot 58/52.8 \end{cases} \quad (\text{等式 14})$$

[0289] 同样,对于64-QAM星座,均衡器输出功率的概率质量函数为:

$$[0290] \quad \Pr\{\eta[k] = \xi\} = \begin{cases} 1/16 & \text{对于 } \xi = 2, 18, 98 \\ 1/8 & \text{对于 } \xi = 10, 26, 34, 58, 74 \\ 3/16 & \text{对于 } \xi = 50 \end{cases} \quad (\text{等式 15})$$

[0291] 由于输入信号上的抽头更新噪声和加性噪声 $v'$ ,即使对例如30dB的实质性SNR来说,围绕这些值的分布图中也有一定的扩展。将均衡器输出上的噪声建模为加性且独立于码元,并假设输出没有ISI,那么

$$[0292] \quad |y[k]|^2 = |d[k] + n[k]|^2 = |d[k] + n[k]|^2 = |d[k]|^2 + |n[k]|^2 + 2\text{Re}\{d[k]n^*[k]\} \quad (\text{等式 16})$$

[0293] 在给定码元上调整的方差——其与 $2\text{Re}\{d[k]n^*[k]\}$ 项关联——随着码元功率增加而增加。在分布图中,该现象表示为在给定星座功率周围的扩展,即方差,它随着码元功率增加而增加。在16-QAM情形下,围绕码元 $\pm 2.1 \pm j2.1$ 的星座功率的扩展小于围绕码元 $\pm 6.3 \pm j6.3$ 的星座功率的扩展。

[0294] 某些其它关系可从均衡器输出功率的分布图中观察到:

[0295] QPSK分布图中的区域 $T_1$ 大致分别落在16-QAM分布图的第二和第三区域 $R_2$ 和 $R_3$ 之间。因此,宣告传输哪种码元功率的区域对于QPSK和16-QAM星座是不重叠的。

[0296] QPSK分布图至64-QAM分布图的比较揭示了对于64-QAM的 $\Pr\{\eta[k] \in T_1\} < \Pr\{\eta[k] \notin T_1\}$ 。因此,对于 $\eta[k]$ 与区域 $T_1$ 的比较,更可能的是 $\eta[k]$ 落在该区域之外。

[0297] 在64-QAM中不存在噪声的示例中, $\eta[k]$ 从集 $\{2, 18, 26, 34, 58, 98\}$ 中以概率 $9/16$ 取值。因此,当潜在的星座为64-QAM时,忽略噪声:

$$[0298] \quad \Pr\{(\eta[k] \in R_1) \cup (\eta[k] \in R_2) \cup (\eta[k] \in R_3)\} < 1/2, \quad (\text{等式 17})$$

[0299] 其中 $\cup$ 表示OR(或)。因此,如果所发送的星座为64-QAM并将 $\eta[k]$ 与区域 $R_1$ 、 $R_2$ 和 $R_3$ 比较,则 $\eta[k]$ 非常可能落在这些区域之外。

[0300] 某些实施例采用基于这些观察的算法:

[0301]  $k=0, \lambda_4[-1]=0, \lambda_{16}[-1]=0$

[0302] while  $k \leq N$  do

[0303]  $\eta[k] = y[k]y^*[k];$

[0304] If  $\eta[k] \in T_1$  then

[0305]  $\lambda_4[k] = \lambda_4[k-1] + 1;$

[0306] else

[0307]  $\lambda_4[k] = \max\{\lambda_4[k-1] - 1, 0\};$

[0308] end if

[0309] If  $(\eta[k] \in R_1) \cup (\eta[k] \in R_2) \cup (\eta[k] \in R_3)$  then

[0310]  $\lambda_{16}[k] = \lambda_{16}[k-1] + 1;$

[0311] else

[0312]  $\lambda_{16}[k] = \max\{\lambda_{16}[k-1] - 1, 0\};$

[0313] end if

[0314]  $k = k + 1;$

[0315] end while

[0316] 该算法可在均衡器已收敛之后启动,并且如果均衡器输出功率处于区域 $T_1$ 内,则在第一部分在 $N$ 个均衡器输出采样上使QPSK计数器 $\lambda_4[k]$ 递增。如果均衡器输出功率不处于区域 $T_1$ 内,则将计数器递减。同样,如果 $\eta[k]$ 落在区域 $R_1$ 、 $R_2$ 和 $R_3$ 内,使16-QAM计数器 $\lambda_{16}[k]$ 递增,否则就使其递减。

[0317] 在 $N$ 均衡器输出采样后,可假设分布图已被正确地表示。如果潜在星座为64-QAM,由于更可能功率估计 $\eta[k]$ 将落在QPSK和16-QAM区域外,因此QPSK和16-QAM计数器将相当小。如果所发送的星座为QPSK或16-QAM,则发送星座的计数器将显著更大。因此,

[0318] If  $(\lambda_4[N] < M) \cap (\lambda_{16}[N] < M)$  then

[0319] 64-QAM Constellation Transmitted.

[0320] else

[0321] If  $\lambda_4[N] > \lambda_{16}[N]$

[0322] QPSK Constellation Transmitted.

[0323] else

[0324] 16-QAM Constellation Transmitted.

[0325] end if

[0326] end if

[0327] 阈值 $M$ 可凭经验确定,但它应当相对于 $N$ 较小。该算法是极为强健的,当传输QPSK,16-QAM或64-QAM时,针对低信噪比(SNR)可靠地选择校正星座。在已可靠地确定星座后,可将 $R$ 设定为正确的等式13值并且阶段1可趋向完结。均衡器输出将被适当地缩放并且阶段2可从知晓RCCR所要求的阈值 $\xi$ 开始。

[0328] 现在描述在均衡器进入阶段3之前确定星座的另一种方法。在该方法中,执行阶段1并允许完结在 $R=58$ 。因此,如所述那样,所有三个星座已在均衡器输出处被缩放,这得到如图47的三个星座中所示的 $y[k]$ ,尽管这些星座可能是旋转的。如结合图43描述的那样,阶段2的关键在于,RCCR是在用 $|z[k]|^2$ 表示的码元 $z[k]$ 的功率超出阈值 $\xi$ 的情形下的码元的唯一考量。然后可假设 $z[k]$ 是星座的角落码元中的一个。等效地, $|z[k]| > \sqrt{\xi}$ 可指示角落码元。如图48(A)针对64-QAM星座解说的那样,当星座已知时选择 $\xi$ 的值是相对容易的。图48示出在均衡器输出和载波相位/频率恢复环路模块输入处的所有三个星座。可以看出,对于这些角落点 $|z[k]| = 9.90$ 。例如,由虚线圆484表示的阈值 $\sqrt{\xi} = 9.30$ 确保仅选择角落点。同样, $\sqrt{\xi} = 7.48$ 圆482和 $\sqrt{\xi} = 7.0$ 圆480可分别与16-QAM和QPSK的充裕裕量一起使用。

[0329] 图49示出所有三个星座的右上象限的覆盖图。可以看出,如果 $\sqrt{\xi} = 7.34$ ,则仅落在虚线圆之外的QPSK和16-QAM的角落点可由RCCR利用。然而,如果接收64-QAM,则五个星座点(四个非角落)落在圆之外并将由RCCR利用。由于恢复的相位具有较少噪声,RCCR一般在使用角落星座点的情况下表现最好。然而,即使使用一些附加点,尽管会导致相位噪声的增加,RCCR也将成功地恢复相位。因此,阶段2可一开始工作在 $\sqrt{\xi} = 7.34$ ,这允许在星座对接收机保持未知的同时所有三个星座的充分最初载波恢复。

[0330] 如前面结合图20描述的那样,均衡器2000向2级切分器2018馈送,而2级切分器

2018则依次向帧同步2020馈送。帧同步2020可使用二进制帧同步PN序列的存储版本对传入的经切分的QAM码元的符号执行连续交叉相关操作,如等式10所描述的那样。连续交叉相关操作可独立地对实部和虚部执行。存储版本的每个成员具有-1或+1的值。 $b_R$ 和 $b_I$ 的最大幅值指示FEC数据帧的开始。如今唯一的差别是,对于64-QAM星座,2级切分器2018工作在具有某一附加相位噪声的信号上。然而,该附加的相位噪声对2级切分和接下来基于交叉相关的帧同步具有非常小的负面影响,它在即便存在相位噪声的情况下也是非常强健的。如前所述,星座码字的解码对于相位噪声也是非常强健的。

[0331] 图50解说用于确定星座的这个替代办法的操作,该办法可概括如下:

[0332] (1) 均衡器和相位/频率环路使阶段1完结在 $R=58$ ,然后进入阶段2。

[0333] (2) 与等待阶段3不同,基于相关的帧同步2020在阶段2期间却是接受输入数据,寻找帧同步,并对星座码字进行解码。

[0334] (3) 将确定的星座信息2021送回给均衡器2000和相位/频率环路,该相位/频率环路使用 $R$ 值返回到阶段1,该 $R$ 值适当地对应于已确定的星座。

[0335] (4) 然后如前那样结束阶段1、2和3。

[0336] 将领会,图50和图20描绘的系统之间的初始差别是从帧同步2020至承载星座信息的均衡器/载波恢复2000的附加连接5000。

[0337] 同轴电缆安全链路中的SPOT监视

[0338] 本发明的某些实施例提高了包括前述那些系统的系统和装置的性能,其中基带视频信号可与基带视频信号的数字表征以及与控制信号组合,由此允许在诸如同轴电缆(“同轴”)的单根电缆上进行传输。再次参见图4,本发明的一个实施例提供同轴电缆上安全链路(SLOC)系统。图5示出SLOC系统的一种可能的调制方案。在该示例中,HD摄像机30提供包括经压缩数字HD视频图象的IP输出41以及包含模拟SD CVBS 330的辅助摄像机信号。经压缩的HD视频IP信号332利用SLOC摄像机侧调制解调器49被调制至通带52,SLOC摄像机侧调制解调器49包括QAM调制器(见图21的调制解调器32中的调制器212)。调制器212提供可与基带模拟CVBS信号330组合的经调制信号。经组合的信号在同轴电缆41上“向下游”传输通常可延伸至300米或更长的距离。在监视器侧,SLOC监视器侧调制解调器45将基带CVBS信号330与通带下游IP信号332分离。分离的CVBS信号330被馈送至SD显示器43以供实时、无延时的观看。通带下游IP信号332用QAM解调器(见图22中的解调器222)被解调,该解调器222将信号输出至主机网络交换机44或处理器/DVR(图4中未示出)。

[0339] 在该例中,根据IP协议需求提供上游通信。可额外地使用上游通信334以将音频和摄像机控制信号从监视器侧送至摄像机40。通常来说,上游信号的比特率——并因此所要求的带宽——远低于下游通带信号所要求的比特率和带宽。监视器侧SLOC调制解调器45包括QAM调制器(见图22中的调制器224),该QAM调制器将IP信号调制至上游通带44。如图5所描绘,上游通带54和下游通带52位于不同的频谱位置。在摄像机侧,SLOC调制解调器49包括用于接收上游信号的QAM解调器(见图21的调制解调器中的解调器214)。该办法提供优于现有系统和方法的若干优势,包括增加的工作范围、易于使用现有同轴电缆基础设施部署以及获得低延时、实时的视频。图21和图22的简化示意图示出图4的SLOC摄像机侧调制解调器49和图4的SLOC监视器侧调制解调器45的进一步细节,并在上面已详细描述。

[0340] 图51A示出基于图4所解说系统的SLOC系统,其中经滤波的抽头519被设置在同轴

电缆分段512和514之间以使抽头513和电缆分段512、514作用以将摄像机侧装备连接于监视器侧部件。经滤波的抽头513通常用于将基带CVBS信号5100的至少一部分提取至摄像机侧SD显示器5130。显示器5130可设置在摄像机510附近以供测试、配置和/或局部监控。经滤波的抽头513通常包括低通滤波器,该低通滤波器阻挡可能干扰显示功能5130的诸如经调制的数字、IP和/或控制信号的不想要的信号。抽头513也可包括阻挡调制解调器511和515之间的信号传输的滤波器或开关。例如,测试调制解调器可以是5131,它可通过抽头513连接以实现摄像机侧调制解调器511的故障查找或初始配置,并且显示器侧调制解调器515可被断开连接以避免信号的干扰和/或劣化。如图5所示,SLOC摄像机侧调制解调器511通常除了基带CVBS信号5100外还输出基于信号5102的摄像机产生部分的低通带QAM信号,而SLOC监视器侧调制解调器515输出基于信号5170中的控制信号的高通带QAM信号。可通过抽头513提供一个或多个滤波器以避免在SD显示器5130和/或516上可见的不合需干扰并阻挡IP和控制信号。将领会,一些显示器和监视器缺乏阻挡通带信号中的较高频信号(相对于基带VCBS信号5100)所必需的滤波。

[0341] 图51B示出基于图3所解说系统的SLOC系统,其中在摄像机侧和监视器侧之间的电缆514在摄像机侧被暂时断开,并且SD显示设备或显示器5130已在电缆分段519上直接连接于SLOC摄像机侧调制解调器511。测试调制解调器5131可选地连接以用于测试/配置目的。SD显示设备5130显示基带CVBS信号并提供监视来自摄像机510的摄像机物理位置附近的视频,并且可能要求重构这些连接以利于配置和故障查找。在图51B中,低通带QAM信号5102可能在缺乏高频滤波的SD显示器5130上导致不合需的可视干扰。

[0342] 在图51A和51B所示的示例中,在调制解调器511和515之间可能发生信号的部分或全部断开。信号的部分断开可使QAM信号传输路径保持完整。然而,连接的一些重构导致摄像机侧调制解调器511和监视器侧SLOC调制解调器515之间QAM信令的断开。本发明的某些实施例提供使摄像机侧调制解调器511停止通带QAM传输的机制,当调制解调器511和515之间的连接断开时,仅输出CVBS信号。将领会,用测试调制解调器5131对显示器侧调制解调器的临时替代通常包括一系列,包括:在调制解调器511和515之间断开,建立调制解调器511和5131之间的连接,在调制解调器511和5131之间断开并重新建立调制解调器511和515之间的连接。可使用调制解调器511的各种功能部件来检测QAM信号的断开。因此,SLOC系统的操作详细描述如下。

[0343] SLOC系统的QAM调制器架构

[0344] 如上所述,图19解说提供给通带调制(PB调制)模块1314(见图13)的帧结构1336。图16的格编码增加了比特;每个映射的QAM码元的数据比特数在格编码(如表2所示)之前。图14的315RS分组(521640比特)映射至的QAM码元的数目随着模式选择而变化。对于每帧207和315个分组的RS分组大小,获得整每帧整数个码元,如表3所示。PB调制模块1314随后使用本领域内技术人员已知的任何适宜方法将基带QAM码元调制至通带(参见例如以上结合图24的说明)。

[0345] 如上所述,结合图20,对图21和图22的QAM解调器进行进一步描述。模块2000接收通带信号中传输的数据并将其转换成基带QAM码元。由模块2000执行的操作通常包括码元时钟同步、均衡(以去除码间干扰)和载波恢复,通是使用子模块。相应地,模块2000可包括输出经恢复的基带QAM码元2001的均衡器。基带QAM信号2001被提供给二级切分器2018以在

实轴和虚轴方向作切分,由此形成被提供给帧同步模块2020的序列 $a_R[k] \in [-1, +1]$ 和 $a_I[k] \in [-1, +1]$ 2019。

[0346] 帧同步模块2020通过二进制帧同步PN序列的存储副本在入栈的切分QAM码元2019上分别对实部和虚部执行连续的交叉相关操作。存储副本的每个成员具有值-1或+1。通过等式10给出的这种运算在这里重复:

$$[0347] \quad b_R[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n] a_R[n-k] \text{ 且 } b_I[k] = \sum_{n=0}^{126} s[n] a_I[n-k] \quad \text{等式 10}$$

[0348] 其中s是127个长帧同步PN序列中的存储副本。 $b_R$ 或 $b_I$ 的最大幅值表示FEC数据帧的开始。当在数据流中检测到FEC数据帧始点时,帧同步脉冲或其它同步信号与接收机模块中的一个或多个通信。

[0349] 图52A和52B示出当接收到带噪声信号时能可靠地产生帧同步脉冲的过程元素。图52A示出确定帧长度的过程的一部分。帧长度可根据所选传输模式(表3)而改变。开始于步骤5200的过程随着码元接收而被重复执行,并且码元计数器保持跟踪导致高出预定阈值的值的各次执行之间的码元数。在步骤5201,对每次到达的码元执行交叉相关,并且码元计数器递增,直到在步骤5202确定已超出预定阈值为止。码元计数器对每个码元递增5203,直到超出该阈值为止。当在步骤5202超出该阈值时,则将码元计数器清零5204并执行交叉相关步骤5205,将码元计数器递增5207,并重复接收新的码元5208,直到在步骤5206确定已超出该阈值为止。在步骤5208记录中间码元计数并在步骤5209重置码元计数器。交叉相关步骤5210、使码元计数器递增的步骤5212以及接收新码元的步骤5213重复,直到在步骤5211确定已超出该阈值为止。如果在步骤5214,码元计数器与在步骤5208记录的中间码元计数相同时,则在5215将帧长度返回作为码元计数器的值。将领会,在所述示例中,可在两次连续一致的计数后确定帧长度。然而,可根据需要选择所需的连续相同的计数次数。

[0350] 图52B示出一个过程,籍此帧同步模块2020即使当所接收的信号具有非常大噪声时也产生正确定时的帧同步脉冲。该过程当信号的临时中断发生时或在发射机发送模式改变造成frame\_size(帧大小)相应改变时也提供对新的帧同步位置的获得。自由运行的码元计数器使用模frame\_size算法对接收到的码元计数,其中frame\_size已通过结合图52A描述的步骤确定。预计当等式10交叉相关的结果超出所选阈值时,码元计数器值将总是具有相同的值。当该值一致时,将置信计数器向上递增至所选的最大值,例如最大值16;否则使置信计数器朝向零的最小值递减。

[0351] 因此,一旦在5250接收到码元,就在5251执行交叉相关,如果在5252的结果超出阈值,则在5253将当前最大值置为阈值并将最大点置为码元计数器的当前值。在所描绘的示例中,如果置信计数器被置为至少为4的值(5254)并且当前码元计数指示帧同步点(5255),则在5256输出帧同步信号。接着,码元计数器在5257递增,这里使用模4加。在步骤5277等待下一码元,除非在步骤5270码元计数器被确定为零。如果码元计数器为零,则在5271将当前最大值重置。然后,如果在5272当前最大点等于帧同步点,在5273将置信计数器递增并在步骤5277等待下一码元;否则,在5274递减置信计数器。在目前示出的示例中,如果在步骤5275确定置信已落到2以下,则在步骤5276将帧同步点设定到当前最大点。在任一情形下,在步骤5277等待下一码元。

[0352] 总而言之,根据所述过程,当置信计数器超出预定值(在本例中该值为4)时,帧同

步被确定为已可靠地获得。帧同步模块然后可在正确的时间被清零以提供帧同步脉冲。如果置信计数器超过4,帧同步脉冲将在正确时间——通常对应于帧的开始——被输出,即使噪声偶尔使等式10产生一低值。

[0353] 如果发送模式改变,则置信计数器将最终计数返回至零。这可用来触发确定新帧长度的帧长度再计算(例如使用图52A的过程)。如下面结合载波恢复讨论的那样,在恢复的载波相位中可能存在 $\pi/2$ 的模糊性,这将导致0、 $\pm\pi/2$ 或 $\pi$ 的任意附加的恢复相位偏移。对于帧同步码元,实部和虚部具有相同的符号并且发送星座示出于图39。

[0354] 因此,将领会,对于零相位偏移,最大幅值 $b_R$ 和 $b_I$ 的符号均为正。如表5概括的那样, $-\pi/2$ 偏移将产生负的最大幅值 $b_R$ 和正的最大幅值 $b_I$ ;对于 $\pi$ 的偏移, $b_R$ 和 $b_I$ 两者均为负,而对于 $\pi/2$ 的偏移,最大幅值 $b_R$ 将为正而最大幅值 $b_I$ 将为负。因此,最大幅值 $b_R$ 和 $b_I$ 的各个符号可一起指示最终相位偏移已收敛至复平面中的哪个象限。这允许在相位偏移校正器模块2002(图20)中将附加相位校正施加于信号。最大值 $b_R$ 和 $b_I$ 的符号将从基于相关的帧同步模块2020发送至相位偏移连接器2002。

[0355] 同样参见图40,在图20示例中的相位偏移校正器2002的某些方面的操作能得到更好的理解。LUT 400产生基于最大幅值 $b_R$ 和 $b_I$ 的符号的输出(见表5)。假设 $z[k] = z_R[k] + jz_I[k]$ ,操作142如下地执行:

[0356] 1) 对于 $\phi = +\pi$ 的情形: $z'[k] = -z_R[k] - jz_I[k]$

[0357] 2) 对于 $\phi = +\frac{\pi}{2}$ 的情形: $z'[k] = -z_I[k] + jz_R[k]$

[0358] 3) 对于 $\phi = -\frac{\pi}{2}$ 的情形: $z'[k] = +z_I[k] - jz_R[k]$

[0359] 一旦定位帧同步开始位置并且校正了 $m\pi/2$ 相位偏移,就能知道包含模式比特(星座和格码率)的码字的位置。可通过例如BCH解码器或通过将所有可能的码字相关并选择产生最高结果值的码字来对码字可靠地进行解码。由于该信息被重复发送,因此可通过在接受前要求同一结果多次发生来获得附加的可靠性。图41示出可由帧同步模块2020执行的此种过程的一个示例。

[0360] 继续图20的系统,从帧同步模块2020输出的帧同步信号2021可用来指示在将码元馈送至软去映射器之前要在模块2004中去除哪些码元。在一个示例中,从流中去除127个帧同步码元和8个模式码元,这确保仅将与RS分组对应的码元传递至软去映射器2006。软去映射器2006使用业内已知的算法来计算软比特度量,所述算法包括例如由Akay和Tosato描述的算法。为了正确运算,软去映射器2006必须知道发射机中使用哪种穿孔图案(哪种格码速率)并且还要知道该图案与所接收比特的对准。该信息2021是由帧同步模块2020提供的,该帧同步模块2020解码模式信息并另外提供与穿孔图案对准的重复帧同步信号,不管当前模式为何。这些软比特度量被馈送至维特比解码器2008,该维特比解码器2008以业内已知的方式工作以得出输入至发射机中的PTCM编码器的比特估算。全都通过帧同步信号2010同步的去随机化器2010、字节去交织器2014以及RS解码器2016分别去随机化、去交织并解码字节数据以获得最初进入发射机中的RS编码器的数据。

[0361] 阶段切换

[0362] 某些实施例利用基于均衡器输出处的均方误差的估算的阶段切换。均衡器输出的

均方误差 (MSE) 的准确估算可从通过图42的误差计算器模块422计算出的一系列误差 $e[k]$ 获得。例如,可使用下式获得估算:

$$[0363] \quad \text{MSE}[k] = (1-\beta) e^2[k] + \beta \text{MSE}[k-1], \quad (\text{等式18})$$

[0364] 其中 $\beta < 1$ 是遗忘因数。对 $e[k]$ 求平均的其它方法是已知的并且可使用。等式18产生一结果,该结果可与预定阈值比较并由图42的阶段控制器模块423使用以当 $\text{MSE}[k]$ 落在阈值以下时从阶段1至阶段2切换操作。可将 $\text{MSE}[k]$ 与第二预定阈值比较以当 $\text{MSE}[k]$ 落到第二阈值以下时将操作从阶段2切换至阶段3。

[0365] 检测断开和再连接

[0366] 某些实施例提供用于检测在通信链路的摄像机侧上的断开和再连接事件的系统和方法。再次参见图51A和51B,在正常工作中可能发生调制解调器511和515之间的信号的部分或全部断开。某些断开影响摄像机侧调制解调器511和监视器侧SLOC调制解调器515之间的QAM信令。具体地说,承载由HD摄像机510捕获的图象的信号由调制解调器511编码和/或调制以在电缆514上传输至显示器侧调制解调器515。检测与同轴电缆514关联的断开和再连接事件的多种方法可由摄像机侧SLOC调制解调器511执行。响应于断开或再连接事件,调制解调器511可中止、开始或重新开始下游通带QAM传输。在一些实施例中,从QAM解调器发送至QAM调制器的“同轴连接”信号可用来控制连接相关事件的传输。

[0367] 参见图53,例如摄像机侧QAM调制器530可配置成仅当同轴连接的信号531由摄像机侧QAM解调器532声明时才发送下游通带信号533。摄像机侧QAM解调器532可确定输入信号534的存在,该输入信号534由监视器侧QAM调制器(未示出)使用多种方法传输。通常,当输入信号534的接收被可靠地确认时、当确认星座标识和/或一旦已获得帧同步验证时,由摄像机侧QAM解调器532来声明同轴连接的信号531。

[0368] 检测输入信号534存在的一种方法包括基于自动增益控制 (AGC) 环的方法。在包括QAM解调器的通信接收机中共同发现的AGC用来控制接收机中的不同阶段和点的信号电平。图27中描绘的一个示例,其示出被添加至图24的接收机前端的AGC环路540。在该AGC环路540中,在541确定复数信号的幅值并在542将其从预定基准电平543中减去。通过低通滤波器 (LPF) 544对结果进行滤波以抑制噪声和短期变化。LPF 544提供输出,该输出被馈送至包含加法器545和延时元件546的累加器。累加器输出用作增益控制信号547,该增益控制信号547被馈送回到系统输入549处的增益块548。在一个示例中,增益控制信号547用作增益因数或乘数,用来确定由增益块548提供的增益以使由增益块548提供的增益随着增益控制547增加而在预定界限内增大。当输入549断开(例如同轴电缆断开)时,幅值块541的输出往往非常低。通常,同轴连接的信号531只有在幅值块输出高于预定阈值的情况下才被声明。另外,当输入549断开时,增益控制信号547通常非常高。因此,同轴连接的信号531只有在增益控制信号低于预定阈值的情况下才被声明。AGC环路540可用来监视输入549的连接状态,即使在QAM解调器532中其他地方发现环路。

[0369] 检测输入信号534存在的另一方法基于图43所示的均衡器和载波相位/频率环阶段(另见等式18)。具体地说,当QAM解调器532的QAM调制器阶段控制器434(一开始在阶段1)基于等式18的结果切换至阶段2时,可声明同轴连接的信号531。仅在连接同轴电缆并且QAM解调器532主动从监视器侧QAM调制器接收上游信号时,阶段1至阶段2的过渡发生。同轴电缆任何后来的断开将造成信号损失、由等式18计算出的MSE的增大,并会导致至阶段1的反

复。当QAM解调器532处于阶段1时,可将同轴连接的信号531重置或以其它方式解除声明。在一些实施例中,可能在声明同轴连接的信号531之前要求摄像机侧QAM解调器532已到达阶段3。

[0370] 另一种检测输入信号534存在的方法是基于结合图52B讨论的解调器帧同步置信计数器。具体地说,仅当置信计数器寄存一大于预定阈值的值时,同轴连接的信号531才可由摄像机侧QAM解调器532声明。在一个示例中,阈值可以是4。因此,仅当连接同轴电缆且监视器侧调制解调器正在将SLOC帧发送至摄像机时,同轴连接的信号531才被声明。即使没有接收到码元,如果帧同步过程继续自由进行,则断开会使置信计数器反向计数并最终使其低于4,且解除对同轴连接信号531的声明。

[0371] 检测输入信号534存在的另一方法是基于较高层协议。再次参见图51A,HD摄像机30与监视器侧主机系统38将使用连网协议进行通信。出于该讨论目的,普遍存在的网际协议(IP)将用作连网协议的一个示例。IP的一些模式是固有双向的并导致向上游和下游两者发送数据。如果电缆断开,HD摄像机30和/或调制解调器32中的网络控制器或处理器发现没有返回的IP分组正从监视器侧到达并能通知摄像机侧SLOC调制解调器32停止通带传输。在一个示例中,这些通知可包括通过例如图53所示的MII接口536将专门预定的数据分组从HD摄像机30传输至调制解调器32。

[0372] 本发明某些方面的附加说明

[0373] 本发明的上述说明意在是解说性而非限定性的。例如,本领域内技术人员将领会,本发明可通过上述功能和能力的各种组合来实现,并可包括比上述更少或更多的部件。下面阐述本发明的某些附加方面和特征,并且这些附加方面和特征可使用以上更详细描述的功能和部件来获得,如本领域内技术人员在受到本公开教示后所能领会的那样。

[0374] 本发明的某些实施例提供与摄像机关联的系统和方法。这些实施例中的一些包括:处理器,该处理器从图像传感器接收图像信号并产生表征图像信号的多个视频信号;以及编码器,该编码器将基带视频信号和数字视频信号组合成在电缆上传输的输出信号。在这些实施例中的一些中,视频信号包括基带视频信号和数字视频信号。在这些实施例中的一些中,经组合的基带和数字视频信号是基本等时的。在这些实施例中的一些中,摄像机是闭路高清电视摄像机。在这些实施例中的一些中,基带视频信号包括标清模拟视频信号。在这些实施例中的一些中,数字视频信号在与基带视频信号组合前被调制。在这些实施例中的一些中,数字视频信号包括经压缩的数字视频。在这些实施例中的一些中,数字视频信号是高清数字视频信号。在这些实施例中的一些中,数字视频信号的帧速率低于图像信号的帧速率。在这些实施例中的一些中,经调制的数字信号被提供给视频录制器。

[0375] 这些实施例中的一些包括配置成对从电缆接收的上游信号进行解调的解码器。在这些实施例中的一些中,经解调的上游信号包括控制信号。在这些实施例中的一些中,控制信号包括控制摄像机的位置和朝向的信号。在这些实施例中的一些中,控制信号包括通过处理器控制基带视频信号和数字视频信号产生的信号。在这些实施例中的一些中,控制信号包括选择图像信号的一部分作为基带视频信号编码的信号。在这些实施例中的一些中,控制信号包括选择图像信号的一部分作为数字视频信号编码的信号。在这些实施例中的一些中,经解调的上游信号包括用于驱动摄像机的音频输出的音频信号。

[0376] 本发明的某些实施例提供传输视频图像的系统和方法。这些实施例中的一些包

括:对从高清晰度成像设备接收的视频信号作频分复用以获得经调制的数字信号;通过将经调制的数字信号与表征视频信号的基带模拟信号组合来产生输出信号;并同时输出信号传输至显示系统和数字视频捕获和/或存储设备。在这些实施例中的一一些中,显示系统显示从视频信号的基带模拟表征导出的图像。在这些实施例中的一一些中,数字视频存储使用数字视频录制器录制从经调制数字信号提取的一系列高清帧。

[0377] 这些实施例中的一一些包括压缩视频信号。在这些实施例中的一一些中,频分复用数字视频信号的步骤包括在调制前压缩视频信号。在这些实施例中的一一些中,发送输出信号包括将输出信号提供给同轴电缆。这些实施例中的一一些包括解调从同轴电缆接收的输入信号以获得控制信号。这些实施例中的一一些包括通过将一部分视频信号编码在复合视频信号中而产生基带模拟信号。这些实施例中的一一些包括使用控制信号选择拟被编码在复合视频信号中的那部分视频信号。这些实施例中的一一些包括使用控制信号控制摄像机的位置。在这些实施例中的一一些中,解调输入信号包括从输入信号提取音频信号。

[0378] 本发明的某些实施例提供运作摄像机的系统和方法。这些实施例中的一一些包括:处理器,该处理器从图像传感器接收图像信号并产生多个视频信号;控制逻辑,该控制逻辑配置成对由摄像机接收的控制信号作出响应;以及调制器,该调制器配置成调制数字视频信号作为经调制的信号。在这些实施例中的一一些中,多个视频信号包括基带视频信号和数字视频信号。在这些实施例中的一一些中,多个视频信号中的每一个表征摄像机视域中的至少一部分。在这些实施例中的一一些中,控制信号控制基带和数字视频信号的内容。在这些实施例中的一一些中,经调制信号和基带视频信号通过摄像机同时传输。

[0379] 在这些实施例中的一一些中,基带和数字视频信号是基本等时的。这些实施例中的一一些包括编码器,该编码器将基带视频信号和经调制信号组合在电缆上传输的输出信号。在这些实施例中的一一些中,控制信号作为无线信号被接收。在这些实施例中的一一些中,经调制的信号被无线地传输。在这些实施例中的一一些中,数字视频信号是高清数字视频信号。在这些实施例中的一一些中,数字视频信号包括经压缩的数字视频。在这些实施例中的一一些中,控制信号移动由视频信号中的一个表征的视域部分。

[0380] 本发明的某些实施例提供用于数字信号和基带模拟信号的均衡器,所述数字信号和基带模拟信号由频率分隔并由电缆承载。这些实施例中的一一些包括从接收机侧接收的数字信号中去除失真的数字均衡器。这些实施例中的一一些包括补偿由电缆造成的模拟信号衰减的模拟均衡器。在这些实施例中的一一些中,模拟均衡器应用一组基带模拟滤波器中的一个以补偿衰减。在这些实施例中的一一些中,所应用的基带模拟滤波器是基于由数字均衡器计算出的在不同频率下的衰减差的估算来选择的。

[0381] 在这些实施例中的一一些中,数字信号和模拟信号在体现为摄像机的发射机和接收机之间传输,其中接收机将作为模拟信号表征的均衡信号提供给监视器。在这些实施例中的一一些中,电缆包括同轴电缆。在这些实施例中的一一些中,失真随着电缆长度而增加。在这些实施例中的一一些中,失真包括多径失真。在这些实施例中的一一些中,衰减的估算是从具有歪斜大致呈线性的功率谱密度的频段中计算出的。在这些实施例中的一一些中,歪斜是使用对多个滤波器抽头的快速傅立叶变换来计算的。在这些实施例中的一一些中,选择频段内的频隙以允许使用求和来计算数字均衡器的滤波器的频率响应:

$$\begin{aligned}
 [0382] \quad G_R[k_1] &= \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n] + \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+1] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+2] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+3] \\
 G_I[k_1] &= \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+1] - \sum_{n=0}^{N/4-1} g_I[4n+2] + \sum_{n=0}^{N/4-1} g_R[4n+3],
 \end{aligned}$$

其中G[k]是时域收

敛的均衡器滤波器抽头的离散傅立叶变换,而 $k_1$ 对应于DFT的特定频隙。在这些实施例中的一些中,数字信号包括由摄像机捕获的视频图像的高清表征,而模拟信号包括视频图像的标清表征。

[0383] 本发明的某些实施例提供使同样承载通过频率与模拟信号分离的数字信号的电缆中的模拟信号均衡的方法。在这些实施例中的一些中,该方法由调制解调器置信,该调制解调器接收模拟和数字信号并输出基带视频信号。这些实施例中的一些包括计算数字信号中的歪斜。在这些实施例中的一些中,歪斜表征以归因于电缆的频率为函数的衰减。这些实施例中的一些包括基于计算出的歪斜来使数字信号均衡。这些实施例中的一些包括使用计算出的歪斜来配置模拟均衡器以选择一组基带模拟滤波器中的一个。这些实施例中的一些包括使用所选择的基带模拟滤波器来均衡模拟信号。

[0384] 在这些实施例中的一些中,模拟信号包括基带视频信号而数字信号包括基带视频信号的高清版本。在这些实施例中的一些中,电缆包括同轴电缆,并且其中歪斜随着电缆长度而变化。在这些实施例中的一些中,歪斜源自多径失真。在这些实施例中的一些中,计算歪斜包括估算在具有歪斜大致呈线性的功率谱密度的频段中的衰减。在这些实施例中的一些中,估算衰减包括使用针对多个滤波器抽头的快速傅立叶变换。在这些实施例中的一些中,估算衰减包括选择频段中的几个频隙。在这些实施例中的一些中,所选择的频隙使计算歪斜的步骤的效率优化。

[0385] 本发明的某些实施例提供使用新颖组帧结构的数字通信系统。这些实施例中的一些包括交织数据帧的卷积字节交织器,其中该交织器是与帧结构同步的。这些实施例中的一些包括配置成从经交织的数据帧产生随机化的数据帧的随机化器。这些实施例中的一些包括工作在可选码速率下的穿孔格码调制器,所述穿孔格码调制器从经随机化的数据帧中产生经格编码的数据帧。这些实施例中的一些包括QAM映射器,该QAM映射器将格编码的数据帧中的多组比特映射至调制码元,由此提供经映射的帧。这些实施例中的一些包括将同步分组添加至经映射帧的同步器。

[0386] 在这些实施例中的一些中,穿孔格码调制器被旁路以获得基于测得的系统白噪声性能的最优化净比特率。在这些实施例中的一些中,将相同的同步分组添加至一系列后继映射帧中的每一个。在这些实施例中的一些中,将相同的同步分组添加至每个经映射的帧。在这些实施例中的一些中,一部分同步分组包括127个码元。在这些实施例中的一些中,一部分同步分组包括针对调制码元的实部和虚部的不同二进制序列。在这些实施例中的一些中,一部分同步分组包括针对调制码元的实部和虚部的相同二进制序列。在这些实施例中的一些中,同步分组包括指示经映射帧的传输模式的数据。在这些实施例中的一些中,传输模式的指示包括所选的QAM星座和所选的格码速率。在这些实施例中的一些中,系统为每个数据帧产生恒定整数个Reed-Solomon分组而不管传输模式为何。在这些实施例中的一些中,系统为每个数据帧产生可变整数个调制码元而不管传输模式为何。在这些实施例中的一些中,系统对每个数据帧产生整数个穿孔图案周期而不管传输模式为何。

[0387] 本发明的某些实施例提供可变净比特率数字通信系统的组帧方法。这些实施例中

的一些包括提供一组不同的正交调幅 (QAM) 星座。这些实施例中的一些包括使用穿孔的格码组合来产生数据分组的帧, 每种组合对应于相关联的模式。这些实施例中的一些包括提供具有可变整数个 QAM 码元的帧。在这些实施例中的一些中, QAM 码元数对应于所选的模式。在这些实施例中的一些中, 每帧相关联的字节和 Reed-Solomon 分组数目是恒定的。在这些实施例中的一些中, 使用穿孔格码组合产生数据分组的帧包括对每个数据帧产生整数个穿孔图案周期, 不管相关联的模式为何。在这些实施例中的一些中, 每个 QAM 码元的数据比特数目对于一种或多种模式是分数。在这些实施例中的一些中, 对于所有模式, 每帧的格编码器穿孔图案周期的数目是一整数。

[0388] 本发明的某些实施例提供校正相位偏移的系统。这些实施例中的一些包括相位偏移校正器, 该相位偏移校正器接收表征经正交调幅的信号的经均衡信号并从经均衡信号导出相位校正的信号。这些实施例中的一些包括将经均衡信号切分以获得实数和虚数序列的二级切分器。这些实施例中的一些包括帧同步器, 该帧同步器执行将实数和虚数序列与所存储的帧同步伪随机序列的相应部分的相关。这些实施例中的一些包括由帧同步器提供给相位偏移校正器的相位校正信号。在这些实施例中的一些中, 相位校正信号基于相关的最大实数和虚数值。在这些实施例中的一些中, 帧同步器对传入的经切分的正交调幅码元执行连续的交叉相关。

[0389] 在这些实施例中的一些中, 连续交叉相关是使用二进制帧同步伪随机噪声序列的存储副本分别针对实数和虚数序列进行的。在这些实施例中的一些中, 经正交调幅的信号是使用穿孔格码调制的。在这些实施例中的一些中, 经正交调幅的信号是使用正交相移键控调制来调制的。在这些实施例中的一些中, 经正交调幅 (QAM) 的信号是使用 16-QAM 调制的。在这些实施例中的一些中, 经正交调幅 (QAM) 的信号是使用 64-QAM 调制的。在这些实施例中的一些中, 经正交振幅调制的信号的帧同步码元具有相同的符号, 而相关的最大实数和虚数值的符号指示经均衡信号的相位旋转。在这些实施例中的一些中, 由帧同步器提供的相位校正信号包括相关的最大实数和虚数值的符号。在这些实施例中的一些中, 相位偏移校正器通过索引具有相关的最大实数和虚数值的符号的查找表来导出经相位校正信号, 从而确定相位校正值。

[0390] 本发明的某些实施例提供校正接收机中经正交调幅的信号中的载波相位偏移的方法。这些实施例中的一些包括对信号进行均衡。这些实施例中的一些包括切分经均衡的信号, 由此从经均衡的信号获得实数和虚数序列。这些实施例中的一些包括识别实数和虚数序列中的帧同步序列。在这些实施例中的一些中, 识别帧同步序列包括将所存储的伪随机序列与实数和虚数序列相关。在这些实施例中的一些中, 识别帧同步序列包括从与实数和虚数序列相关联的最大相关值确定帧的开始。这些实施例中的一些包括基于最大校正值校正经均衡信号中的相位误差。

[0391] 在这些实施例中的一些中, 相关步骤包括使用二进制帧同步伪随机噪声序列的存储版本对一连串经切分的正交调幅码元执行连续交叉相关。在这些实施例中的一些中, 相关步骤包括分别用实数和虚数序列对帧同步序列的存储版本执行连续交叉相关。在这些实施例中的一些中, 帧同步序列的帧同步码元具有相同的符号。在这些实施例中的一些中, 校正相位误差包括基于最大相关值的符号确定经均衡信号中的相位旋转。在这些实施例中的一些中, 校正经均衡信号中的相位误差包括用实数和虚数最大相关值的符号来索引查找

表。

[0392] 本发明的某些实施例提供用于校正正交调幅信号中的载波相位偏移的方法。在这些实施例中的一些中,这些方法可实现在包含一个或多个配置成执行指令的处理器系统中。这些实施例中的一些包括在一个或多个处理器上执行配置成使信号均衡的指令。这些实施例中的一些包括在一个或多个处理器上执行配置成切分经均衡信号由此从经均衡信号获得实数和虚数序列的指令。这些实施例中的一些包括在一个或多个处理器上执行配置成识别实数和虚数序列中的帧同步序列的指令。在这些实施例中的一些中,识别帧同步序列包括分别用实数和虚数序列对帧同步序列的存储版本执行连续的交叉相关。在这些实施例中的一些中,识别帧同步序列包括从与实数和虚数序列相关联的最大相关值确定帧的开始。这些实施例中的一些包括在一个或多个处理器上执行配置成基于最大相关值校正经均衡信号中的相位误差的指令。在这些实施例中的一些中,帧同步序列的帧同步码元具有相同的符号。在这些实施例中的一些中,校正相位误差包括基于最大相关值的符号确定经均衡信号中的相位旋转。

[0393] 本发明的某些实施例提供识别码元的星座的方法。在这些实施例中的一些中,该方法是通过多模正交调幅的通信系统的一个或多个处理器执行的。这些实施例中的一些包括执行使一个或多个处理器表征信号中的功率分布的指令。在这些实施例中的一些中,功率分布统计地跟踪信号中检测到的功率电平的发生。这些实施例中的一些包括执行使一个或多个处理器确定功率分布中的功率电平的一个或多个峰值出现的指令。这些实施例中的一些包括执行使一个或多个处理器基于峰值出现的分布确定星座的指令。

[0394] 在这些实施例中的一些中,一个或多个处理器也基于一个或多个峰值出现的扩展来确定星座。在这些实施例中的一些中,信号是经均衡信号并且所述一个或多个处理器通过检查功率分布的分布图中的多个区段来确定星座。在这些实施例中的一些中,每个区段对应于与多个星座候选者中的一个但非全部星座候选者相关联的功率电平范围。在这些实施例中的一些中,多个星座候选者包括正交相位键控星座和正交调幅(QAM)星座。在这些实施例中的一些中,多个星座候选者包括16-QAM和64-QAM星座。在这些实施例中的一些中,多个星座候选者包括256-QAM星座。

[0395] 这些实施例中的一些包括执行使一个或多个处理器通过执行一连续星座判定中的每个判定的步骤来建立所识别星座的可靠性的指令。在这些实施例中的一些中,这些步骤包括当随后的判定确认星座的身份时使计数器递增。在这些实施例中的一些中,这些步骤包括当随后的判定识别不同星座时使计数器递减。在这些实施例中的一些中,这些步骤包括基于计数器的值提供可靠性的测量。在这些实施例中的一些中,当计数器超出一阈值时,星座被识别。在这些实施例中的一些中,为多个星座候选者中的每一个提供一计数器,并且当其相应的计数器超出一阈值时识别该星座。在这些实施例中的一些中,功率电平的峰值出现对应于星座的角落码元。在这些实施例中的一些中,在均衡信号前识别星座。

[0396] 本发明的某些实施例提供用于识别多模正交调幅的通信系统中的码元的星座的方法。在这些实施例中的一些中,这些方法是通过通信系统的调制解调器中的处理器执行的。这些实施例中的一些包括执行使处理器响应于检测到在调制解调器处接收的数据帧的开始而从数据帧提取模式信息的指令。这些实施例中的一些包括执行使处理器通过从多个潜在星座码中选择最近似匹配模式比特中的相应码的码而确定当前星座的指令。这些实施

例中的一些包括如果当前星座与之前确定的星座匹配则执行使处理器增加与之前识别的星座相关联的置信度量的指令。这些实施例中的一一些包括执行如果当前星座与之前识别的星座不同则执行使处理器减少置信量度并将当前星座记录为之前识别星座的指令。这些实施例中的一一些包括重复执行使处理器提取模式信息、选择当前星座并针对后继的数据帧调整置信度量直到置信量度超出预定阈值为止的步骤。在这些实施例中的一一些中,当置信度量超出预定的阈值时,星座被识别。

[0397] 在这些实施例中的一一些中,选择星座码包括使处理器执行多个潜在星座码中的每一个与相应码比特的交叉关联。在这些实施例中的一一些中,在未均衡信号中识别星座,该未均衡信号承载该数据帧和后继的数据帧。在这些实施例中的一一些中,在处理器从信号恢复载波的同时,星座被识别。这些实施例中的一一些包括执行使处理器使用恒定模算法(CMA)来计算误差信号以使均衡器滤波器抽头收敛从而允许信号均衡的指令。在这些实施例中的一一些中,使用经缩放的CMA参数来计算误差信号以改善均衡性能。在这些实施例中的一一些中,执行信号的均衡包括分析经均衡信号的功率的分布图。在这些实施例中的一一些中,分析分布图包括使用概率质量函数。在这些实施例中的一一些中,执行信号均衡包括执行使处理器计算与经均衡信号中的多个码元向关联的功率的指令。在这些实施例中的一一些中,执行信号均衡包括执行使处理器通过使用阈值功率电平来识别星座的角落码元的指令。在这些实施例中的一一些中,阈值功率电平指示星座的身份。

[0398] 本发明的某些实施例提供用于传输视频信号的系统,该系统包括摄像机侧调制解调器,该摄像机侧调制解调器配置成从视频摄像机接收两个信号,每个信号表征由摄像机捕获的图像序列,该摄像机侧调制解调器进一步配置成将两个信号中的一路个号作为复合基带视频信号传输并将另一个信号作为与基带信号不重叠的通带视频信号调制和传输。在这些实施例中的一一些中,摄像机侧调制解调器包括组合基带和通带视频信号以提供传输信号的混合器。在这些实施例中的一一些中,摄像机侧调制解调器包括配置成在传输线路上发送传输信号并从传输线路提取所接收的通带信号的双工器。在这些实施例中的一一些中,摄像机侧调制解调器包括监视摄像机侧调制解调器并当接收的通带信号被识别时产生启用信号的检测器。在这些实施例中的一一些中,启用信号控制基带视频信号和通带视频信号中的至少一个的传输。

[0399] 在这些实施例中的一一些中,通带视频信号仅当产生启用信号时才被传输。在这些实施例中的一一些中,所接收的通带信号被正交调幅。在这些实施例中的一一些中,检测器监视正交振幅解调器中的均方误差的估算,并当该估算超出阈值时产生启用信号。在这些实施例中的一一些中,检测器监视星座检测器。在这些实施例中的一一些中,启用信号是基于由星座检测器提供的可靠性测量来产生的。在这些实施例中的一一些中,可靠性测量基于帧同步序列。在这些实施例中的一一些中,检测器监视均衡器中的均方误差的估值。在这些实施例中的一一些中,当估值超出阈值时,产生启用信号。在这些实施例中的一一些中,检测器监视摄像机侧调制解调器的自动增益控制模块中的增益因数。在这些实施例中的一一些中,当增益因数具有小于阈值的值时,产生启用信号。在这些实施例中的一一些中,检测器监视所接收的通带信号的幅值。在这些实施例中的一一些中,当幅值具有超出阈值的值时,产生启用信号。在这些实施例中的一一些中,所接收的通带信号包括根据网际协议编码的数据。

[0400] 本发明的某些实施例提供用于控制安全系统中的信令的方法。这些实施例中的一

些包括在上游调制解调器处确定同轴电缆上传输的复合信号中上游QAM信号的存在。这些实施例中的一些包括当确定上游QAM信号存在时使上游调制解调器在同轴电缆上发送复合基带视频信号和通带视频信号。在这些实施例中的一些中,复合基带视频信号和通带视频信号是由视频摄像机捕获的一序列图像的并行表征。这些实施例中的一些包括当确定上游QAM信号不存在时使上游调制解调器在同轴电缆上发送复合基带视频信号并阻止通带视频信号的传输。

[0401] 在这些实施例中的一些中,当自动增益控制信号中的增益值超出阈值时,上游QAM信号被确定为存在。在这些实施例中的一些中,当上游QAM信号的幅值测量小于阈值时,上游QAM信号被确定为存在。在这些实施例中的一些中,当均衡器中的均方误差的估算超出阈值时,上游QAM信号被确定为不存在。在这些实施例中的一些中,当在上游QAM信号中识别网际协议数据分组时,上游QAM信号被确定为不存在。

[0402] 本发明的某些实施例提供用于传输视频信号的自动重构系统。这些实施例中的一些包括配置成从视频摄像机接收两个信号的上游调制解调器。在这些实施例中的一些中,每个信号表征由摄像机捕获的图像序列。在这些实施例中的一些中,上游调制解调器配置成将两个信号中的一个信号作为复合基带视频信号传输并将另一个信号作为与基带信号不重叠的通带视频信号调制和发送。这些实施例中的一些包括下游调制解调器,该下游调制解调器配置成从上游调制解调器接收复合基带视频信号和通带视频信号并进一步配置成将上游通带信号传输至上游调制解调器。在这些实施例中的一些中,当检测到上游通带信号的劣化时,上游调制解调器中止两个信号中的至少一个信号的传输。

[0403] 尽管已参照特定示例性实施例对本发明进行了描述,然而很显然,对本领域普通技术人员而言,可对这些实施例作出各种修改和变化而不脱离本发明较宽的精神和范围。例如,已经描述了提供经压缩的数字HD视频以及基带模拟视频信号的系统。本发明的其它实施例提供同时的标清数字和模拟馈送。其它实施例在提供全帧速率数字HD视频连同基带模拟视频。因此,本说明书和附图被认为是解说性而非限制性意义。

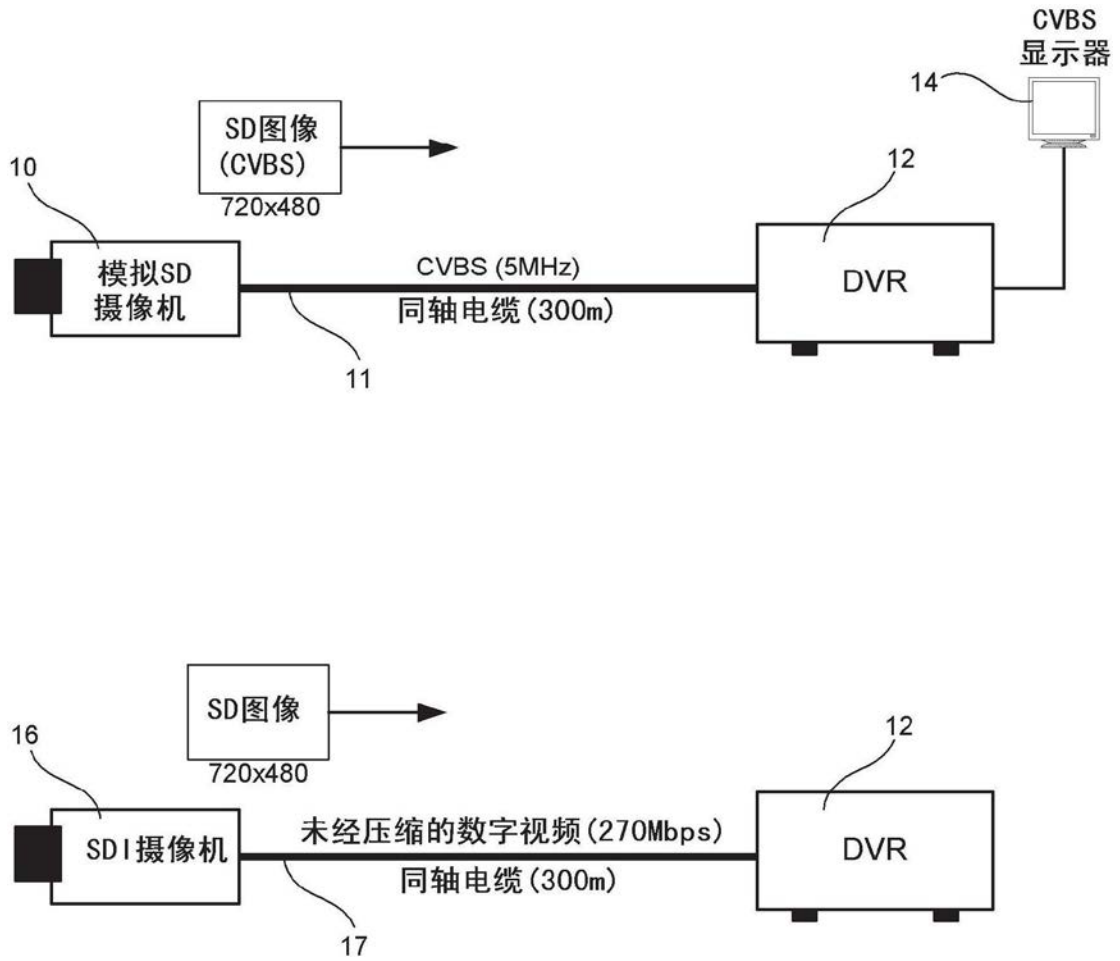


图1

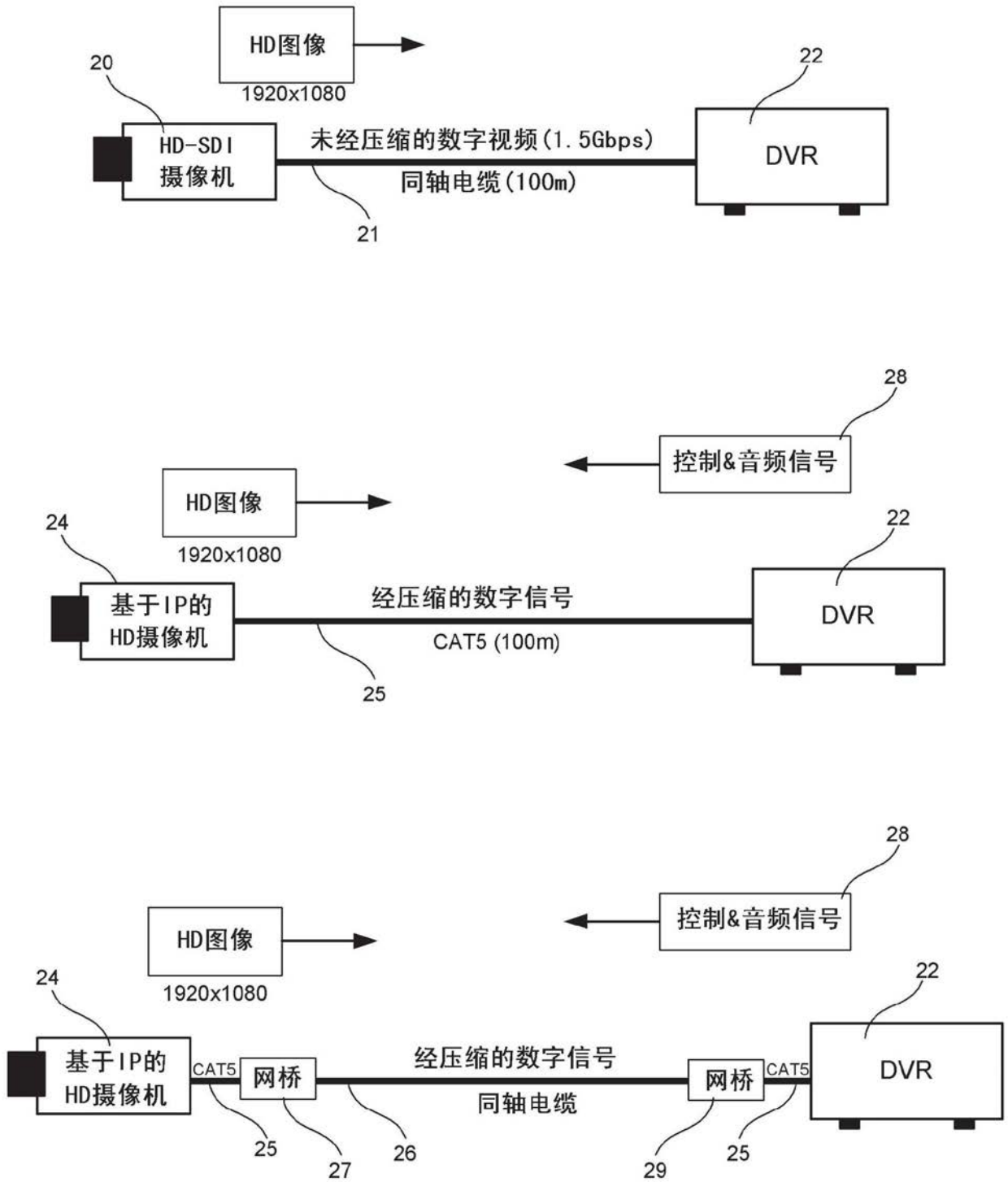


图2

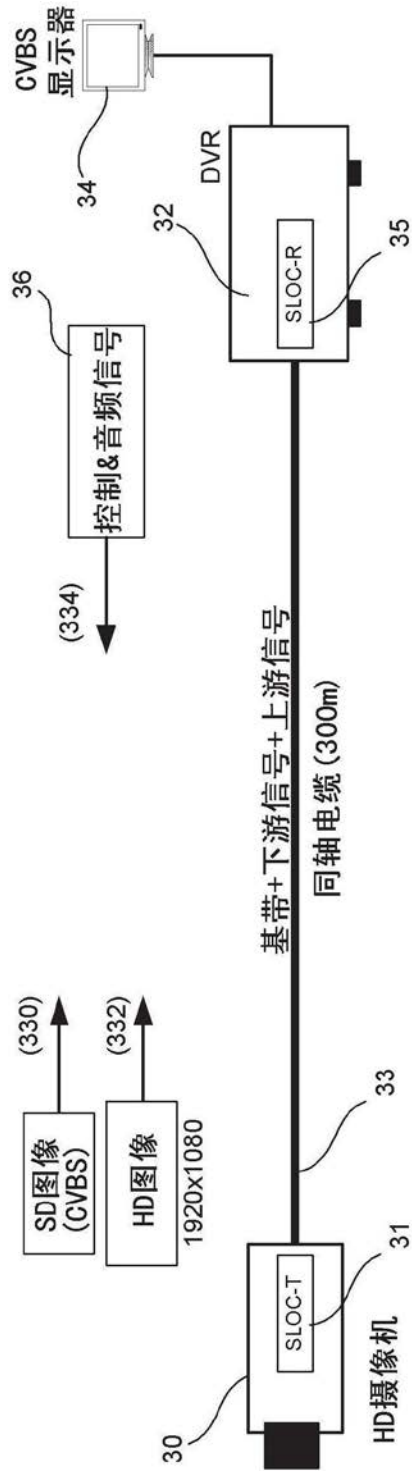


图3

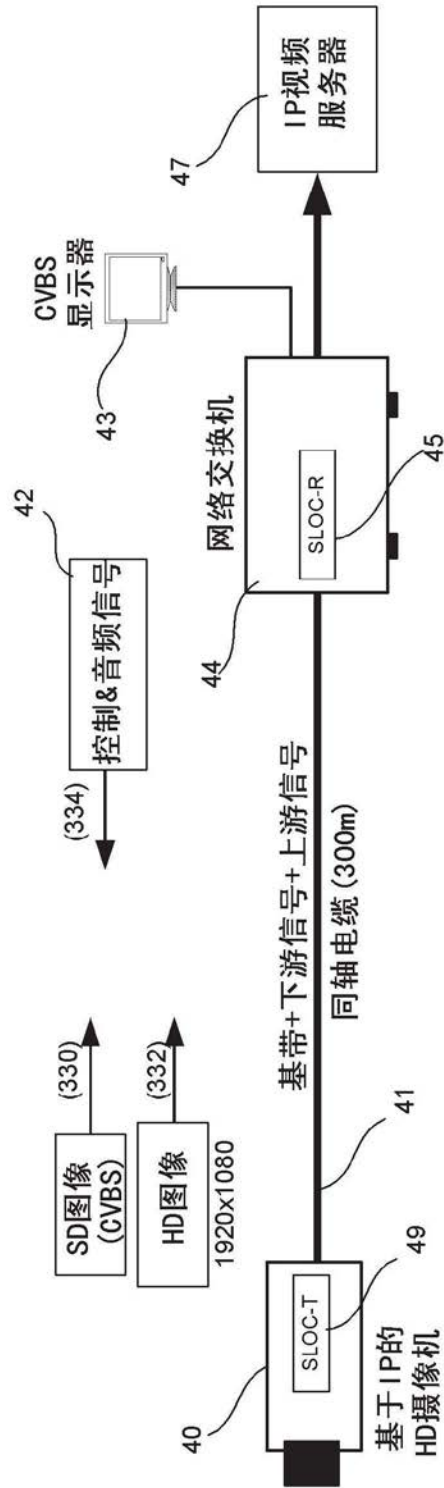


图4

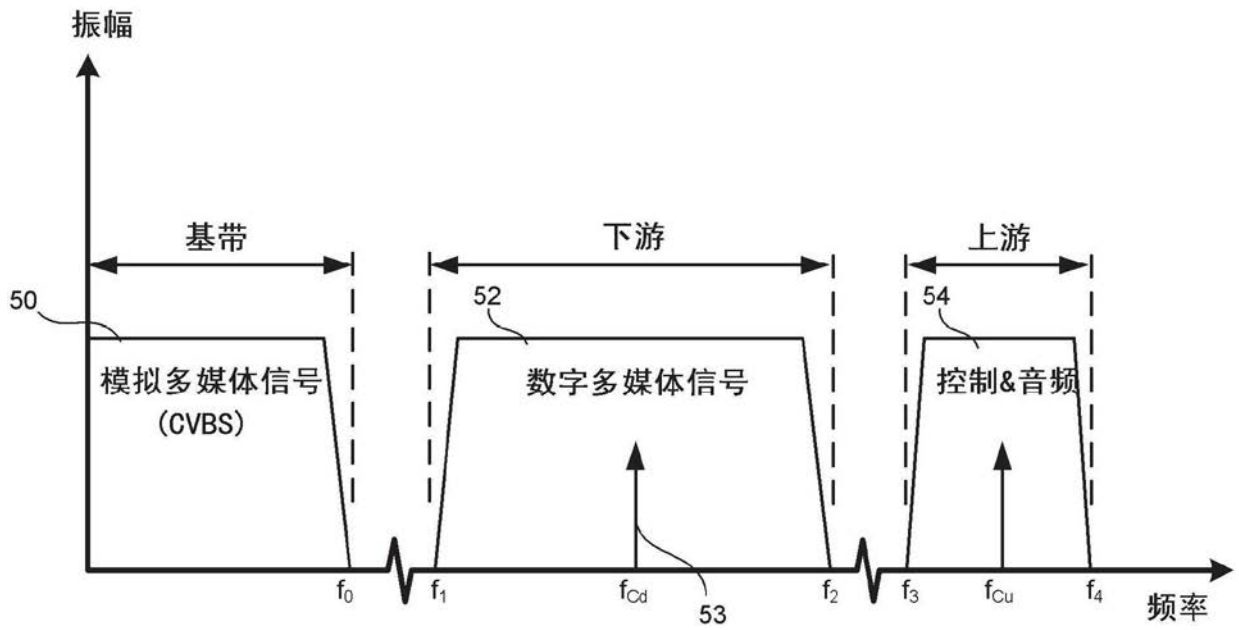


图5

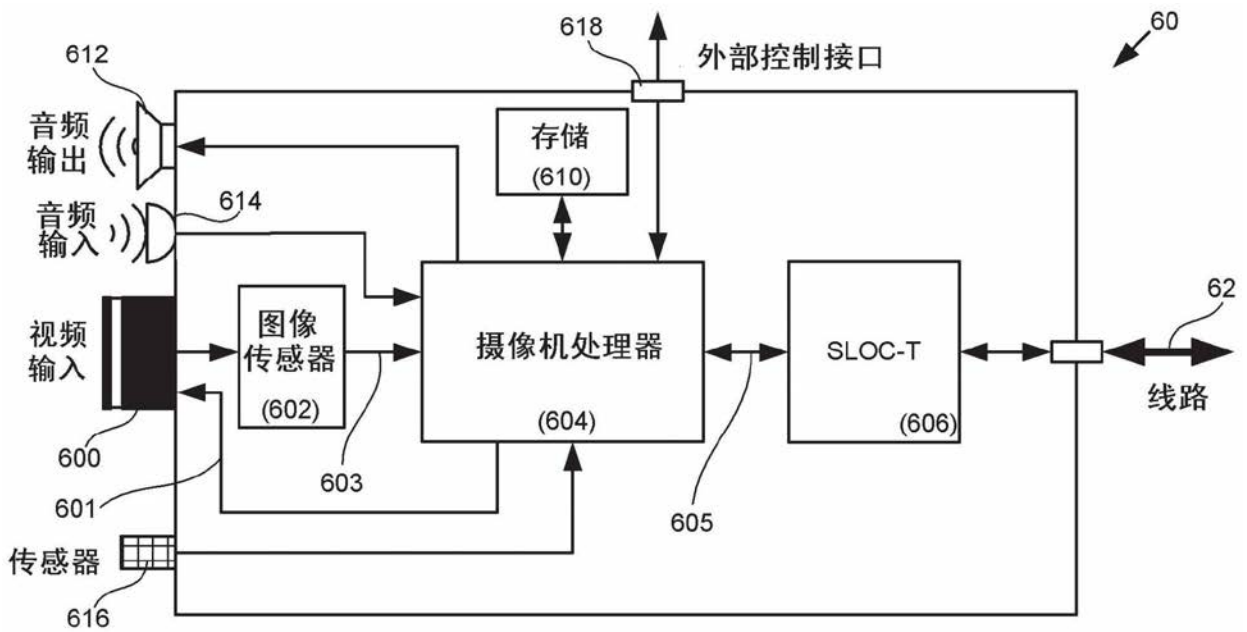


图6

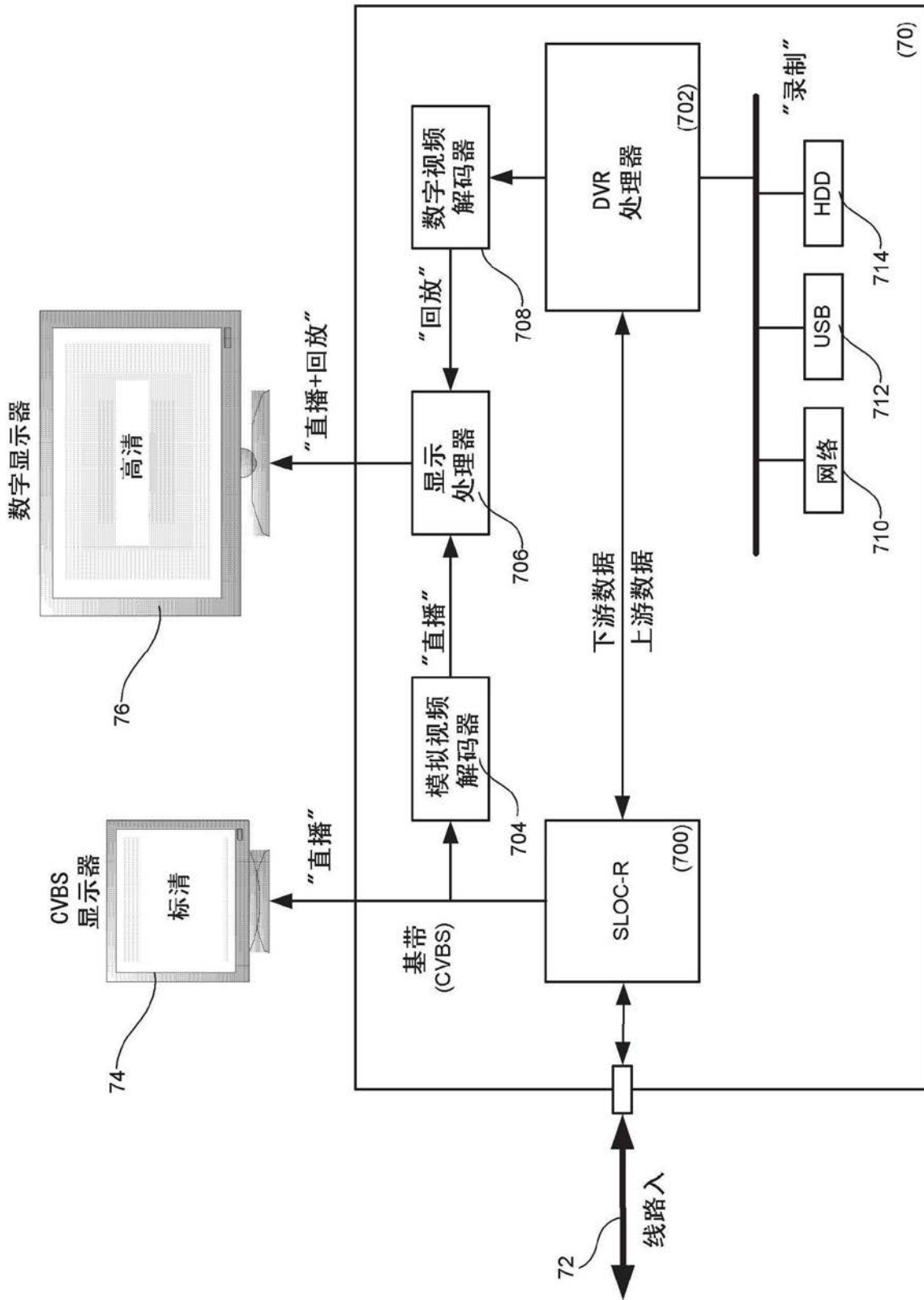


图7

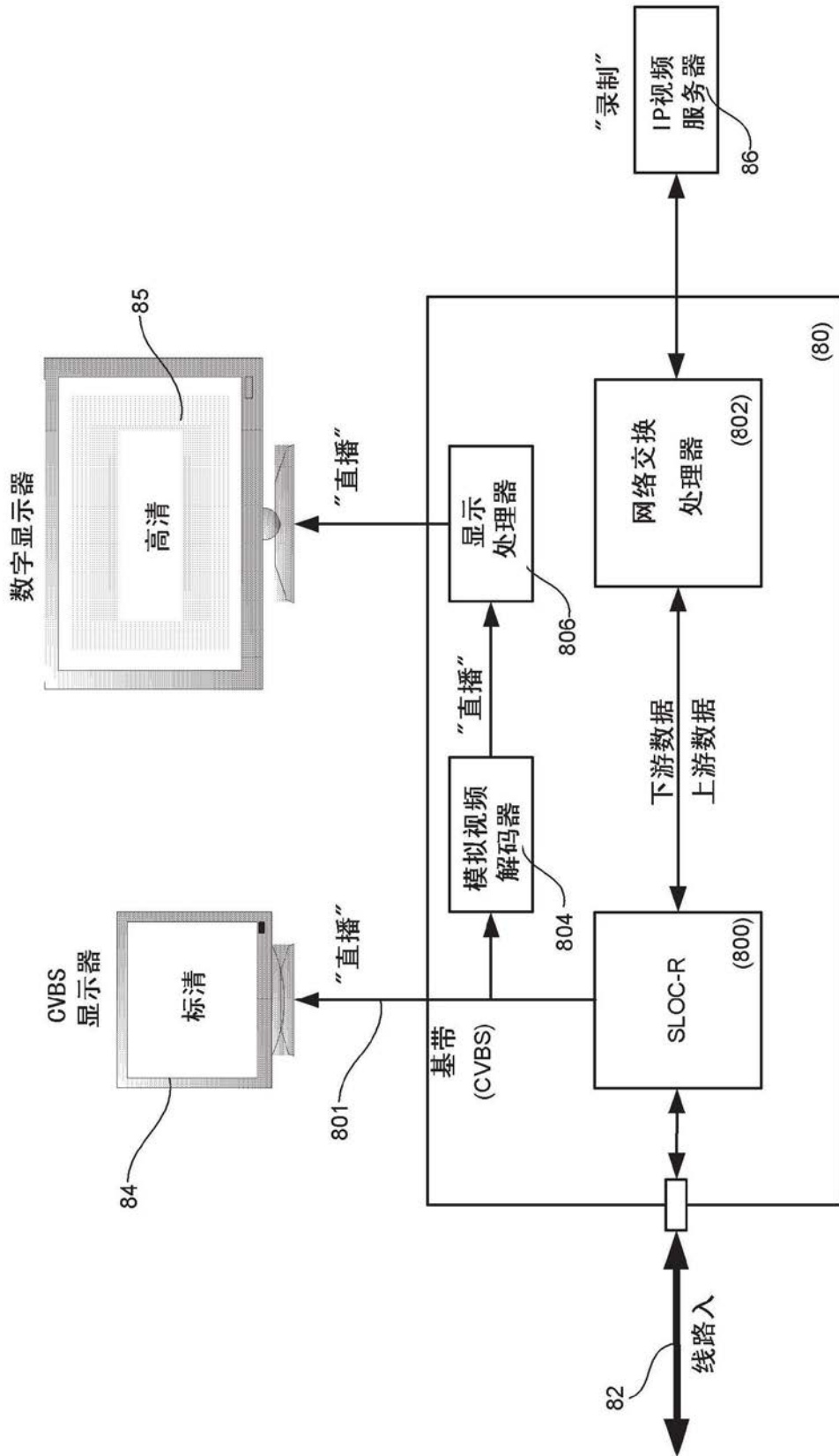


图8

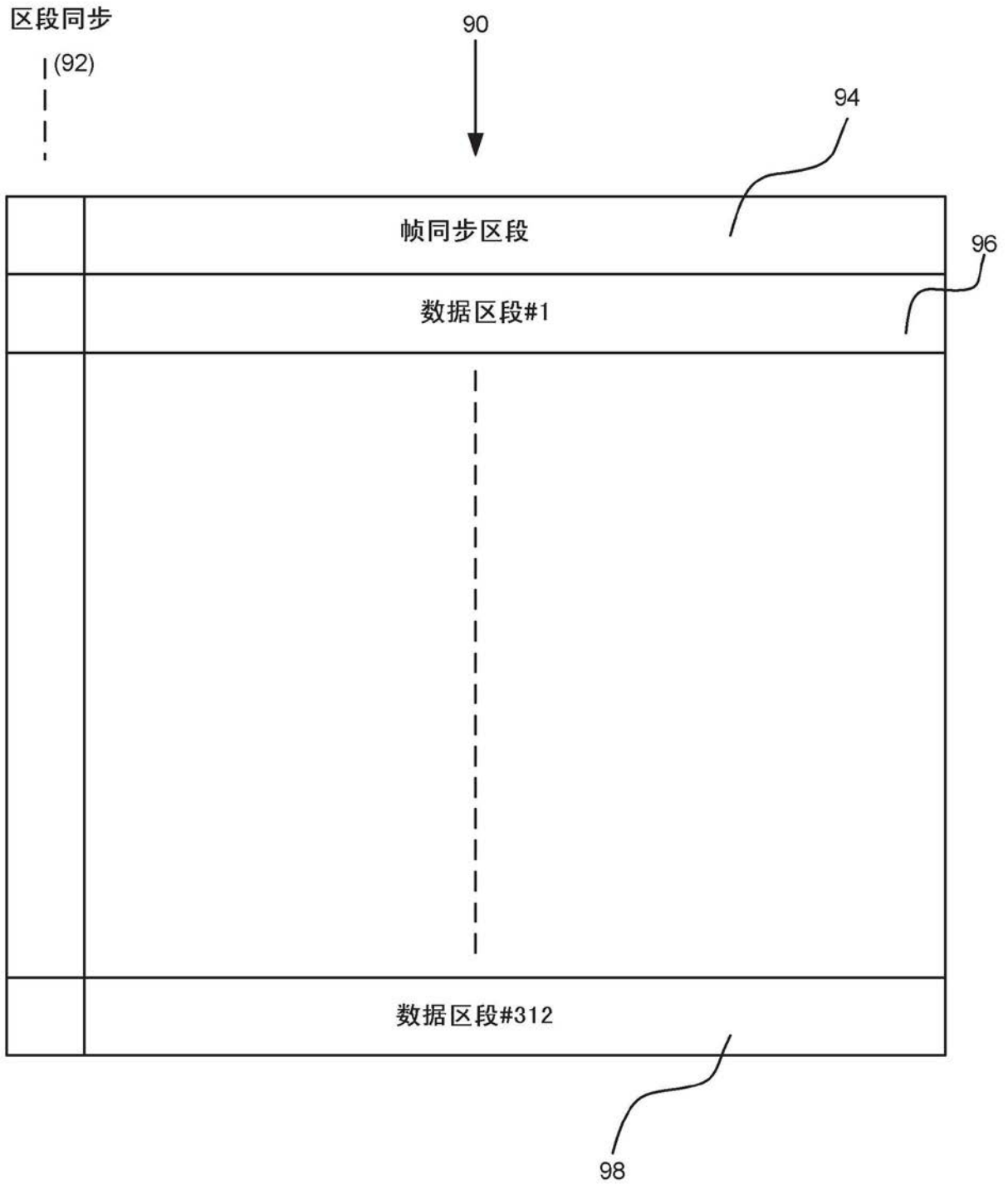


图9

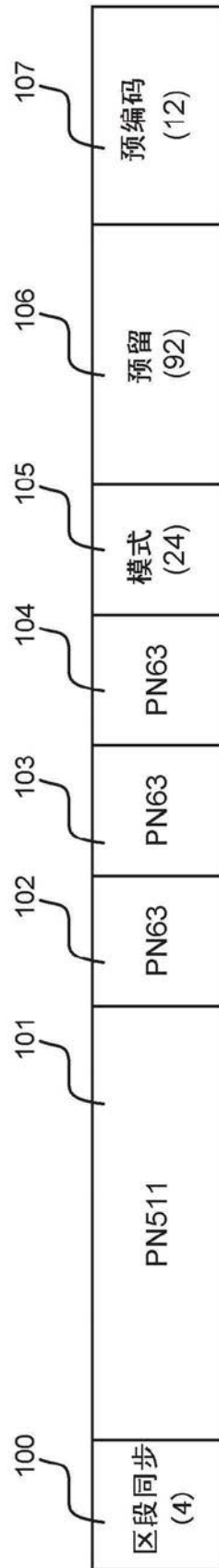


图10



图11

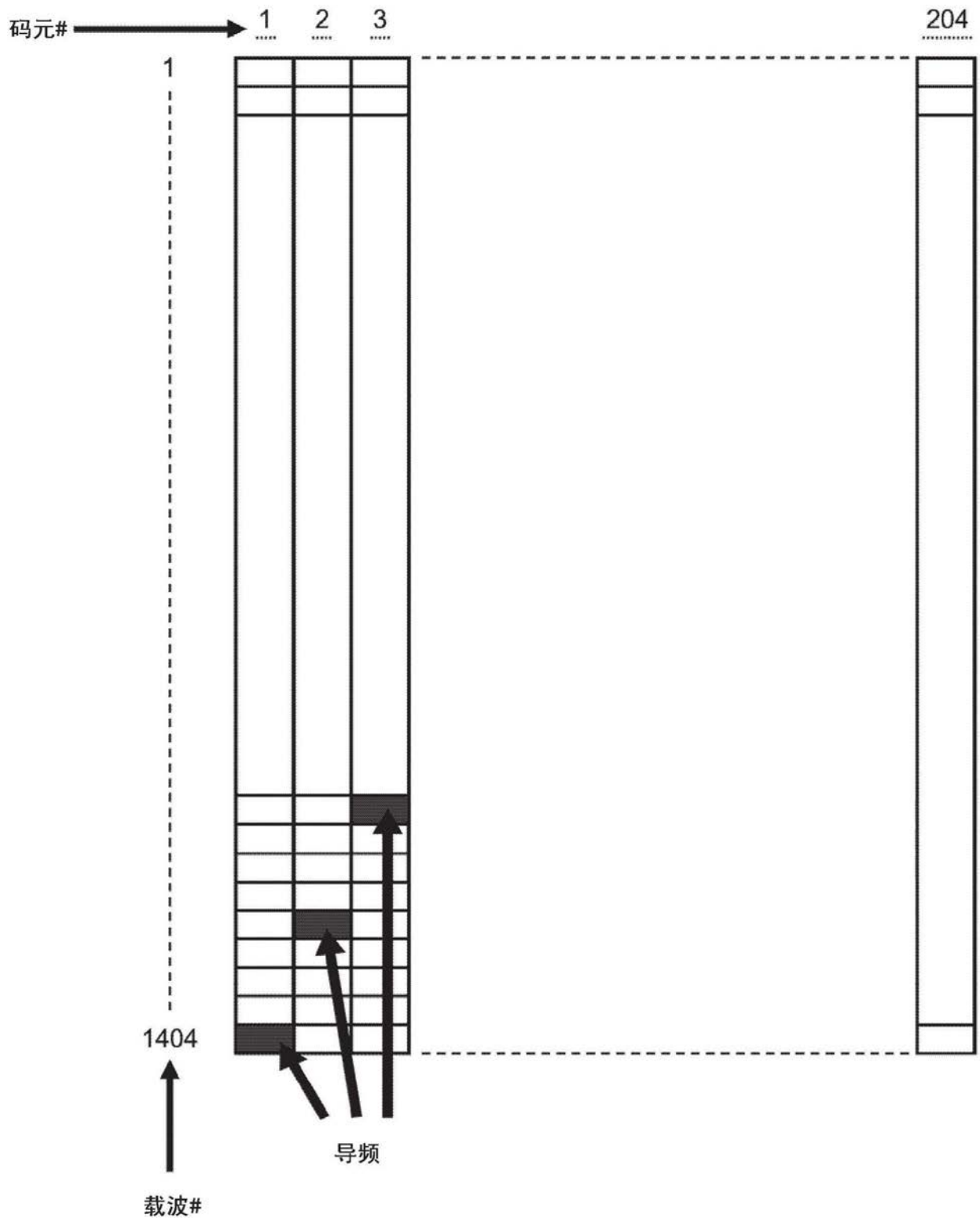


图12

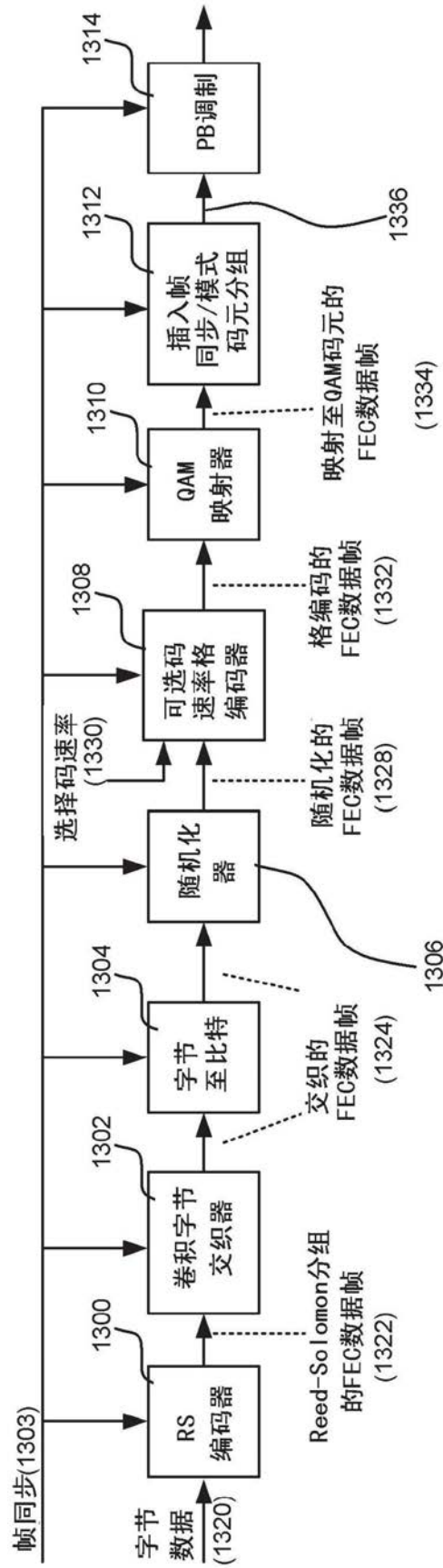


图13

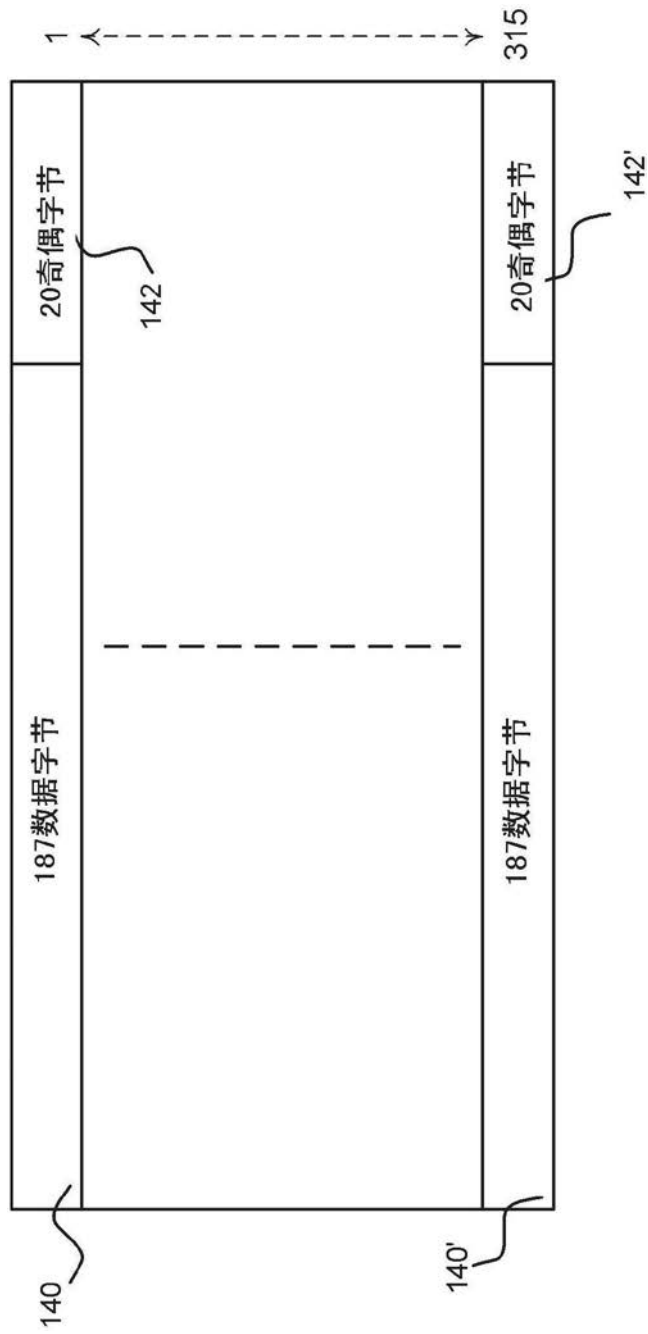


图14

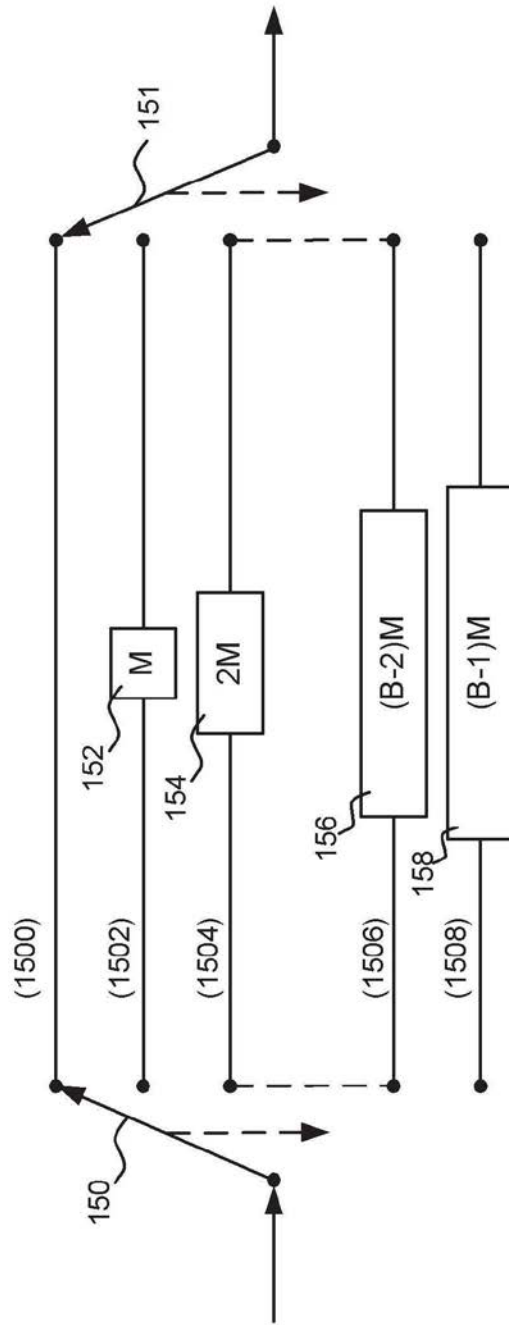
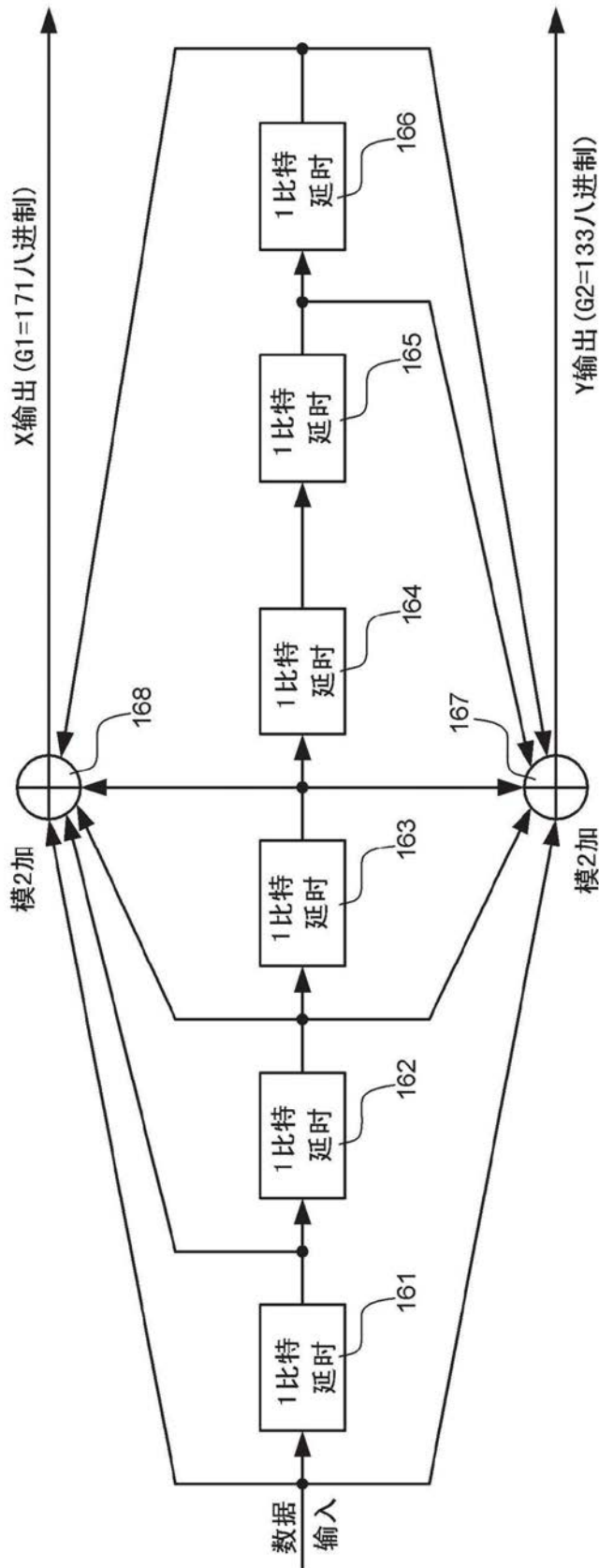


图15



码速率r	穿孔图案	传输序列(在并-串转换之后)
1/2	X:1 Y:1	$X_1 Y_1$
2/3	X:10 Y:11	$X_1 Y_1 Y_2$
3/4	X:101 Y:110	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
5/6	X:10101 Y:11010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
7/8	X:1000101 Y:1111010	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

图16

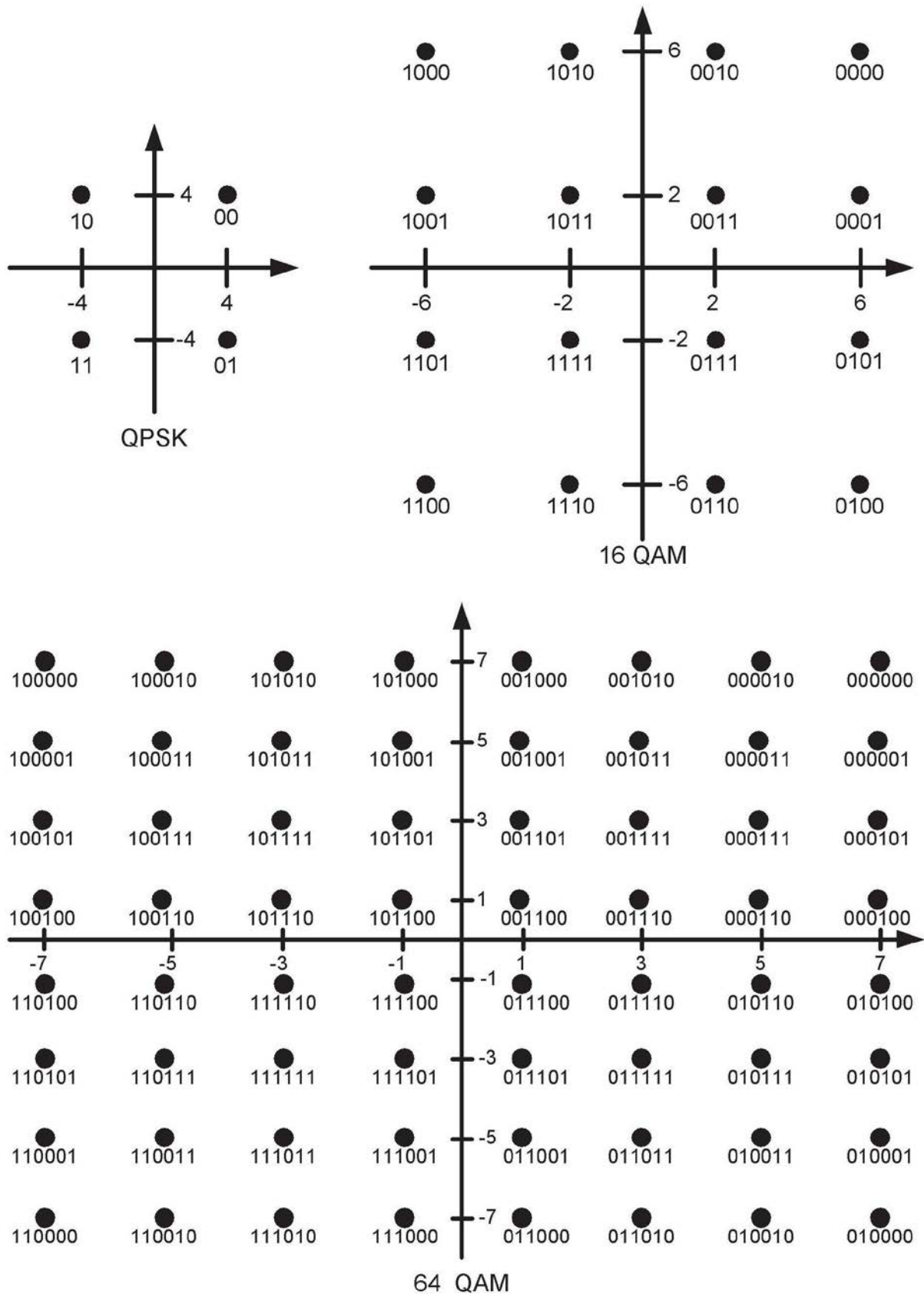


图17



图18

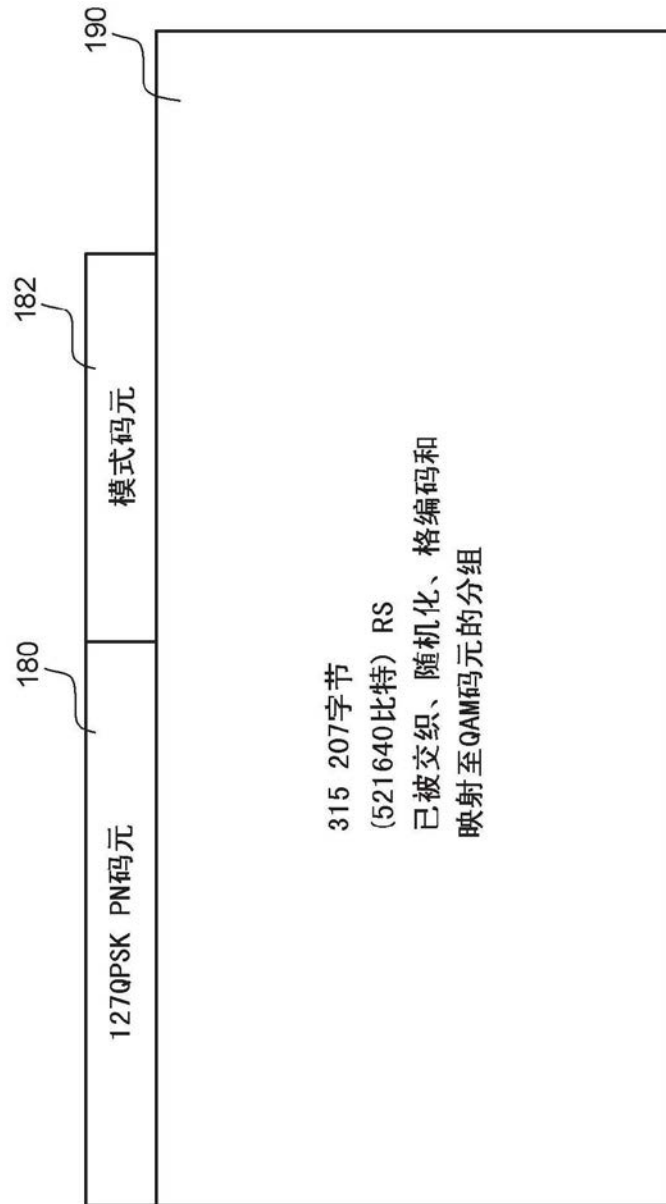


图19

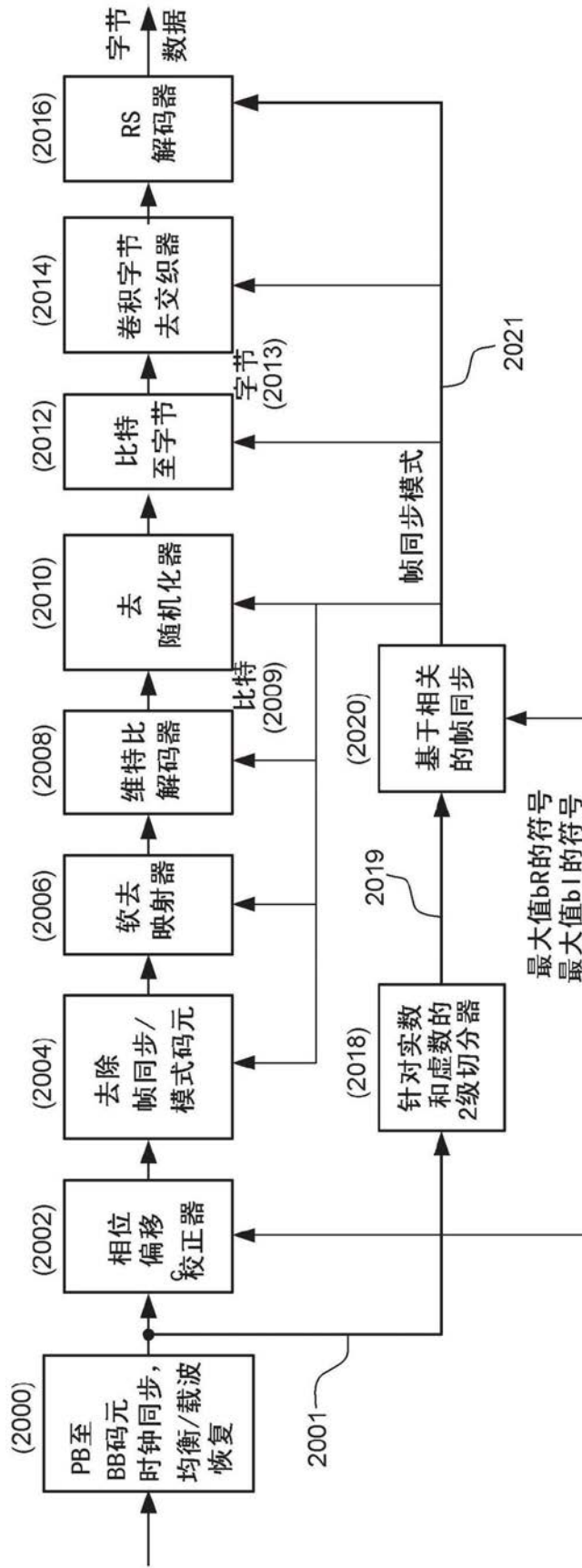


图20

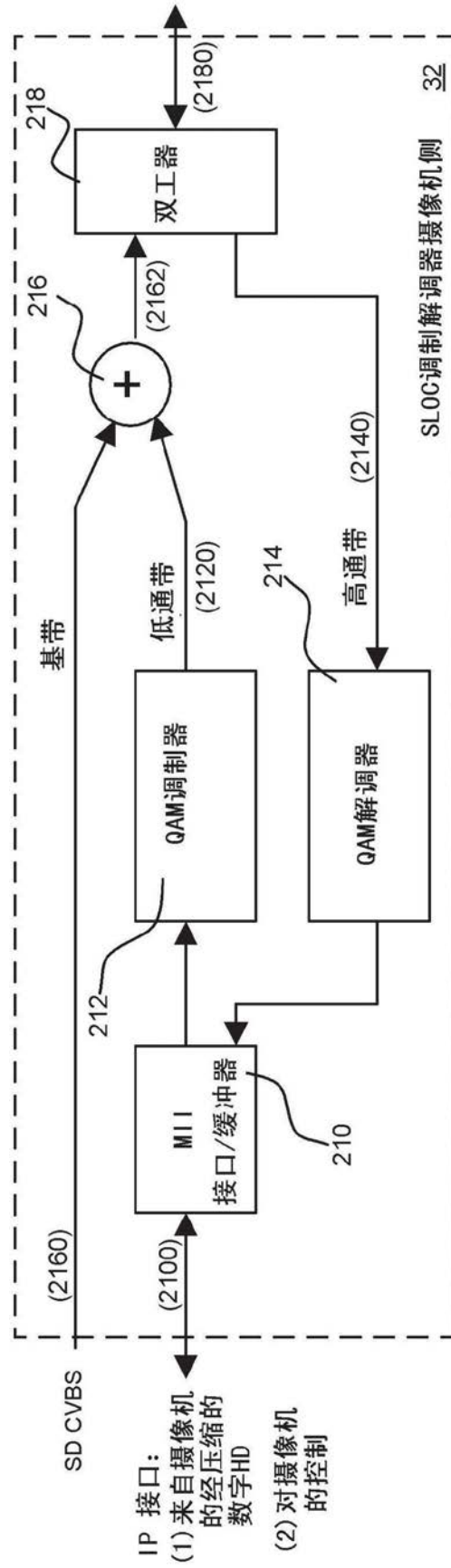
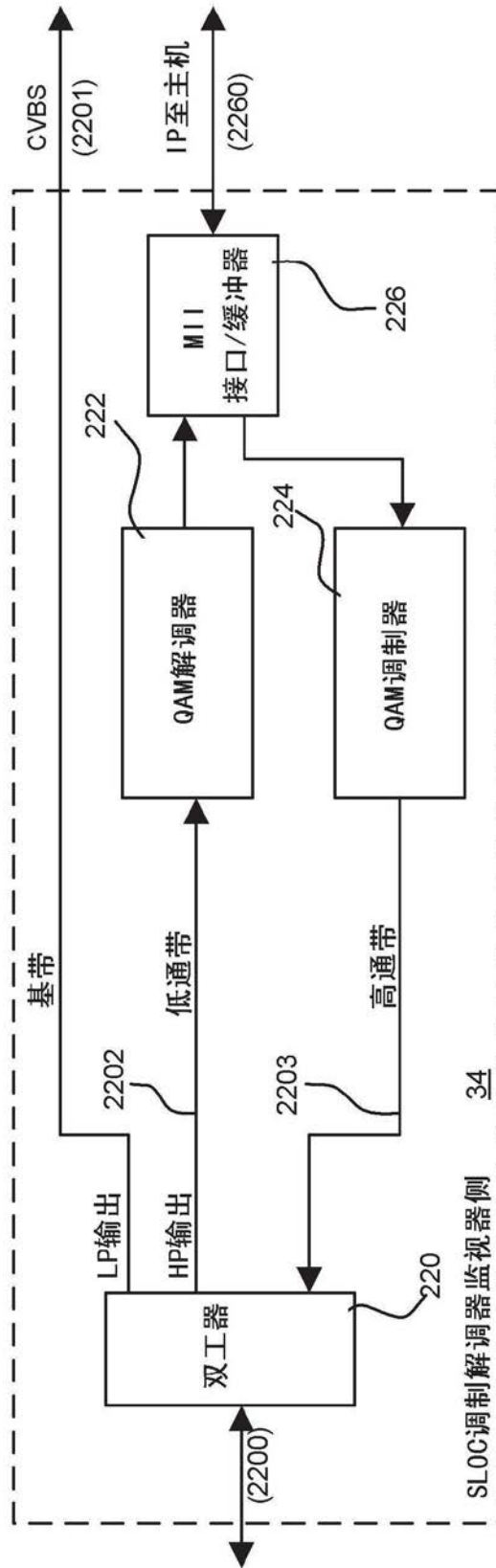


图21



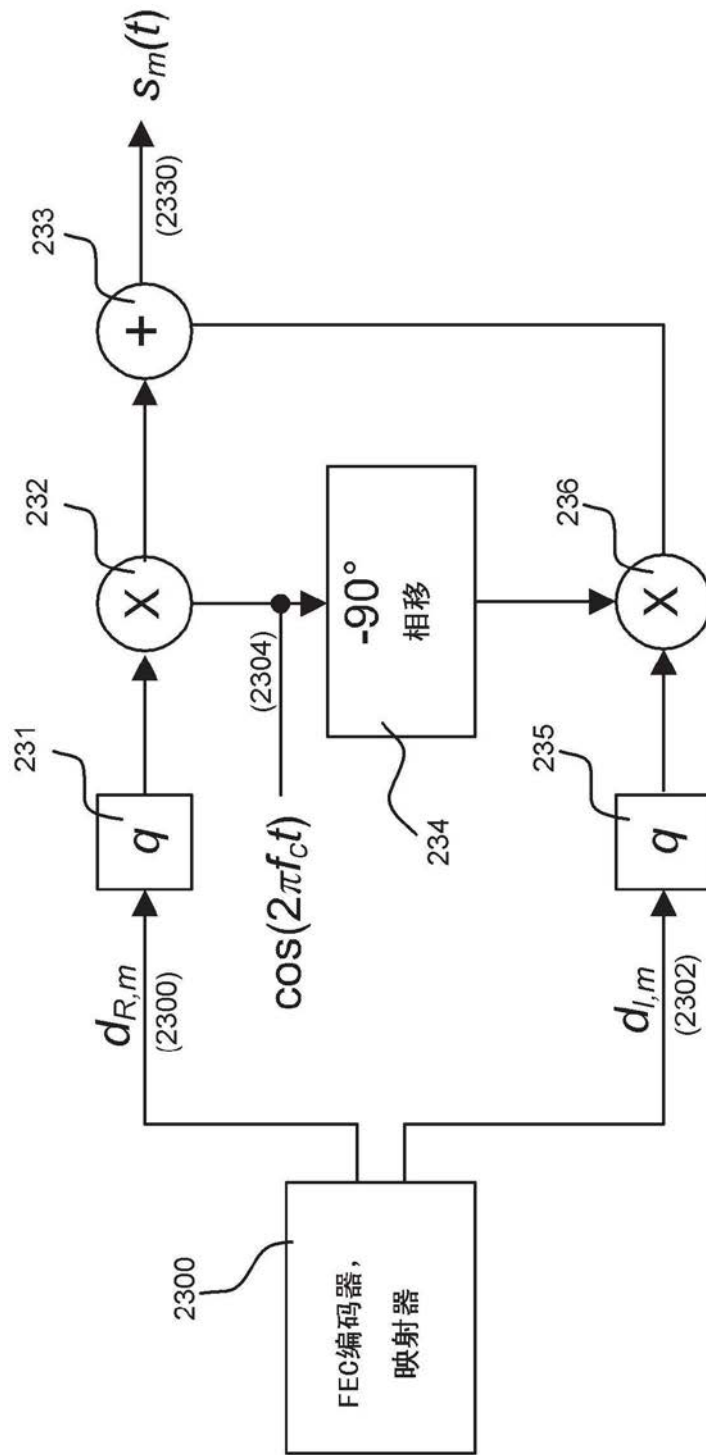


图23

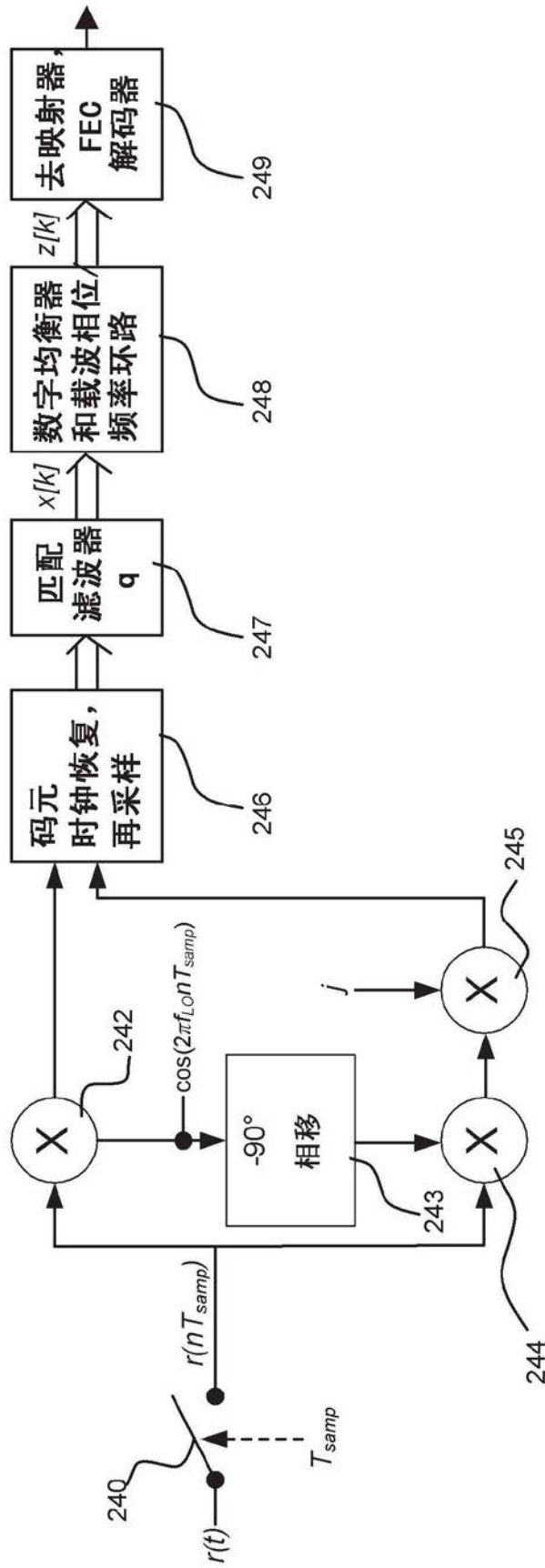


图24A

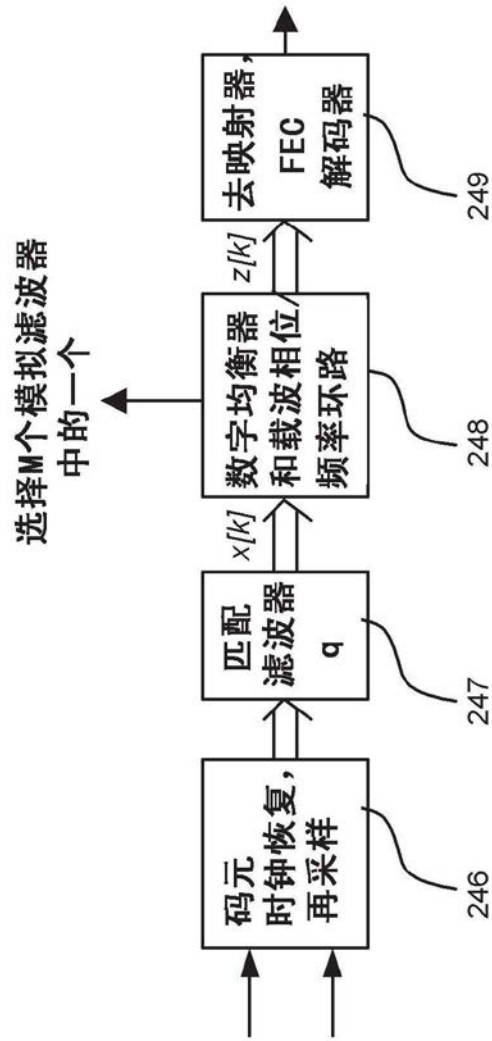


图24B

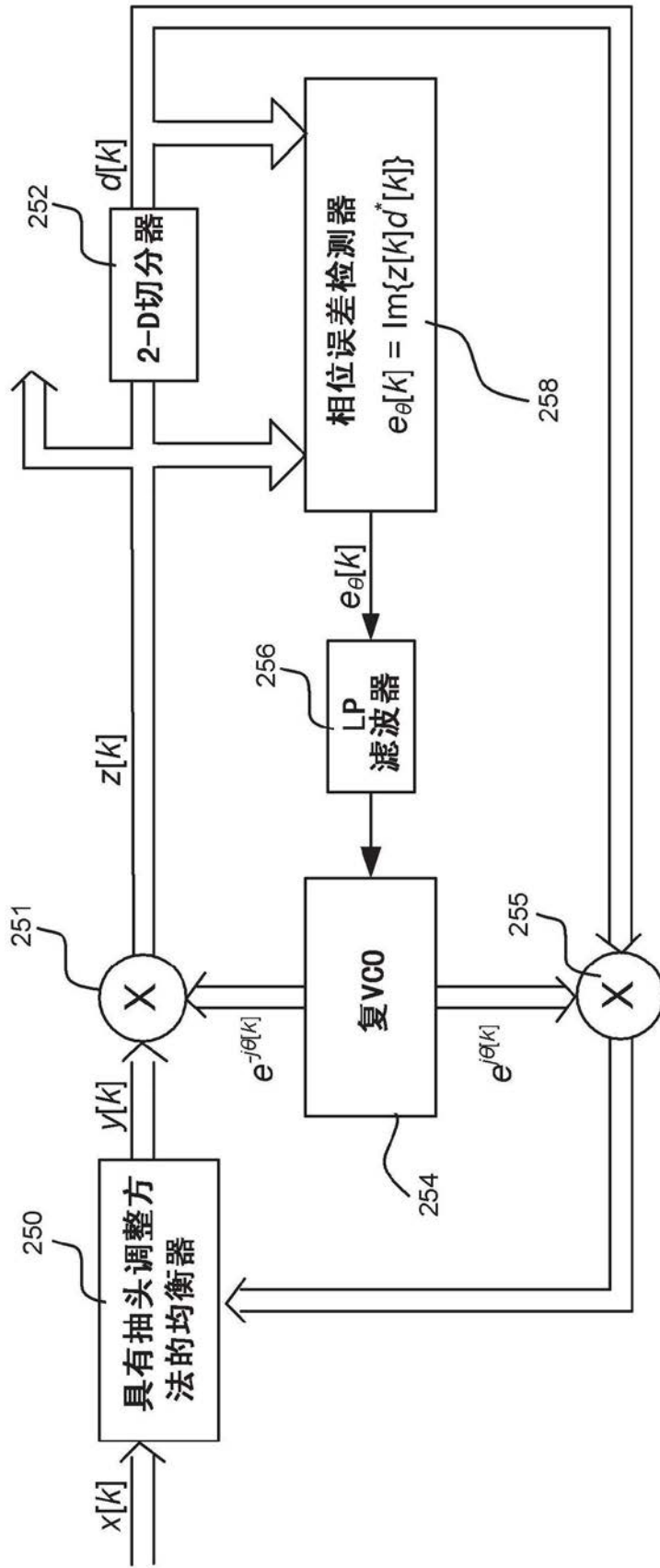


图25

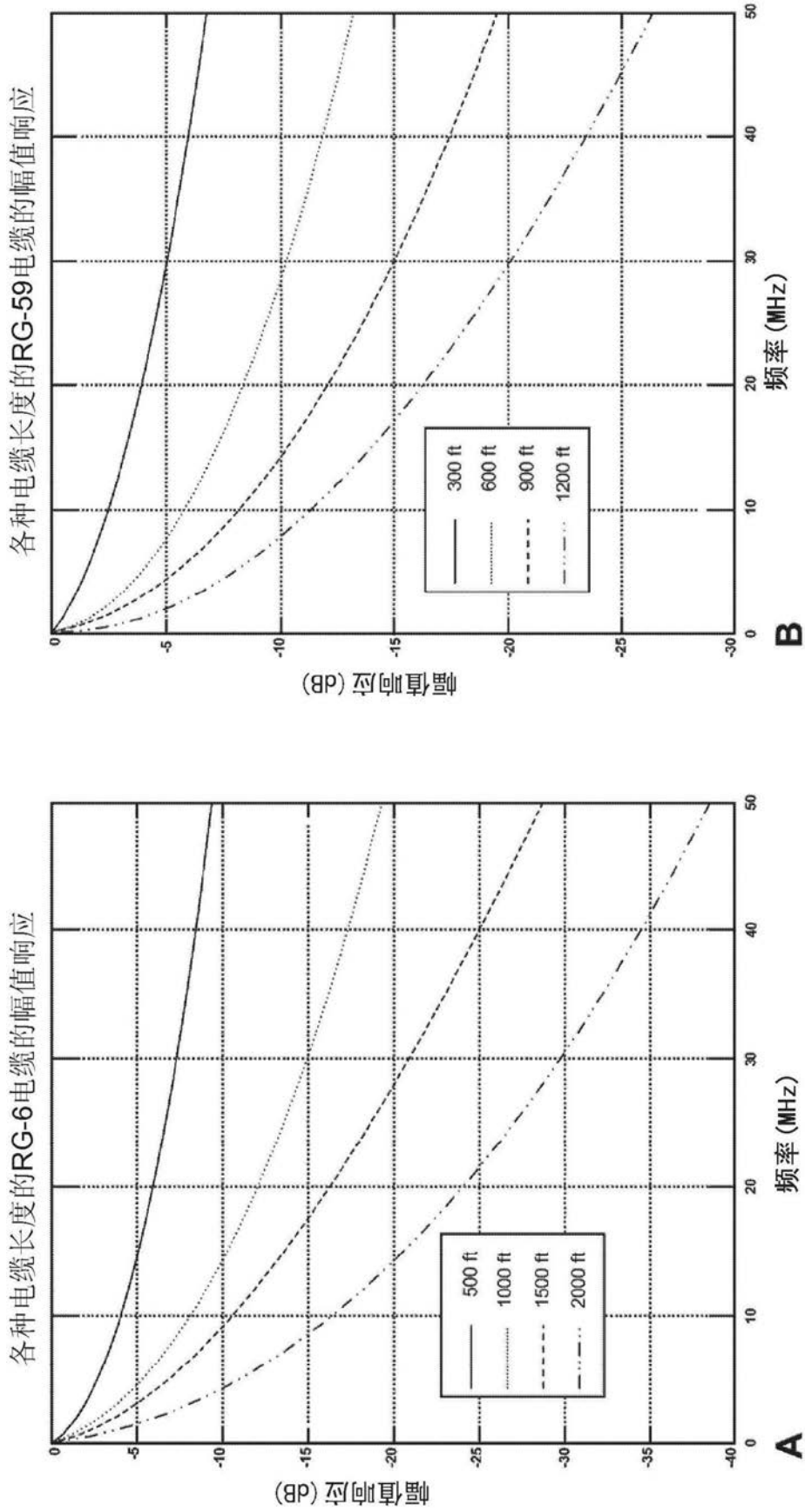


图26

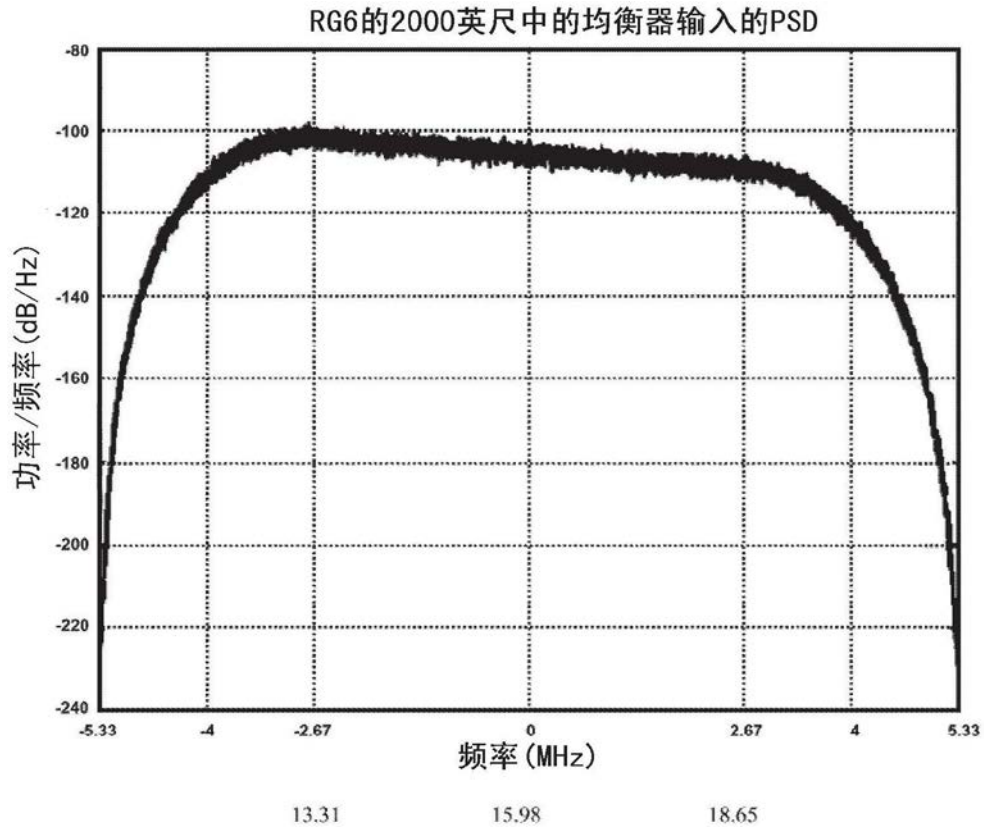


图27A

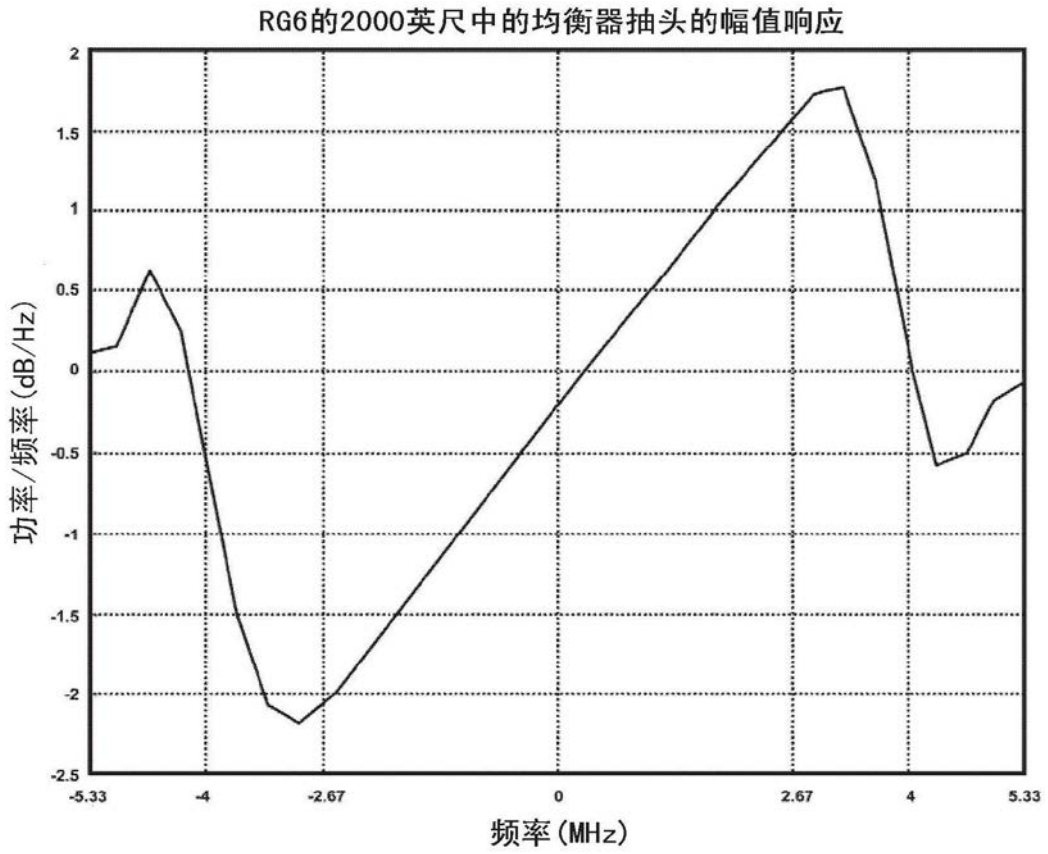


图27B

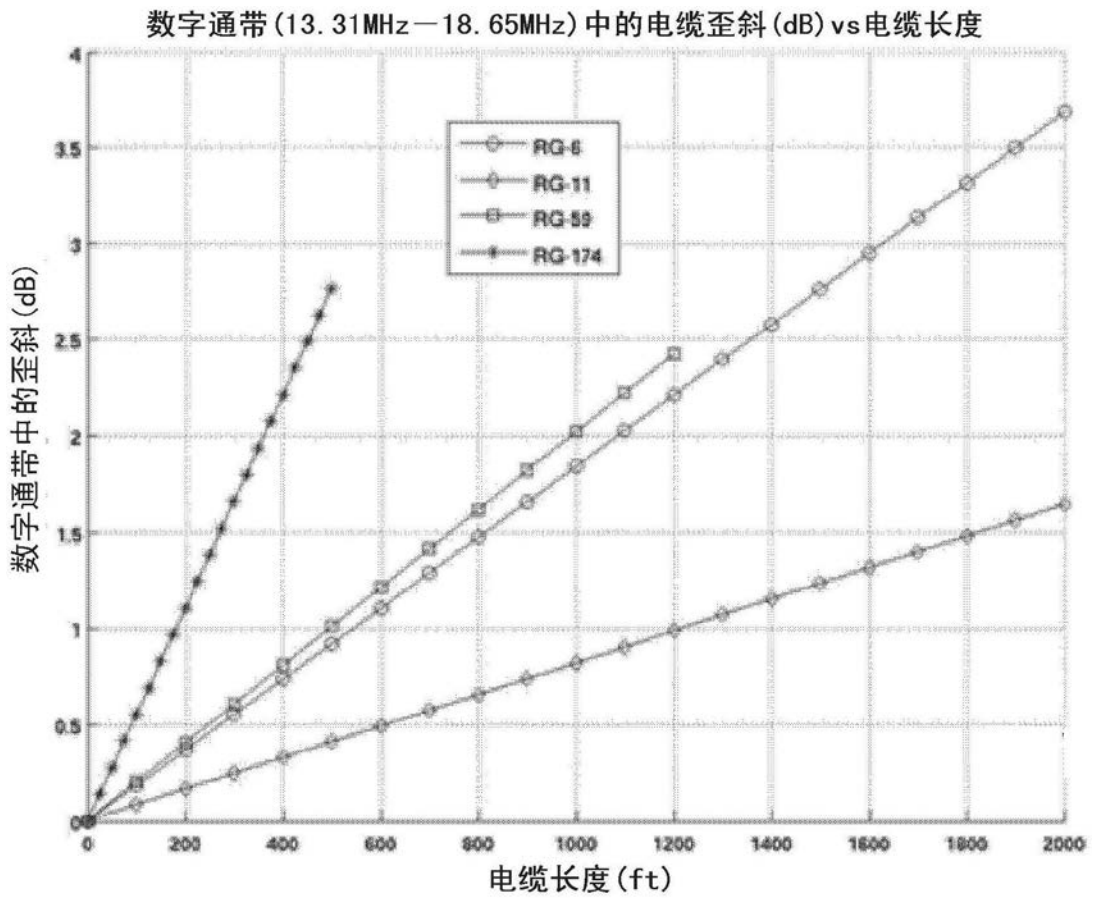


图28A

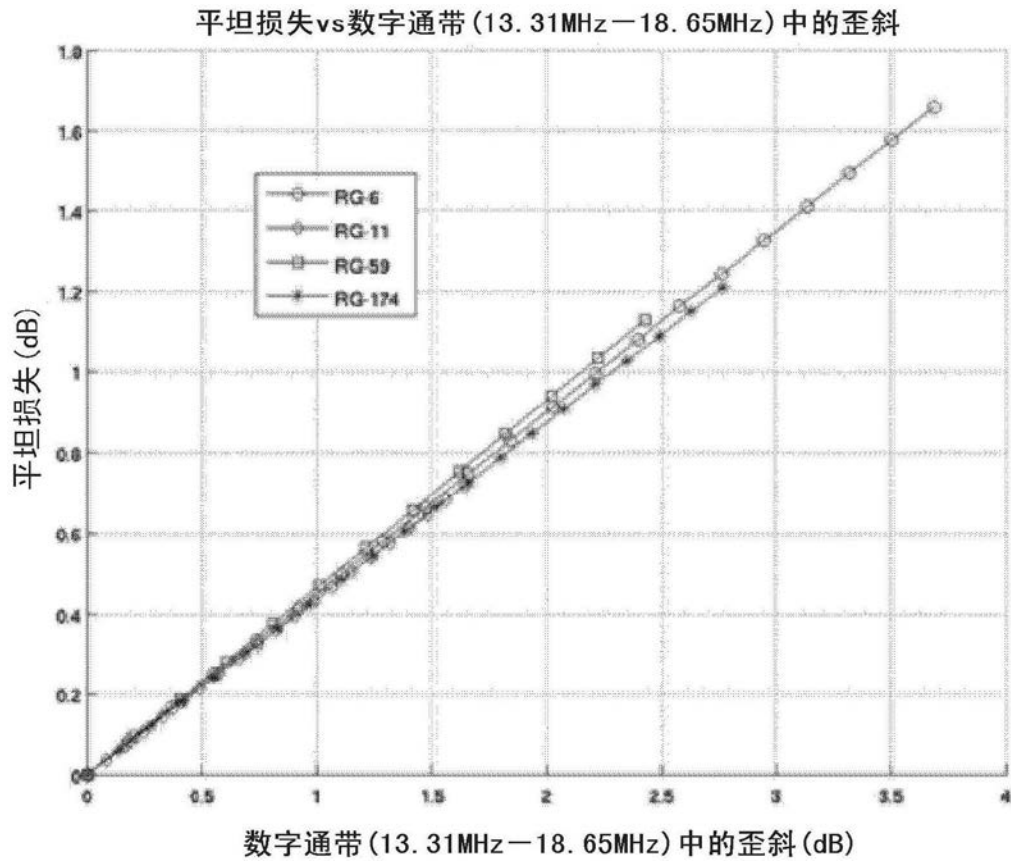


图28B

3.58MHz下的损失vs数字通带(13.31MHz-18.65MHz)中的歪斜

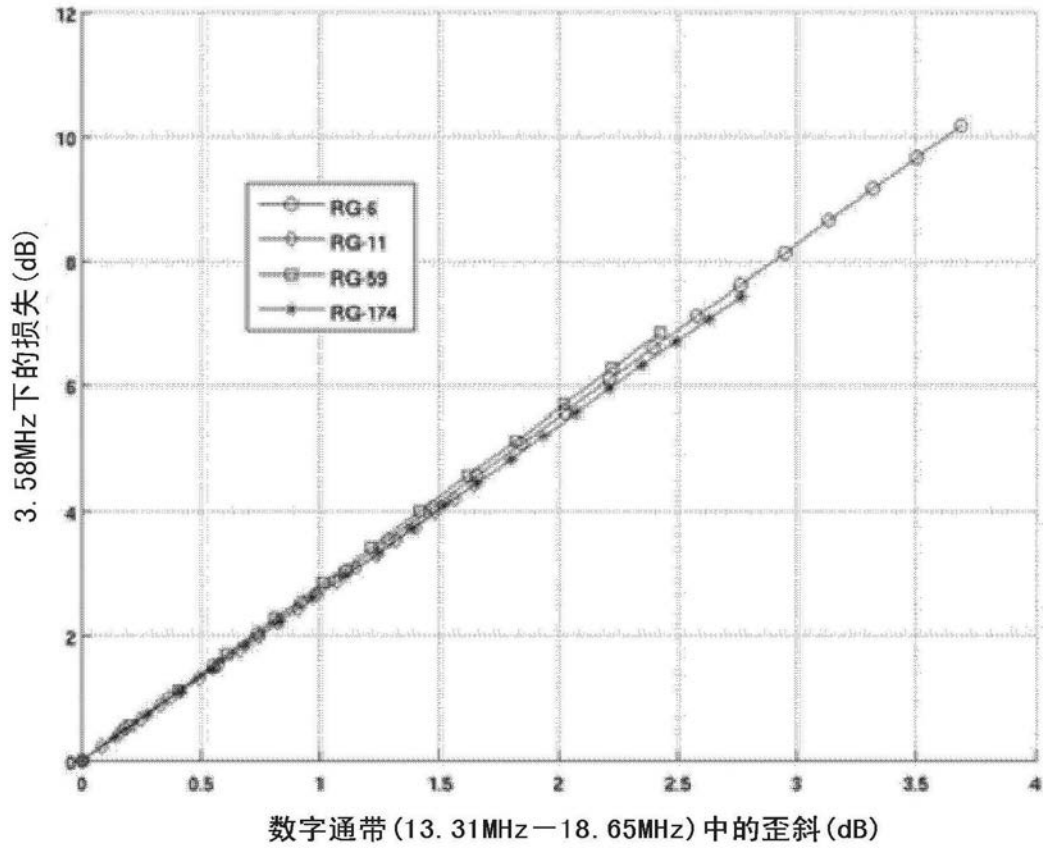


图29A

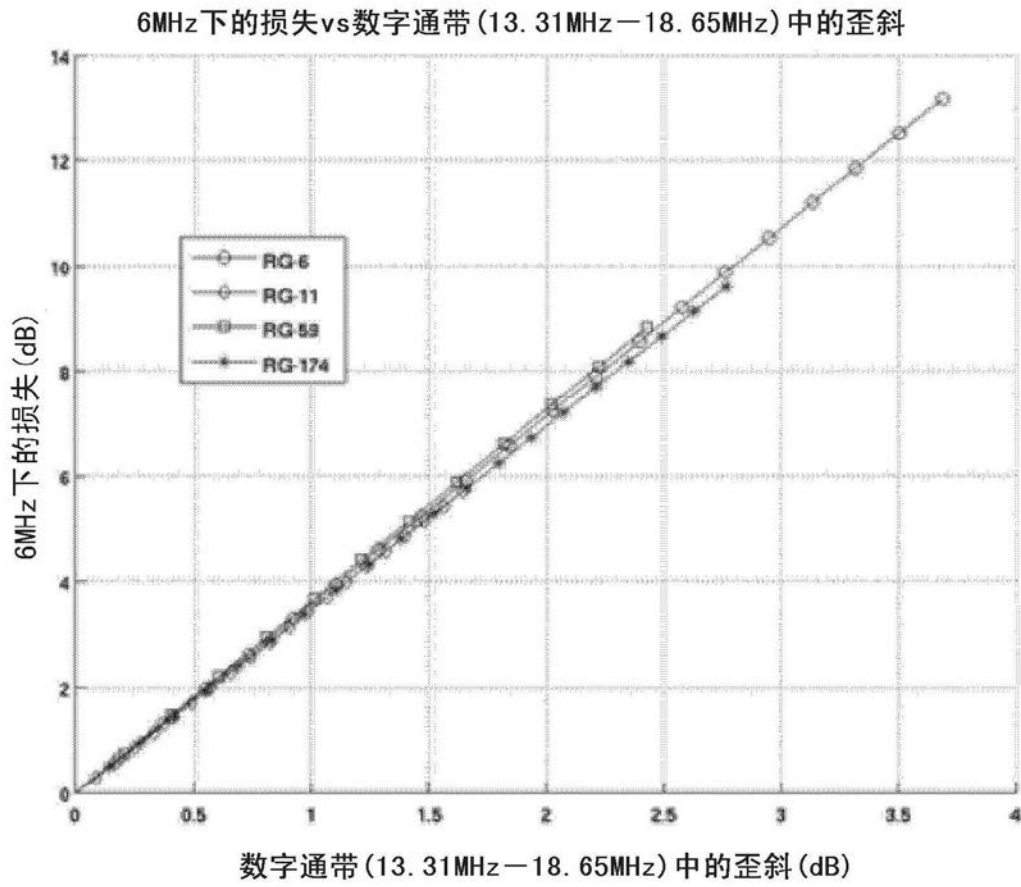


图29B

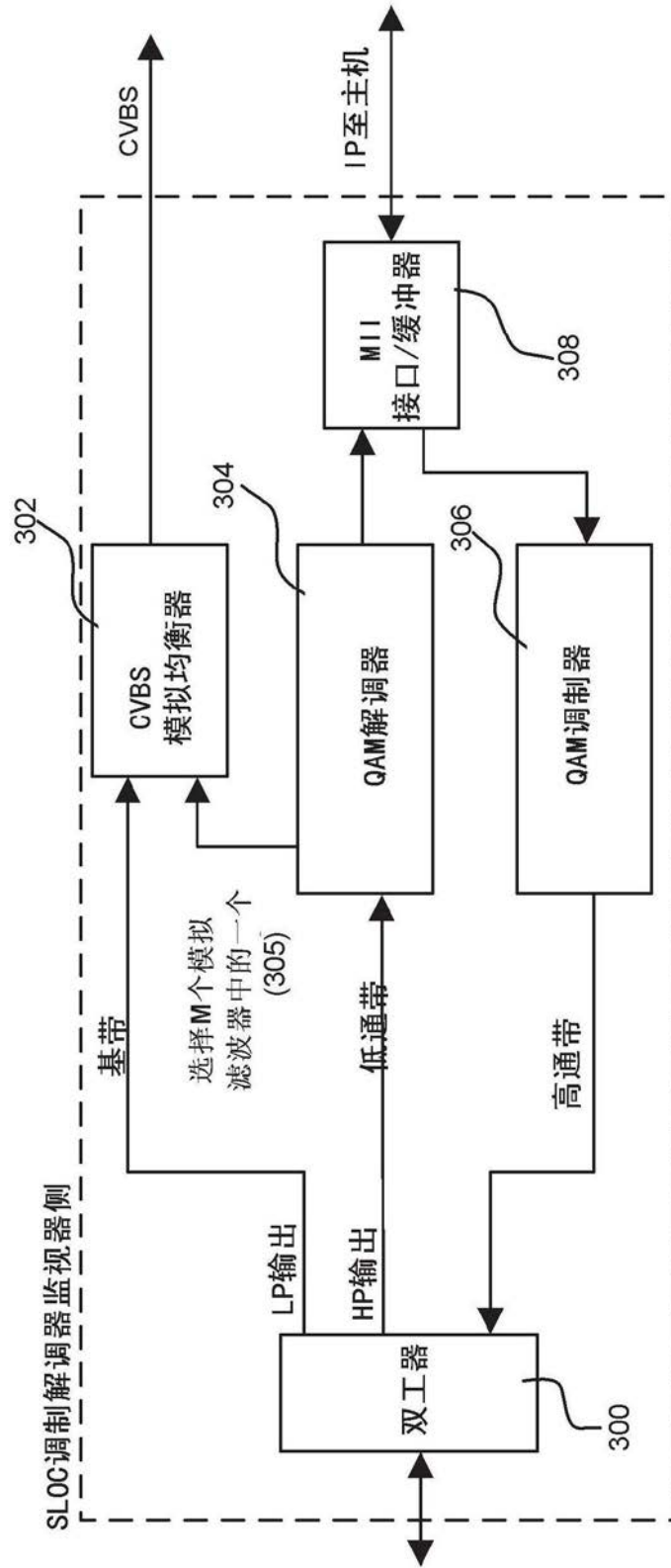


图30

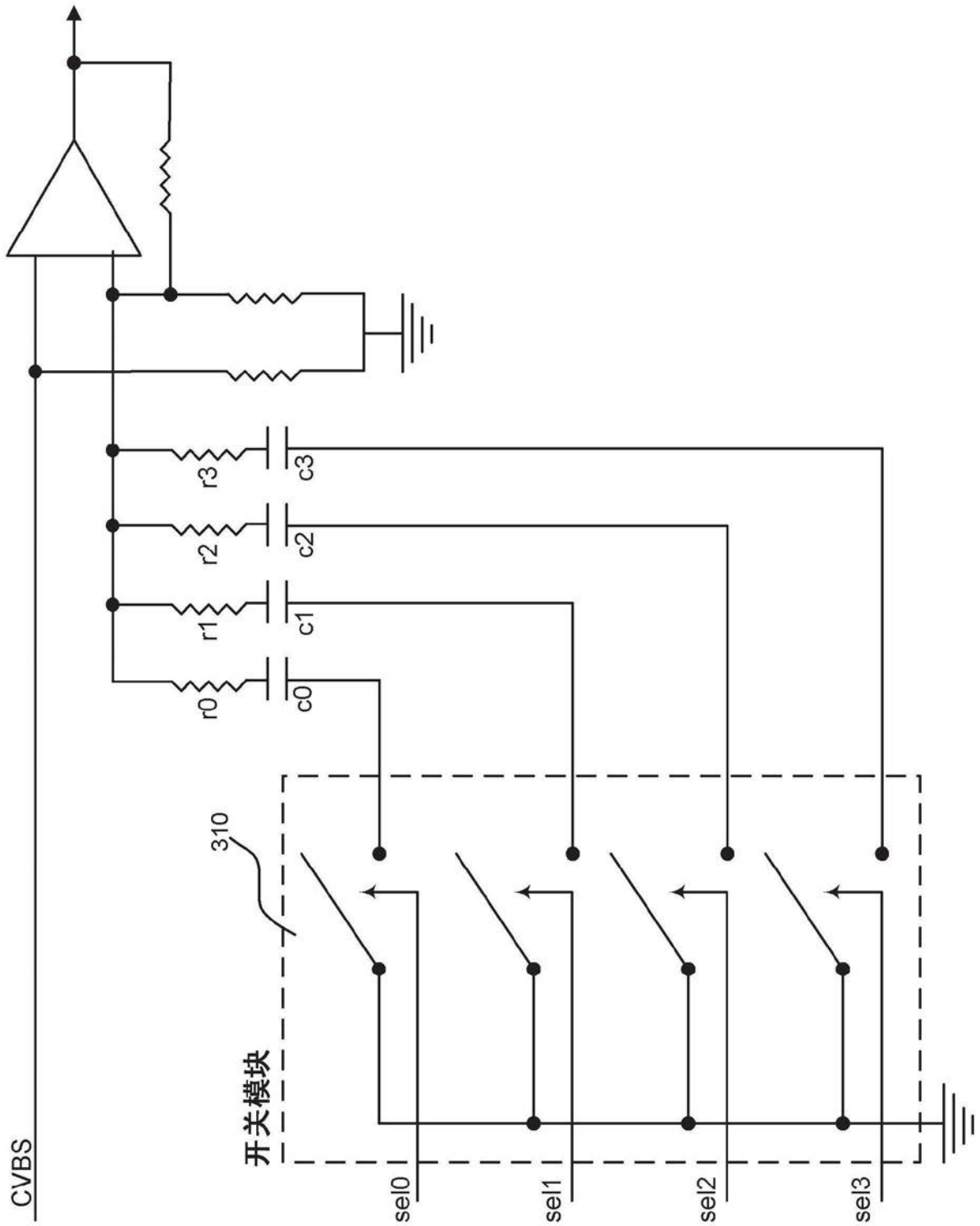


图31

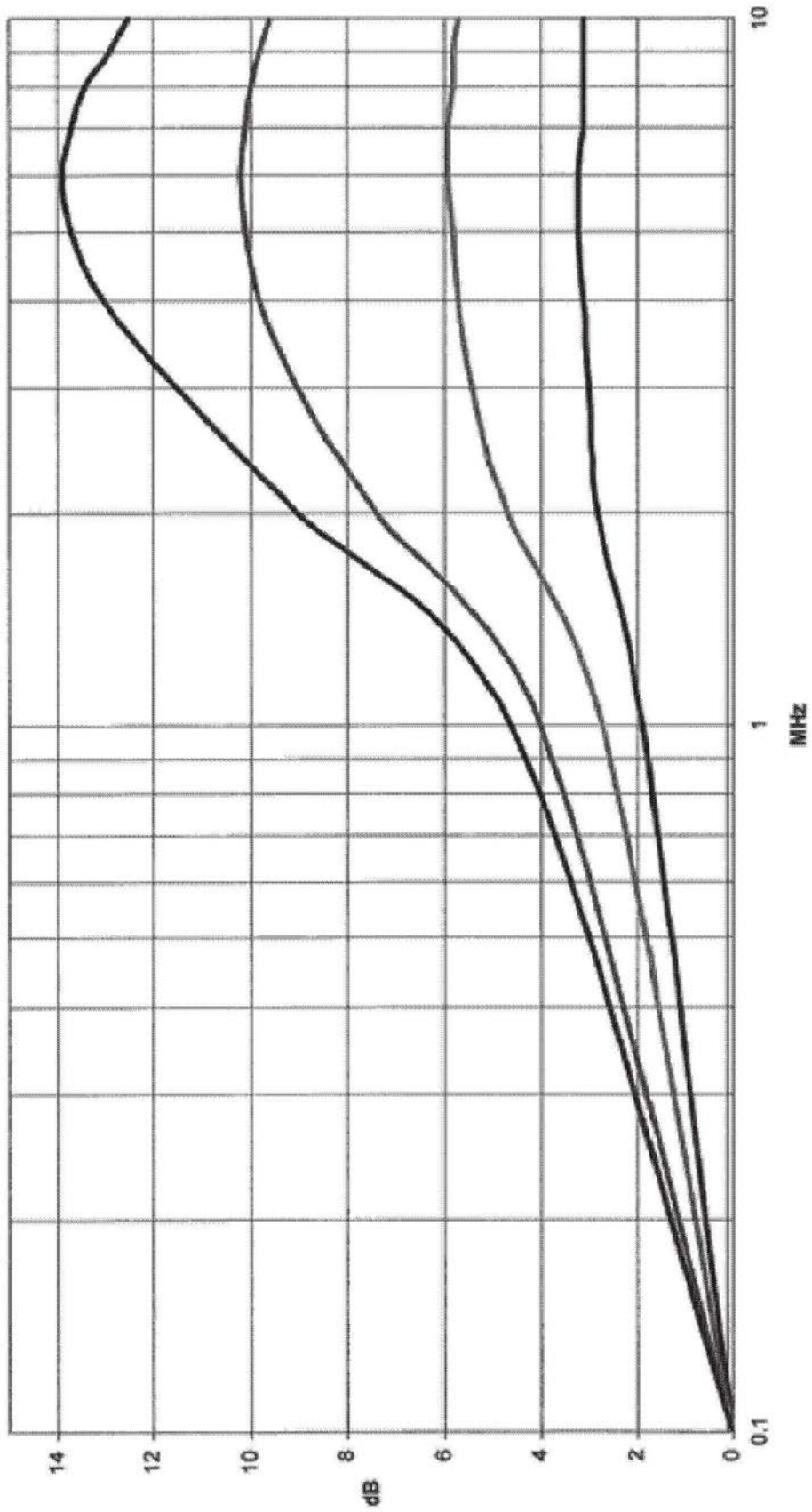


图32

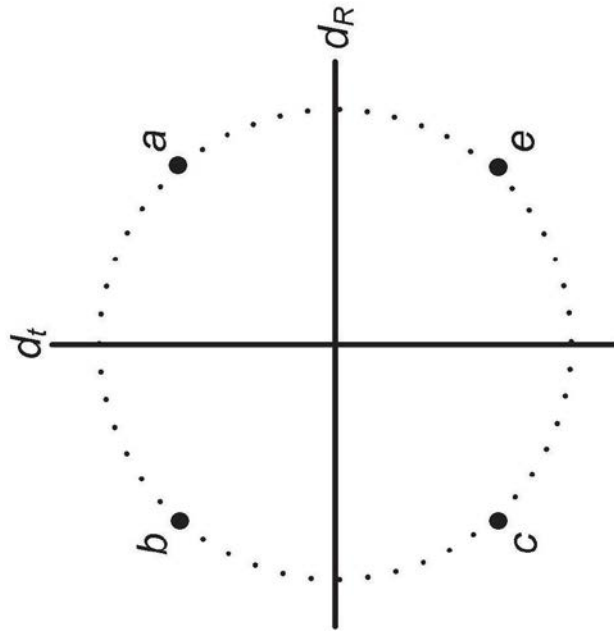


图33A

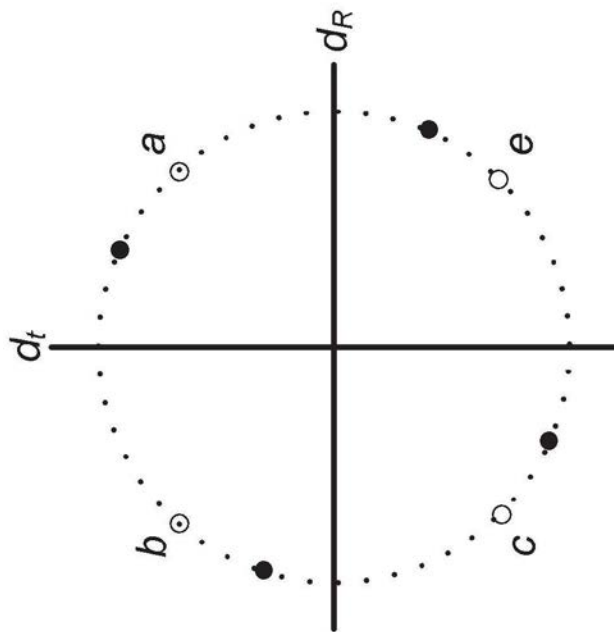


图33B

350

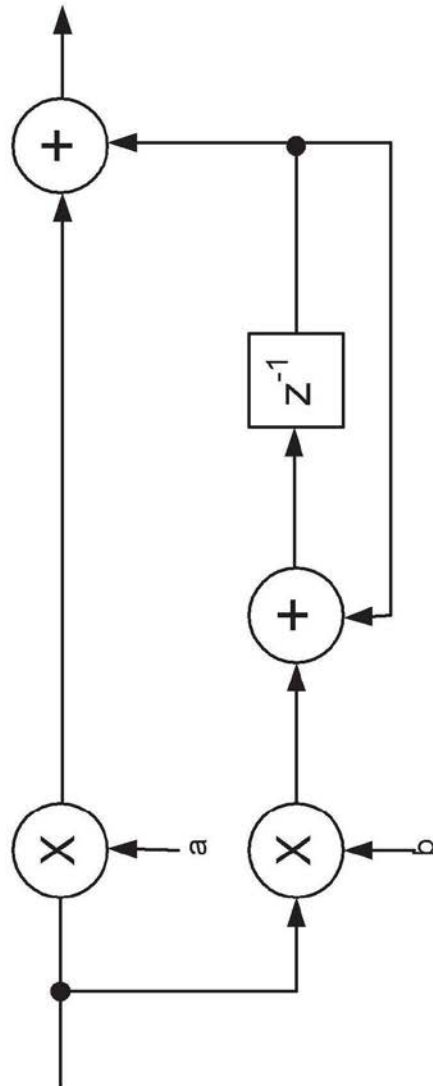


图35

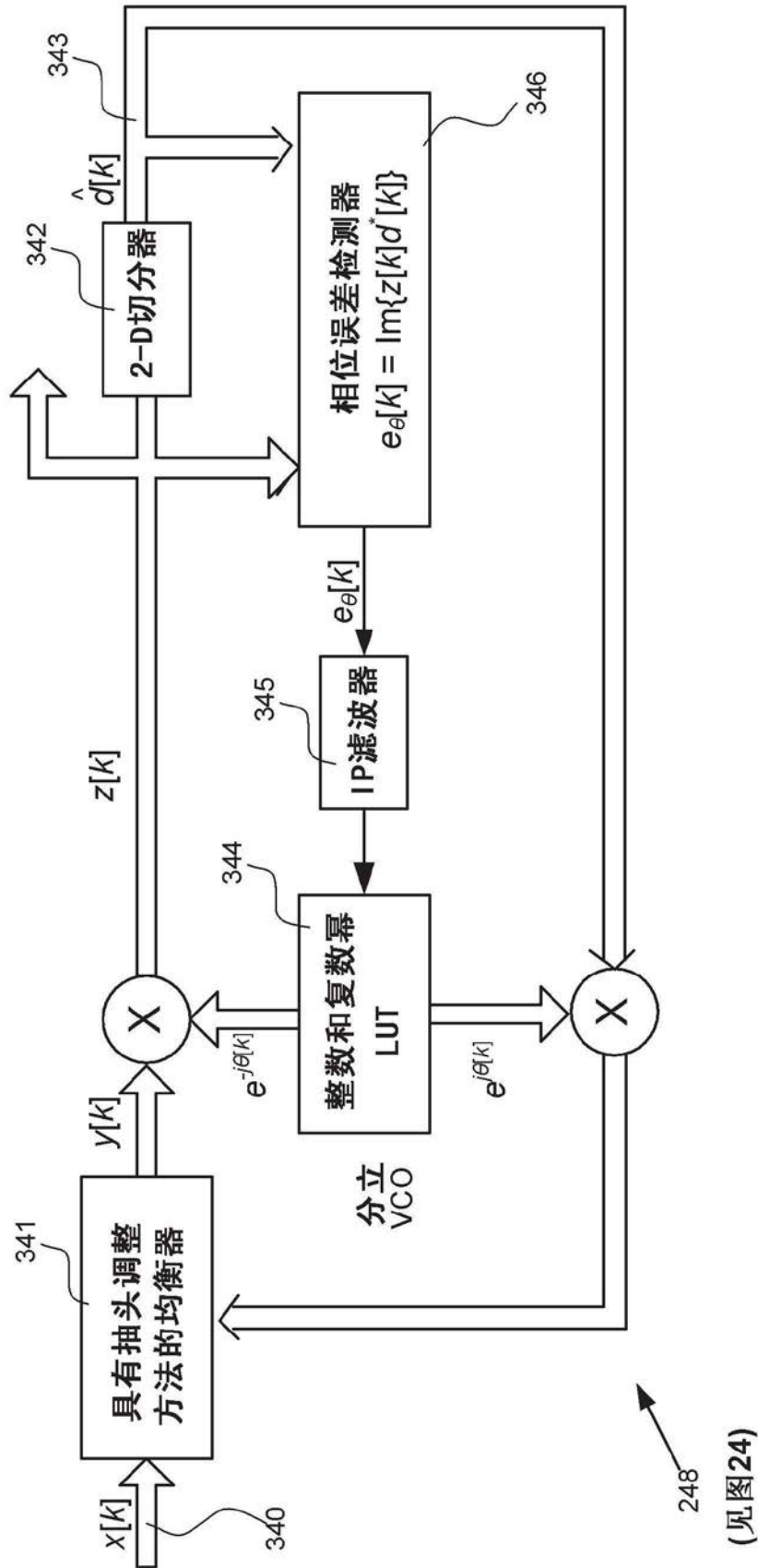


图34

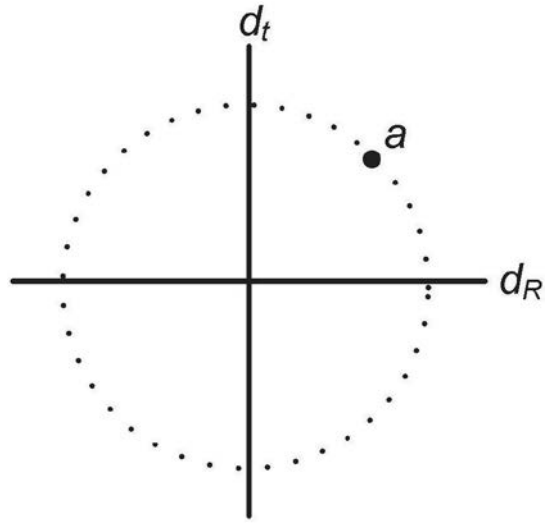


图36

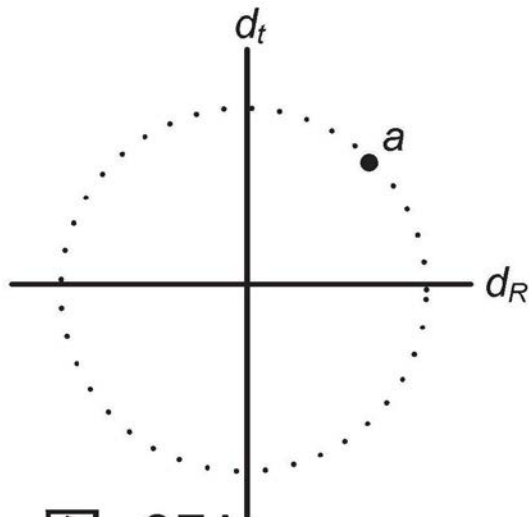


图 37A

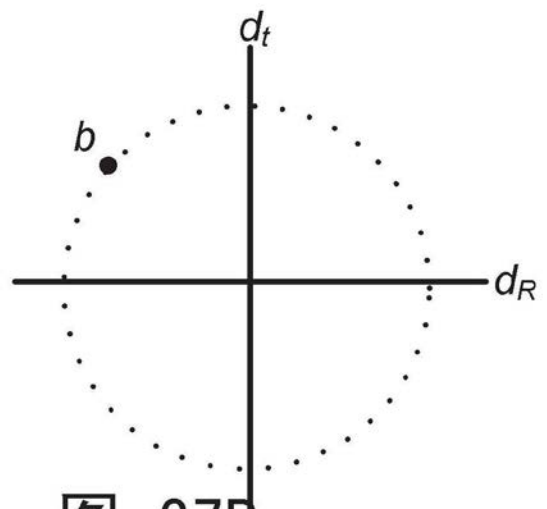


图 37B

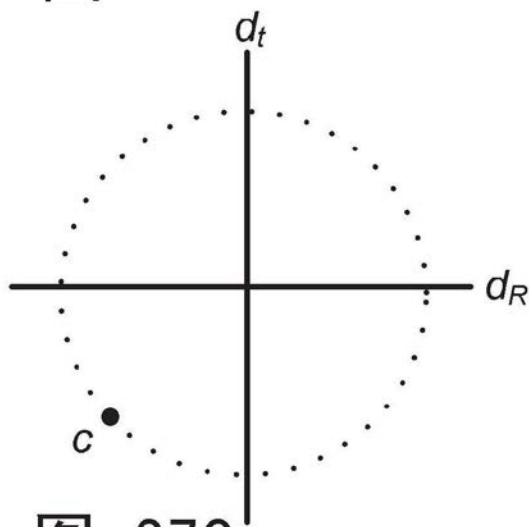


图 37C

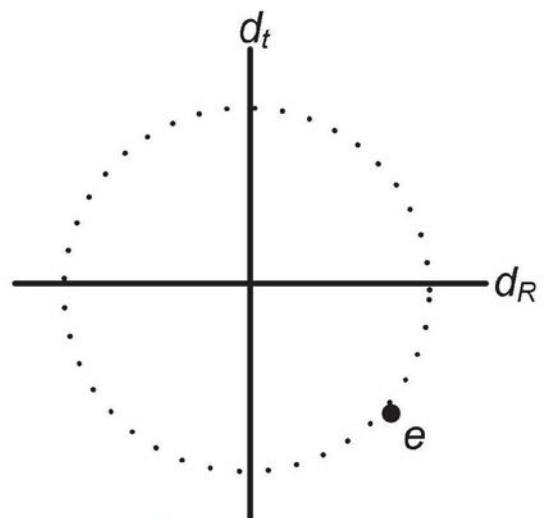


图 37D

图37

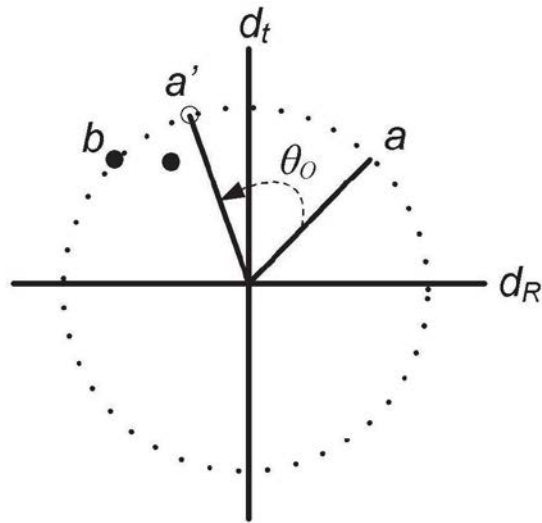


图38

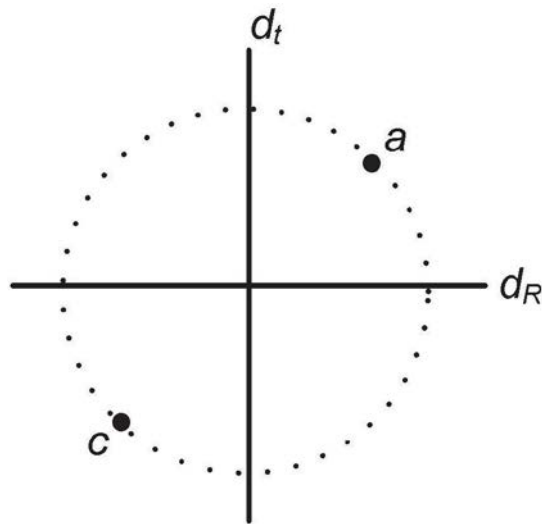
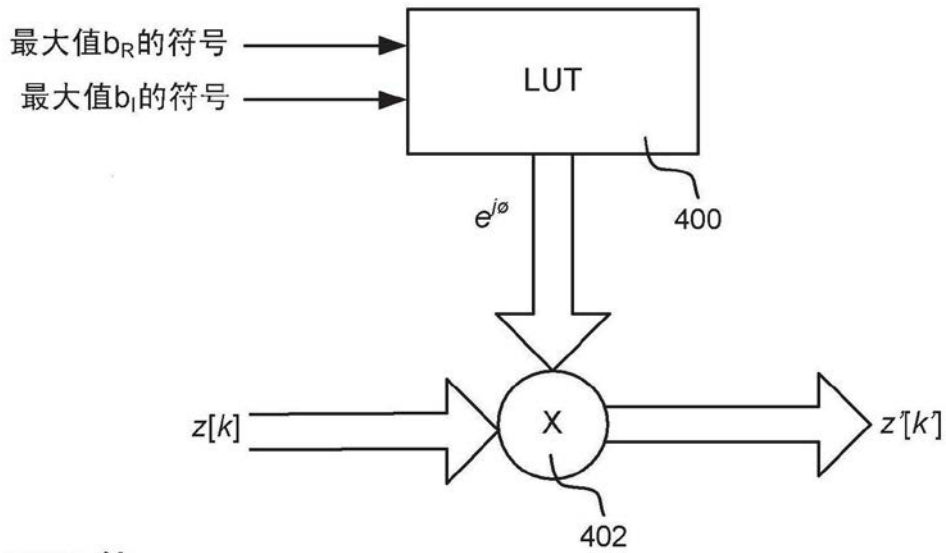


图39



LUT运算:

最大值 $b_R$ 的符号	最大值 $b_l$ 的符号	$\phi$
+	+	0
-	+	$+\frac{\pi}{2}$
-	-	$+\pi$
+	-	$-\frac{\pi}{2}$

← 404

图40

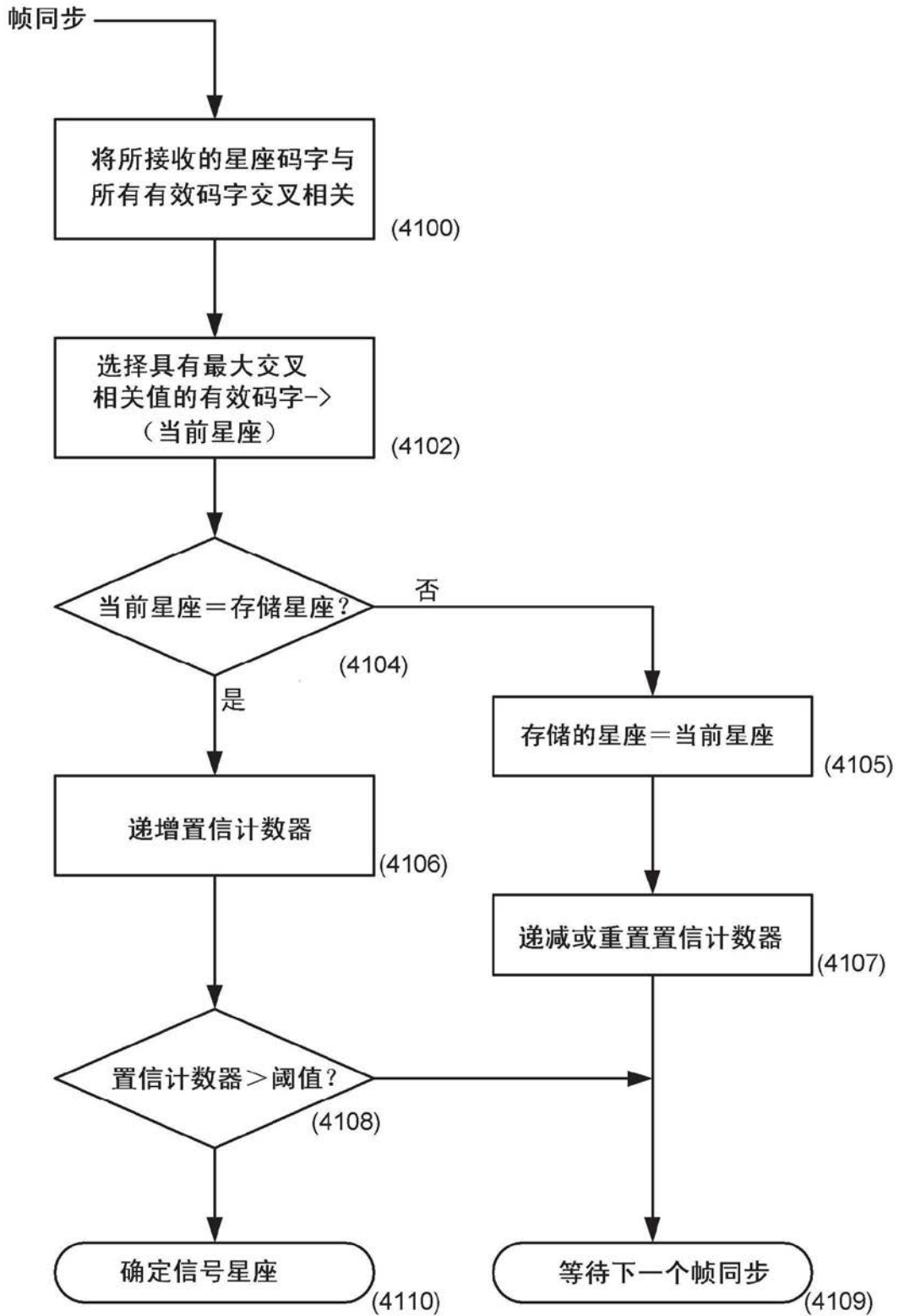


图41

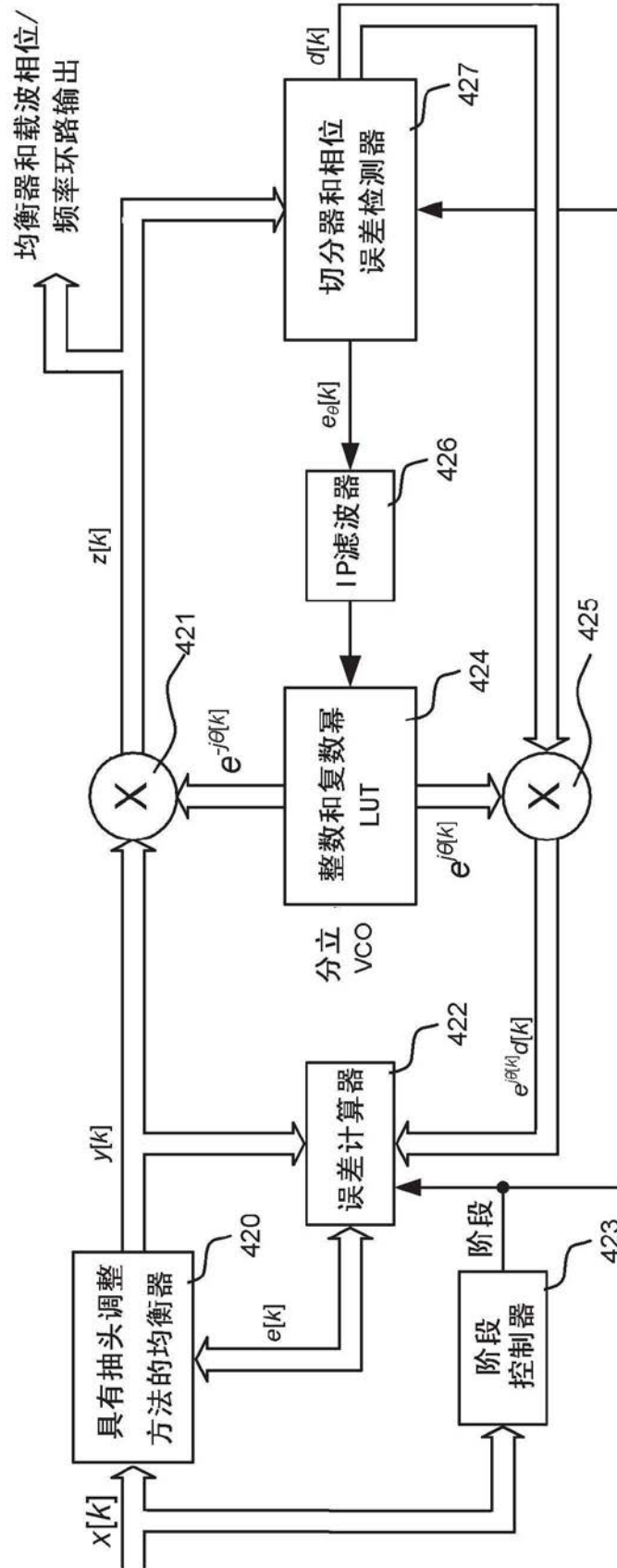


图42

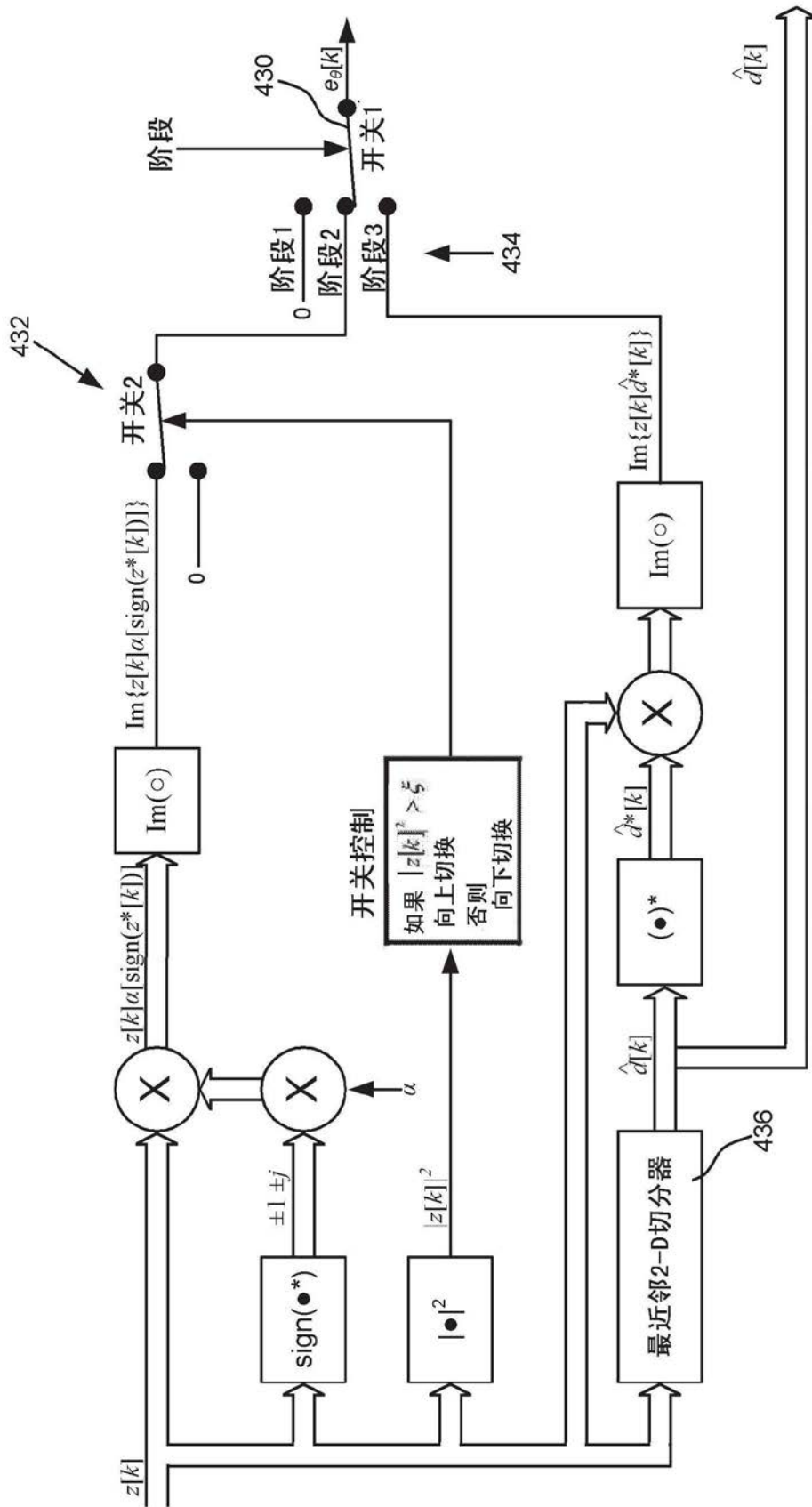


图43

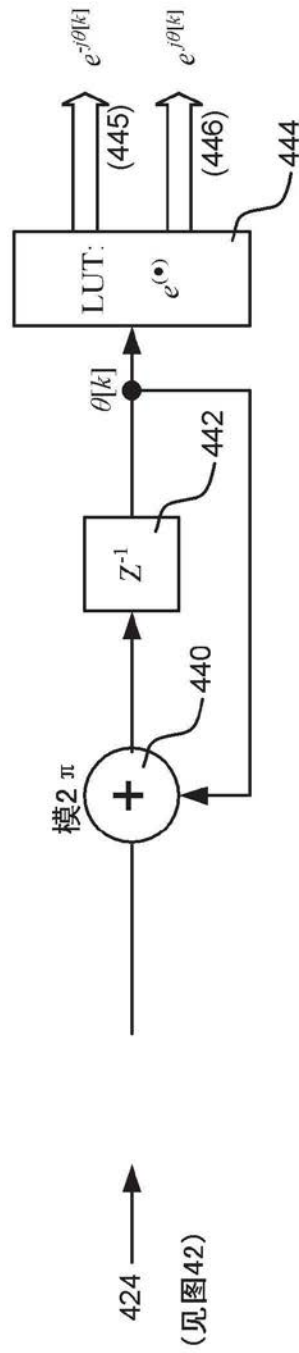


图44

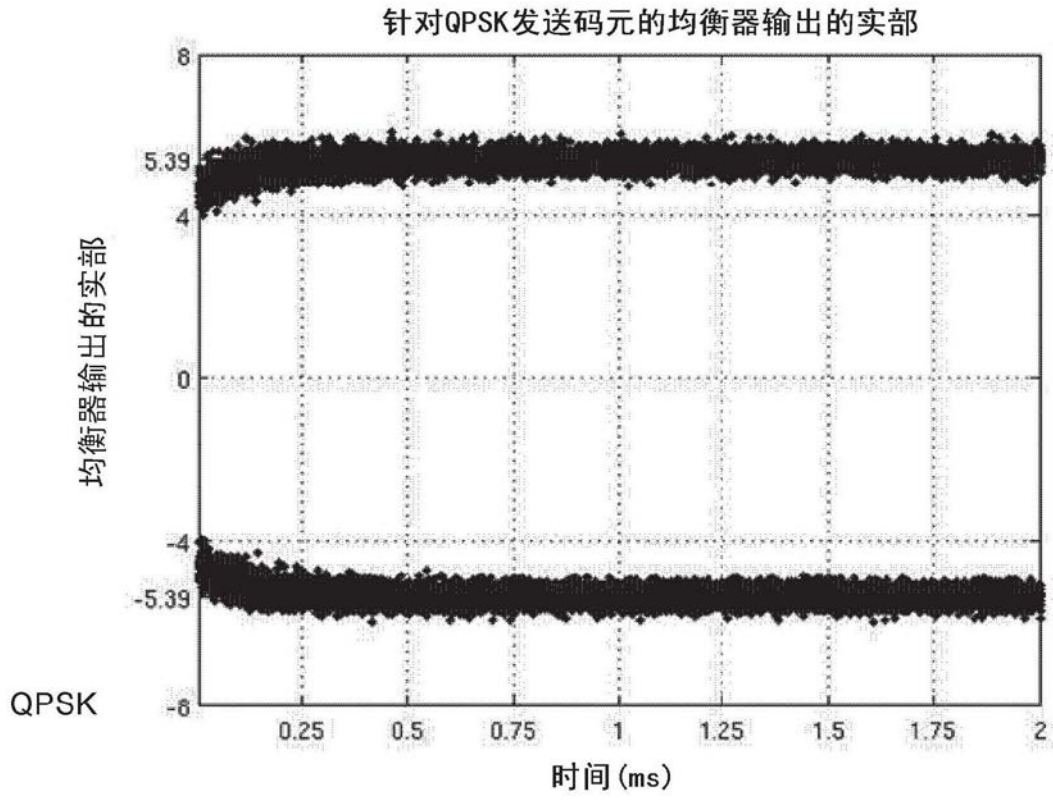


图45A

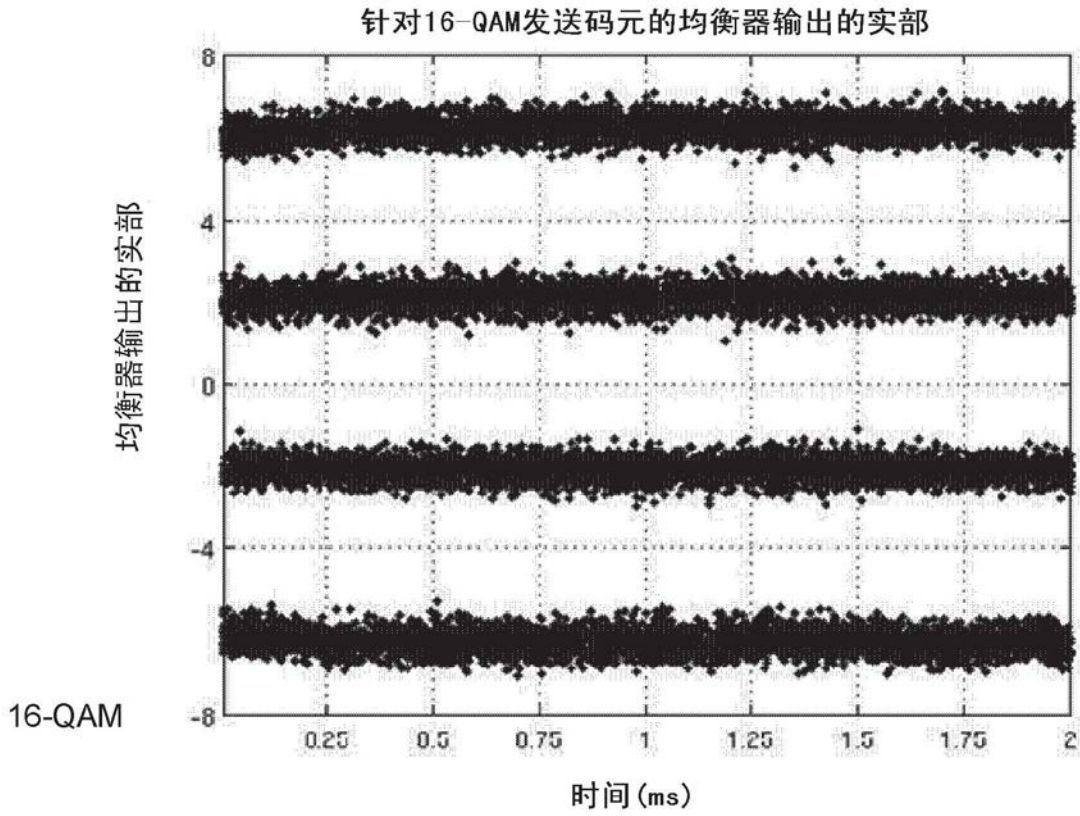


图45B

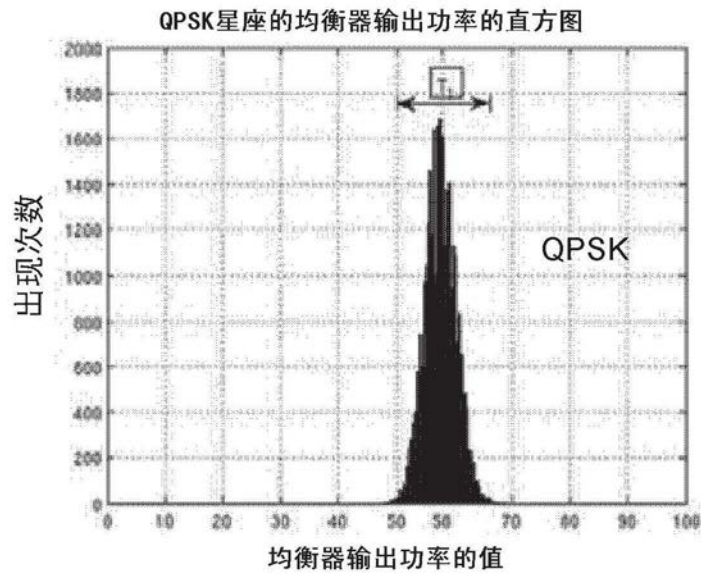


图46A

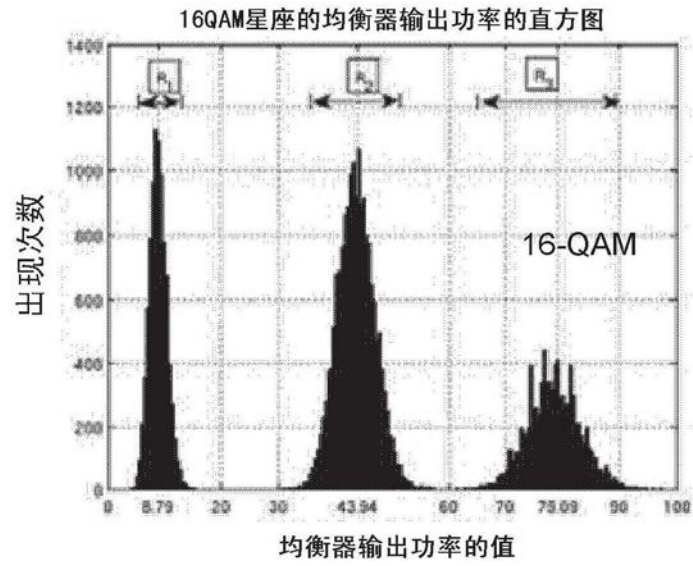


图46B

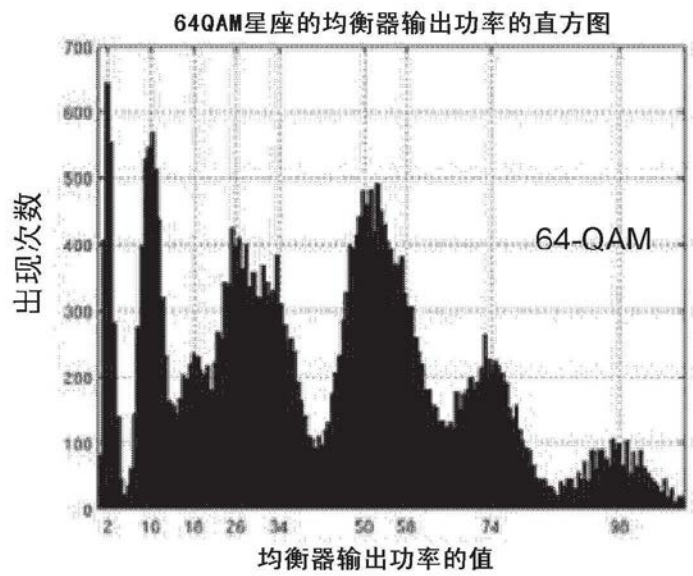


图46C

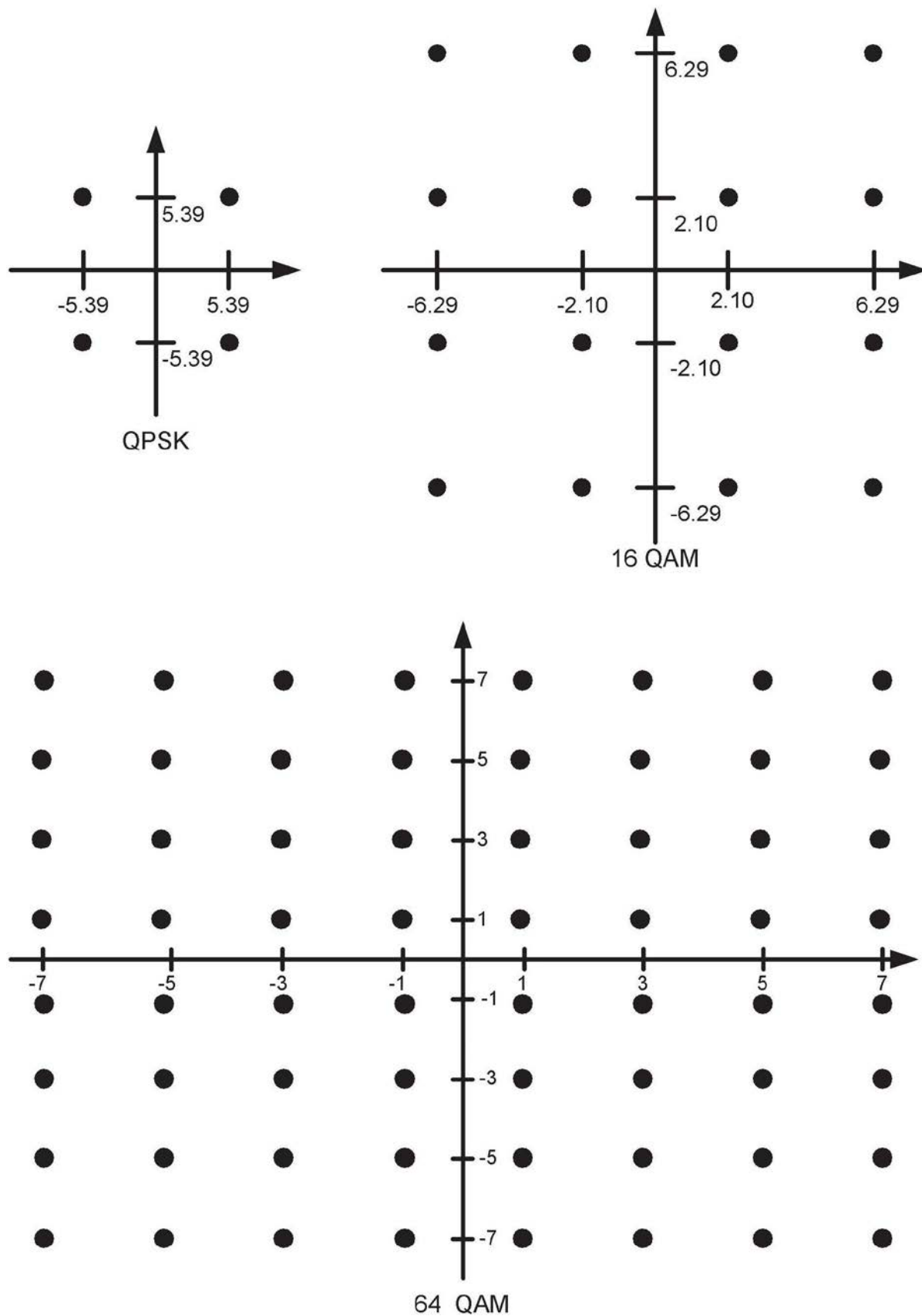


图47

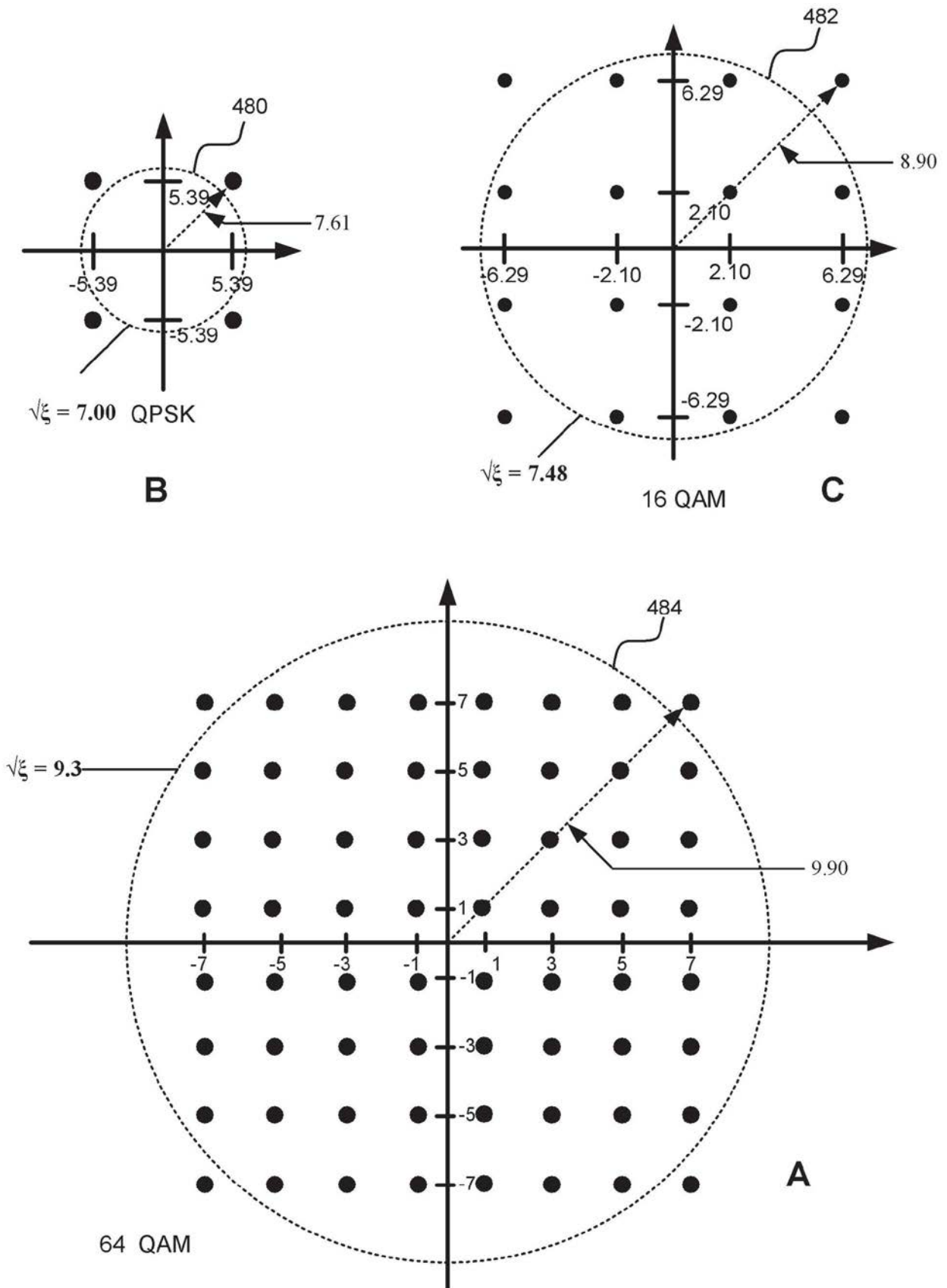


图48

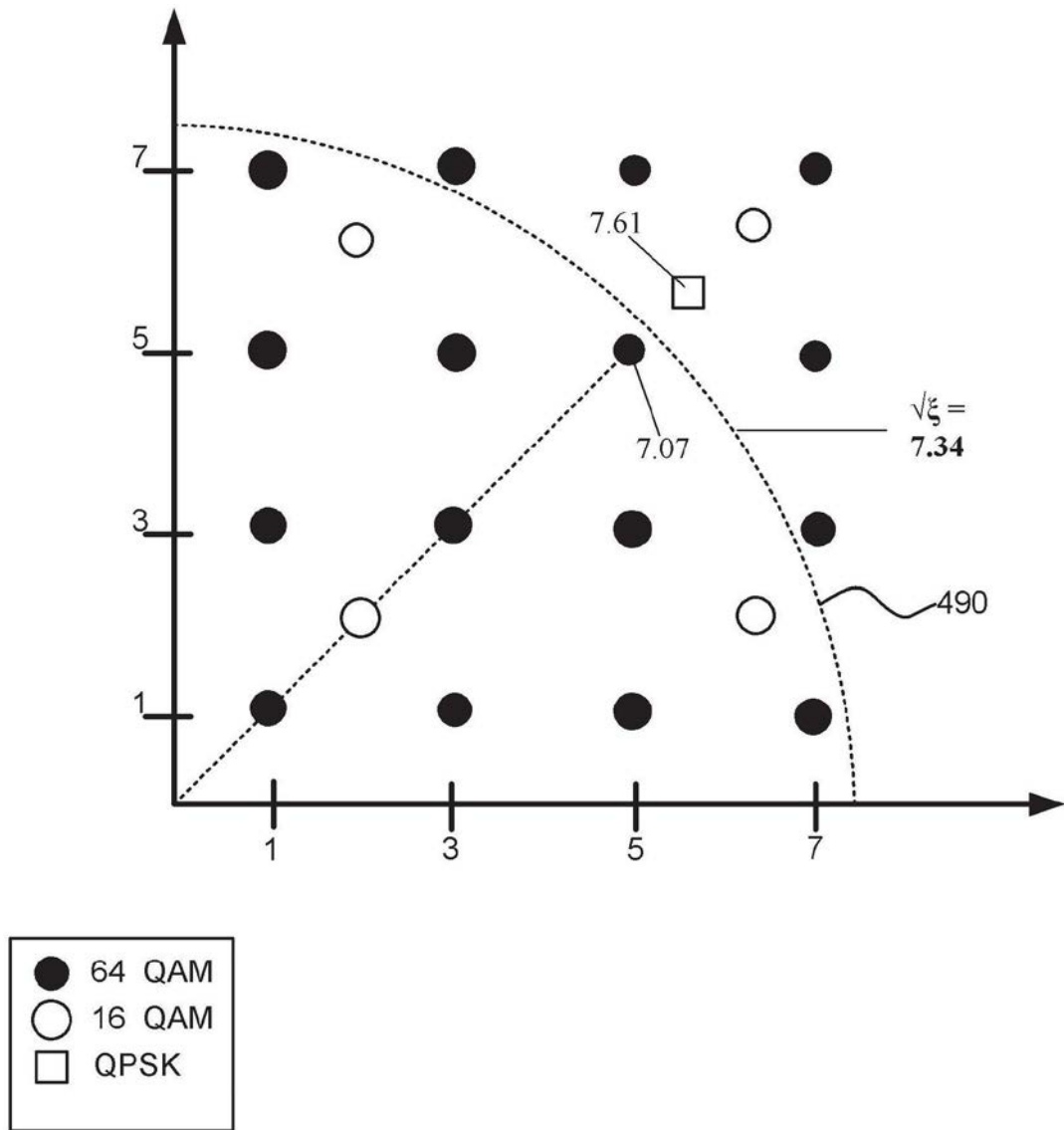


图49



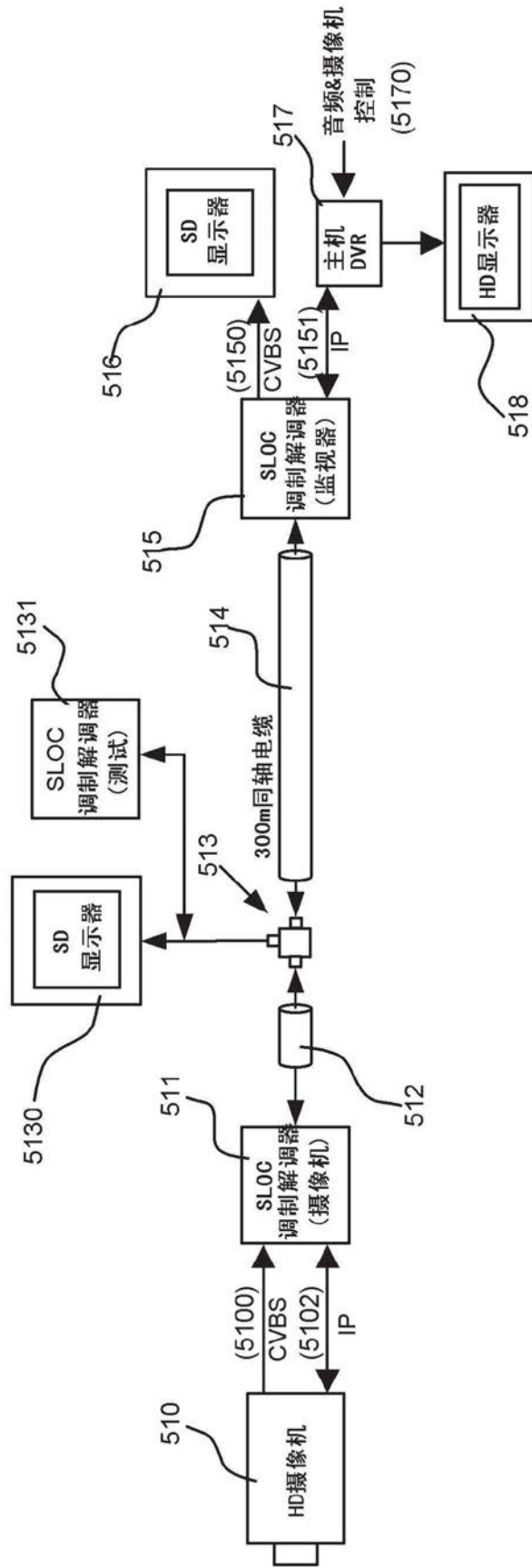


图51A

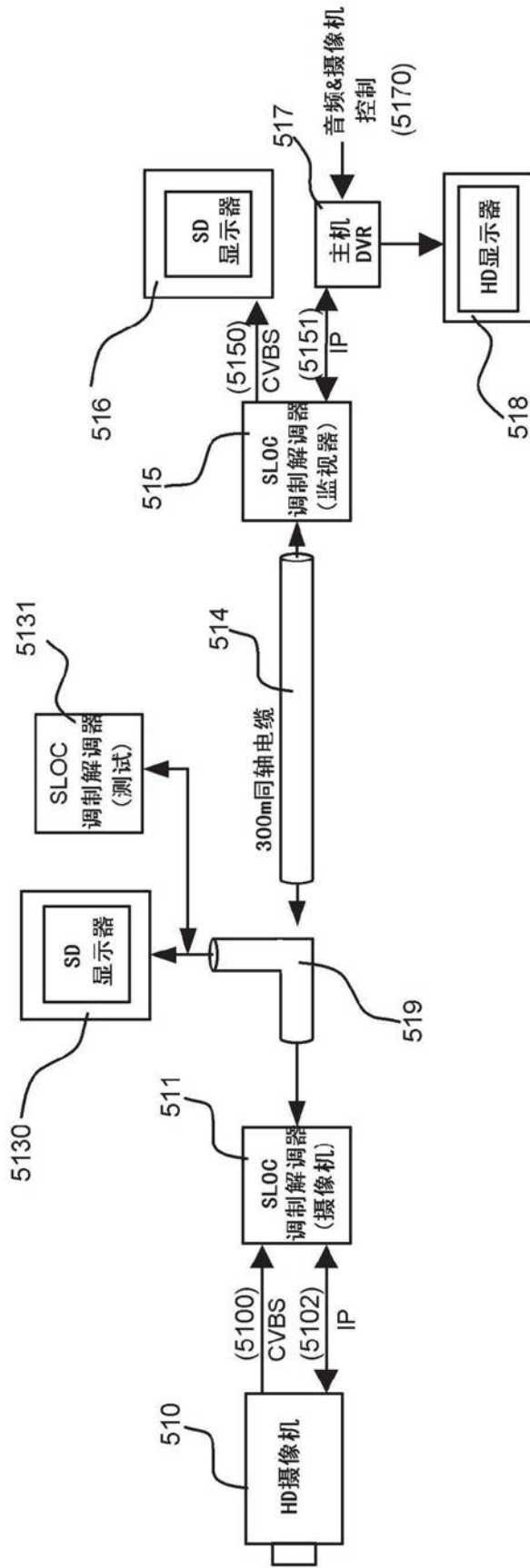


图51B

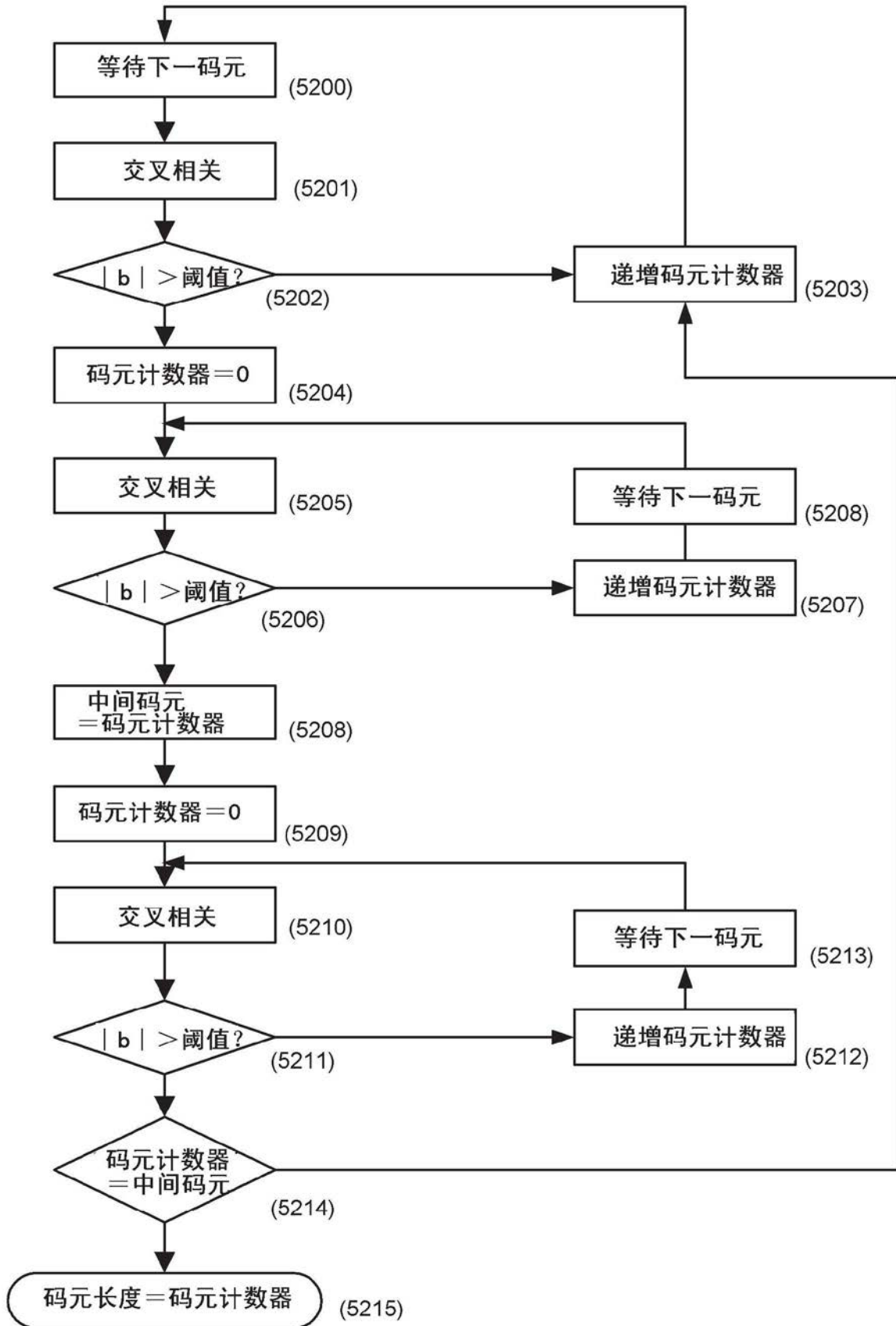


图52A

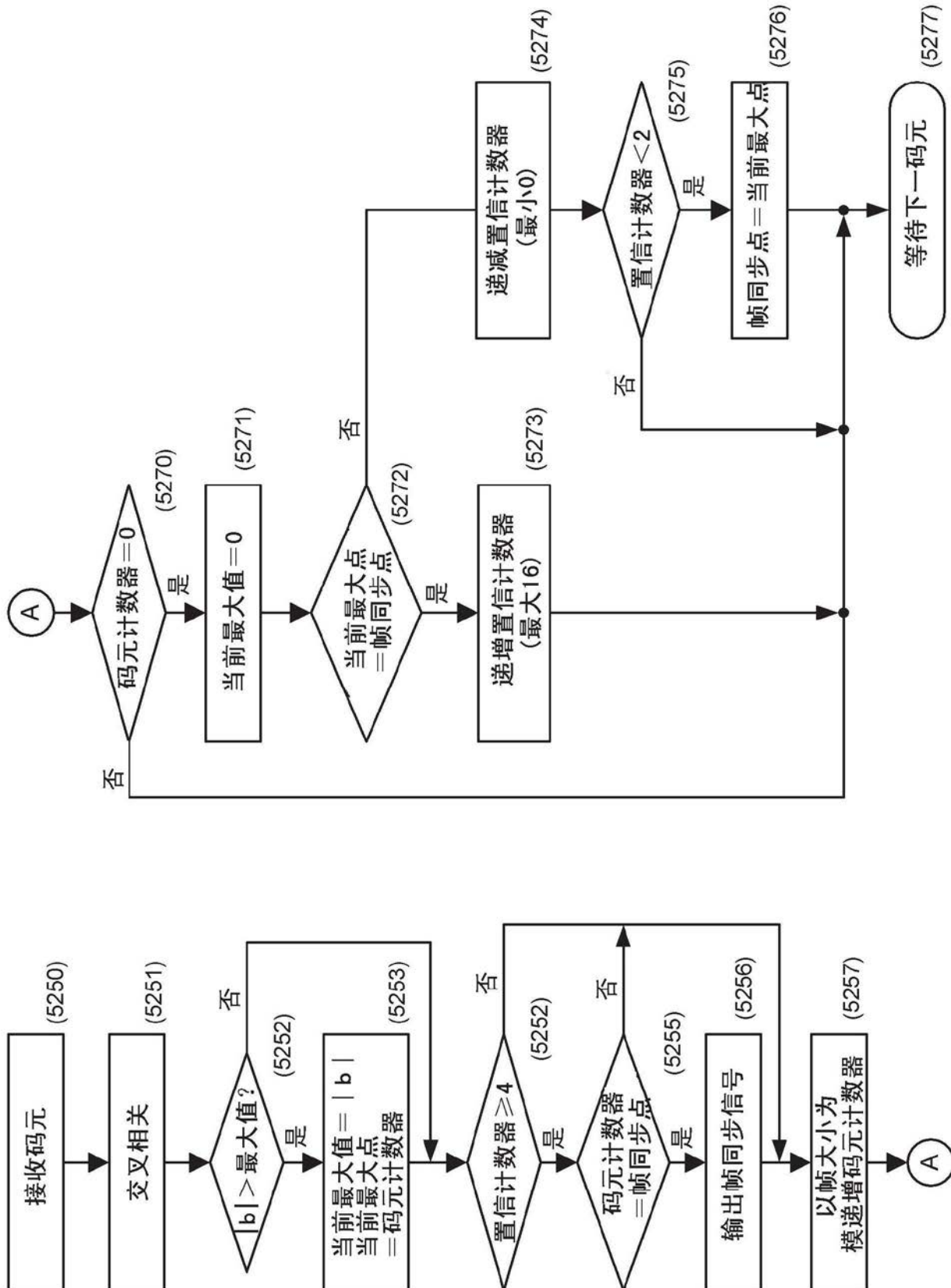
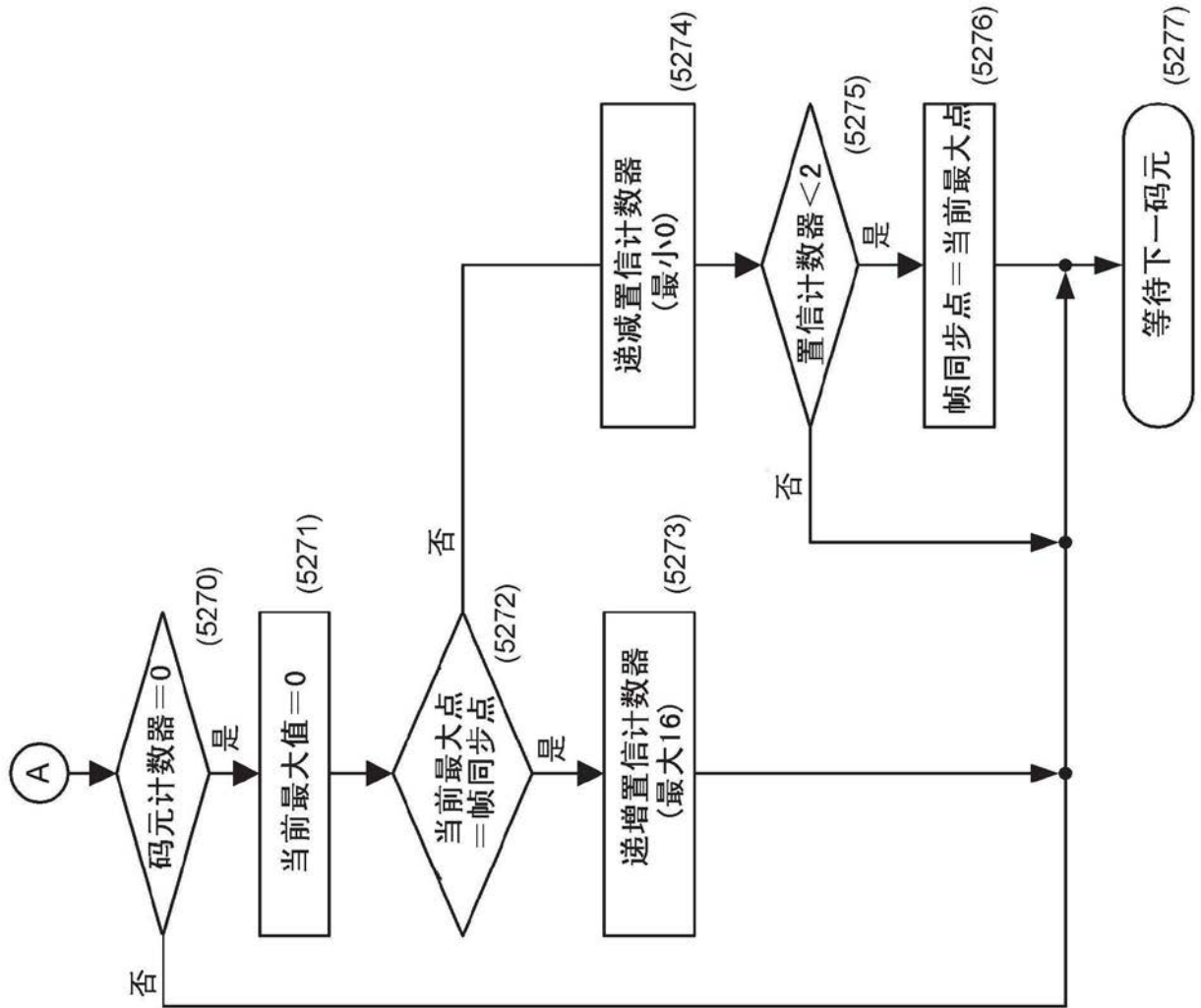


图52B



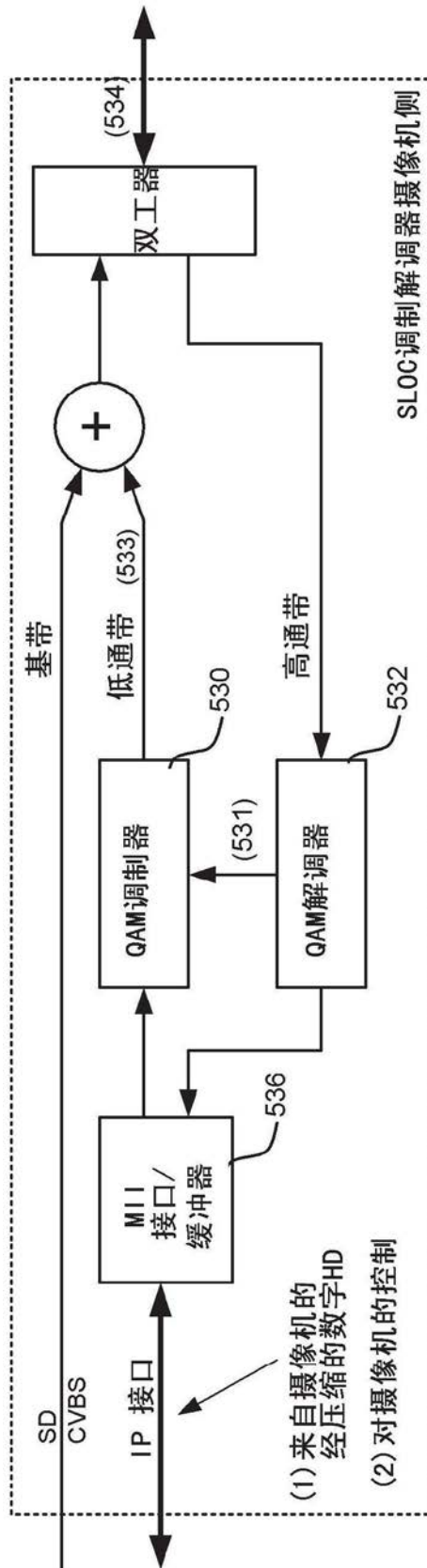


图53

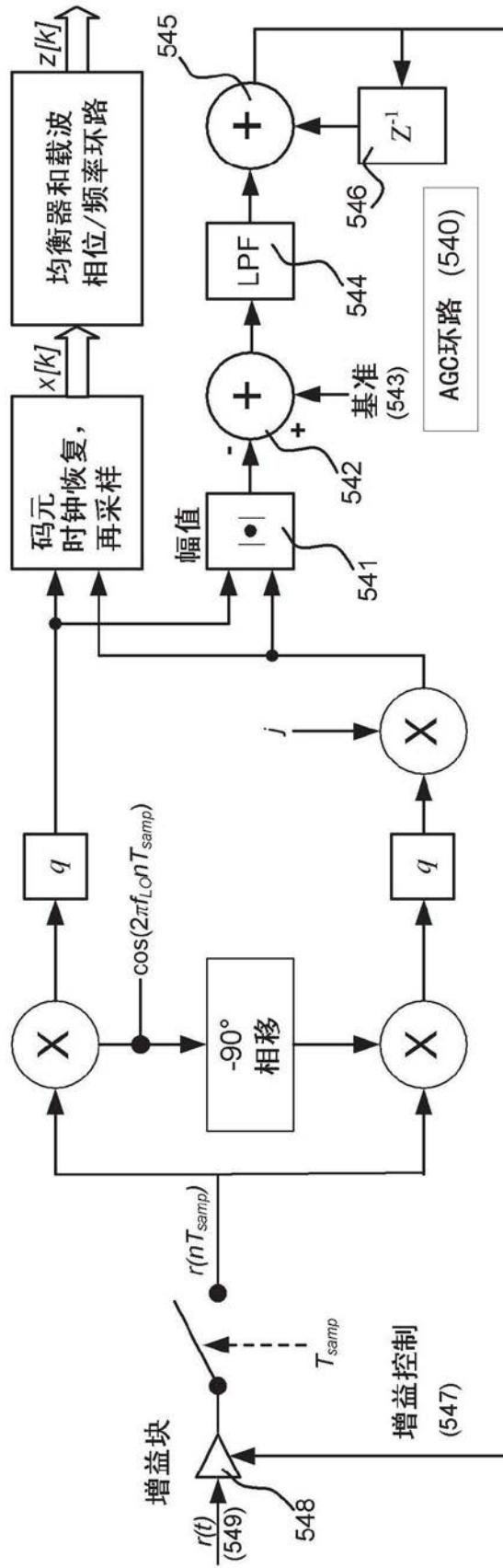


图54