



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112204429 A

(43) 申请公布日 2021. 01. 08

(21) 申请号 201980038070.7

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

(22) 申请日 2019.06.04

代理人 毕铮 周学斌

(30) 优先权数据

1809386.4 2018.06.07 GB

(51) Int.Cl.

G01S 19/30 (2006.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2020.12.07

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2019/064467 2019.06.04

(87) PCT国际申请的公布数据

WO2019/234009 EN 2019.12.12

(71) 申请人 秦内蒂克有限公司

地址 英国汉普郡

(72) 发明人 M·D·麦克莱奥德

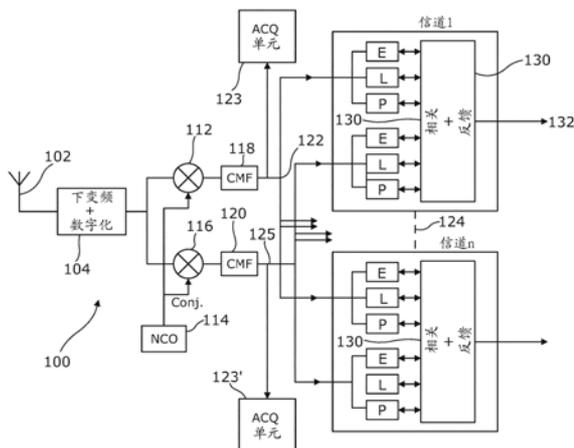
权利要求书2页 说明书12页 附图4页

(54) 发明名称

无线电接收器

(57) 摘要

所公开的无线电接收器包括:下变频器,用于对来自多个源的双边带信号、诸如二进制偏移载波(BOC)信号进行下变频,以产生上边带和下边带信号;以及用于对每个边带信号进行滤波的码片匹配滤波器。每个滤波器的输出被提供给一系列分离的信道,针对每个源有一个信道,其中至少存在早期门、即时门和后期门。每个门具有最近邻采样器和用于与扩频码的适当部分相乘的乘法器、用于移除多普勒或其他频率偏移的混频器、以及积分器。本发明提供了一种通过对来自多个源的接收的感兴趣信号使用单个下变频器以高效方式解调诸如BOC调制卫星导航信号之类的信号的手段。



1. 一种用于处理由不同传送器传送并由天线接收的多个感兴趣信号的无线电接收器, 所有感兴趣信号占用相同的一个或多个共享频带, 并且每个信号具有对其应用的单独的扩频码, 并且包括上边带和下边带, 所述接收器包括:

a) 下变频器, 用于将所有接收信号的每个边带下变频到标称基带频率, 以产生组合的上边带信号和组合的下边带信号;

b) 用于处理组合的上边带信号的第一码片匹配滤波器, 以及用于处理组合的下边带信号的第二码片匹配滤波器, 其中当扩频码的码片在信号下变频到相应的上边带或下边带之后出现时, 码片匹配滤波器与它匹配;

c) 多个信道, 针对每个接收的感兴趣信号有一个信道, 每个信道适于接收来自第一和第二码片匹配滤波器的输出;

其中每个信道的每个边带包括至少三个门, 所述至少三个门至少包括早期门、即时门和后期门;

并且在每个门内包括:

i) 最近邻采样器, 用于通过适当使用早期、后期或即时定时参考对来自码片匹配滤波器的信号进行采样;

ii) 乘法器, 用于将来自(i)的样本与来自扩频码生成器的扩频码的本地副本的适当部分相乘;

iii) 混频器, 用于将门内的信号乘以反馈环信号, 以用于移除边带上存在的多普勒频率或本地振荡器偏移, 混频器由数控振荡器驱动;

iv) 积分器, 用于对从步骤(i-iii)产生的门信号进行积分;

其中, 从早期门和后期门的输出的组合导出的反馈信号用于驱动数控振荡器, 所述数控振荡器继而控制最近邻采样器的定时, 并且(iii)中的反馈环信号是从即时门的输出导出的。

2. 如权利要求1所述的接收器, 其中每个码片匹配滤波器同时处理给定边带的所有信号。

3. 如上述权利要求中任一项所述的接收器, 其中, 对于每个信道, 来自即时门的积分器的来自每个边带的输出被组合以产生从其中提取导航消息的复输出。

4. 如上述权利要求中任一项所述的接收器, 其中最近邻采样器包括样本选择单元, 所述样本选择单元被布置成从码片匹配滤波器接收样本输出, 并且选择在时间上最接近关于定时参考点的期望理想时间的样本作为输出。

5. 如权利要求4所述的接收器, 其中扩频码包括一系列码片, 并且每个样本选择单元为扩频码的每个码片提供单个样本输出。

6. 如权利要求5所述的接收器, 其中提供给样本选择单元的样本数量被布置成平均每码片具有非整数个样本。

7. 如上述权利要求中任一项所述的接收器, 其中, 对于每个信道, 对早期积分器输出的模数进行求和, 并且对后期积分器输出的模数进行求和, 并且从如下等式导出用于驱动与N-N采样器和扩频码生成器相关联的码NCO的信号:

$$\frac{(|E_U| + |E_L|) - (|L_U| + |L_L|)}{(|E_U| + |E_L|) + (|L_U| + |L_L|)}。$$

8. 如上述权利要求中任一项所述的接收器,其中,对于每个信道,生成包括用于每个边带的即时积分器的反正切之和的第一信号,并且生成包括用于每个边带的即时积分器的反正切之差的第二信号,使用载波环滤波器对第一信号进行滤波,并且使用相位差环滤波器对第二信号进行滤波,并且第一和第二滤波信号之和用于驱动一个边带上的载波NCO,并且第一和第二滤波信号之差用于驱动另一个边带上的载波NCO。

9. 如上述权利要求中任一项所述的接收器,其中多个感兴趣信号是由形成GNSS系统的卫星传送的那些信号。

10. 如上述权利要求中任一项所述的接收器,其中步骤(a)中到基带的下变频不是由来自信道或门的反馈环驱动的。

11. 如上述权利要求中任一项所述的接收器,进一步包括获取单元,所述获取单元被布置在每个边带上,以将CMF滤波信号分成多个时间部分,每个时间部分短于扩频码的完整序列,并且实行与扩频码的本地副本的类似大小部分的子相关,并且以快速傅立叶变换或离散傅立叶变换来组合多个子相关的结果。

12. 一种解调由不同传送器传送并由天线接收的多个感兴趣信号的方法,所有感兴趣信号占用相同的一个或多个共享频带,并且每个信号具有对其应用的单独的扩频码,并且包括上边带和下边带,所述方法包括以下步骤:

a) 将所有接收信号的每个边带下变频到标称基带频率,以产生组合的上边带信号和组合的下边带信号;

b) 对第一码片匹配滤波器中组合的上边带信号以及第二码片匹配滤波器中组合的下边带信号进行滤波,其中当扩频码的码片在下变频到相应的上边带或下边带之后出现时,码片匹配滤波器与它匹配;

c) 将滤波的上边带和下边带信号提供给多个信道中的每一个,针对每个接收的感兴趣信号有一个信道,每个信道适于单独地处理两个边带,

并且其中每个信道的每个边带包括至少三个门,所述至少三个门至少包括早期门、即时门和后期门;

并且在每个门内:

i) 通过适当时使用早期、后期或即时定时参考,使用最近邻采样器对来自码片匹配滤波器的信号进行采样;

ii) 使用乘法器将来自(i)的样本与来自扩频码生成器的扩频码的本地副本的适当部分相乘;

iii) 使用混频器将门内的信号乘以反馈环信号,以用于移除边带上存在的多普勒频率或本地振荡器偏移,混频器由数控振荡器驱动;

iv) 使用积分器对从步骤(i-iii)产生的门信号进行积分;

其中,从早期门和后期门的输出的组合导出的反馈信号用于驱动数控振荡器,所述数控振荡器继而控制最近邻采样器的定时,并且(iii)中的反馈环信号是从即时门的输出导出的。

13. 一种存储指令的非暂时性计算机可读介质,当由一个或多个处理器执行时,所述指令被配置为引起所述一个或多个处理器执行包括权利要求12的方法的操作。

无线电接收器

[0001] 本发明涉及无线电接收器,并且更具体地,涉及适于同时从多个不同源接收信号的接收器,所有源共享相同的一个或多个频带。这样的接收器典型地用于诸如卫星导航之类的应用中。

[0002] 当前存在许多全球导航卫星系统(GNSS)处于使用中,或处于后期开发或实现阶段。最早的是美国的全球定位系统(GPS),其后是俄罗斯的GLONASS系统。在撰写时,欧洲伽利略系统几乎准备投入服务,并且在轨道中具有若干个服务中的卫星。这些系统中的每一个使用直接序列扩频(DS-SS)数据传送方案,由此不同的卫星跨一个或多个相对宽的带宽持续传送数据,所述带宽与系统中的所有其他卫星共享(并且有时也与其他系统共享)。为了允许接收器标识来自给定卫星的信号,每个卫星广播唯一的(对于接收器)已知的码。接收器实现相关过程,由此它将传入信号(所述传入信号是系统中所有活动卫星正在传送的码的叠加)与来自它正在搜索的卫星的内部保存的码副本进行相关。如果信号存在,在正常运转的系统中,归因于相关增益,该信号将与其他卫星正在传送的其他信号以及与热噪声可分离,并且接收器将能够处理例如在码的相位中编码的数据。

[0003] 接收器针对多个不同的卫星信号(典型地至少4个或5个,并且更典型地高达大约10个或12个左右)并行实现该相关过程,并且根据该信息,它能够组装导航消息,并且计算地球上的位置和当前时间。

[0004] 鉴于一些GNSS系统当前使用二进制相移键控调制方案(BPSK),伽利略网络取而代之使用二进制偏移载波(BOC)调制(出于频谱占用原因),该调制采用BPSK信号(即,扩频码)并且在将其调制到高达传送频率之前利用方波子载波对其进行调制以产生双边带信号,其中每个边带实际上是BPSK信号。其他GNSS系统对于其一些信号也使用某种BOC传送,并且预期更多的系统在时间上实现类似的方案。

[0005] 与直接的BPSK信号相比,BOC信号的使用给接收器带来了一些复杂性。这些复杂性之一是它的自相关函数具有多个瓣,而不是BPSK信号情况下存在的单个瓣。多个瓣结构可能使得难以遍历相关函数来获得准确的定时信息并因此获得准确的导航位置。随着子载波频率与码片速率的比率增加,该困难增加。对于某些GNSS服务,该比率为一,并且在该情况下,存在各种令人满意的解决方案。然而,当比率为二或更大时(如对于伽利略公共调节服务那样),由多瓣自相关函数引起的问题是显著的。对该问题的解决方案可以在QinetiQ有限公司提交的并特此通过引用而包括的国际专利公开号W02015/107111('111)中找到,其中在实行上面提及的相关过程之前使用以下过程:使用码片匹配滤波器、后续是最近邻采样过程(使用样本选择单元)。该方法在计算上是高效的,但是在某些情况下可能具有大于所期望的损失因子(即,系统信噪比的减小超过理论最大值)。

[0006] 来自Thales的美国专利申请US2010/0254439('439)公开了一种用于解调BOC信号的系统 and 过程。

[0007] 本发明的目的是要提供一种更高效的或替代的接收器,用于如在诸如GNSS之类的应用中使用的双边带信号的接收和处理。

[0008] 根据本发明的第一方面,提供了一种用于处理由不同传送器传送并由天线接收的

多个感兴趣信号的无线电接收器,所有感兴趣信号占用相同的一个或多个共享频带,并且每个信号具有对其应用的单独的扩频码,并包括上边带和下边带,所述接收器包括:

a) 下变频器,用于将所有接收信号的每个边带下变频到标称基带频率,以产生组合的上边带信号和组合的下边带信号;

b) 用于处理组合的上边带信号的第一码片匹配滤波器,以及用于处理组合的下边带信号的信号的第二码片匹配滤波器,其中当扩频码的码片在信号下变频到相应的上边带或下边带之后出现时,码片匹配滤波器与它匹配;

c) 多个信道,针对每个接收的感兴趣信号有一个信道,每个信道适于接收来自第一和第二码片匹配滤波器的输出;

其中每个信道的每个边带包括至少三个门,所述至少三个门至少包括早期门、即时门和后期门;

并且在每个门内包括:

i) 最近邻采样器,用于通过适当时使用早期、后期或即时定时参考对来自码片匹配滤波器的信号进行采样;

ii) 乘法器,用于将来自(i)的样本与来自扩频码生成器的扩频码的本地副本的适当部分相乘;

iii) 混频器,用于将门内的信号乘以反馈环信号,以用于移除边带上存在的多普勒频率或本地振荡器偏移,混频器由数控振荡器驱动;

iv) 积分器,用于对从步骤(i-iii)产生的门信号进行积分;

其中,从早期门和后期门的输出的组合导出的反馈信号用于驱动数控振荡器,所述数控振荡器继而控制最近邻采样器的定时,并且(iii)中的反馈环信号是从即时门的输出导出的。

[0009] 根据本发明实施例的接收器可以特别高效地处理传入信号。与感兴趣信号的带宽相比,传入信号典型地以高频数字化。因此,在伽利略导航信号的情况下,它可以在50和100 MHz之间数字化。

[0010] 在GNSS系统中,每个信道与来自单个卫星的接收信号相关联。因此,信道的数量一般将包括很可能在给定时间对于接收器可见的卫星的最大数量。

[0011] 本发明的实施例相对于'439公开内容具有显著的益处。在'439公开内容中描述的接收器中,每个信道(对应于处理来自单个卫星的信号所需的电路)需要它自己的下变频器,所述下变频器由数控振荡器(NCO)驱动,所述数控振荡器由来自信道的一个或多个输出的反馈环控制。

[0012] 相比之下,在本发明的实施例中,针对每个边带使用单个下变频器(下变频到标称基带信号),其中下变频器的输出在所有信道之间共享。仅需要单个NCO,因为到每个下变频器的信号是彼此的复共轭。这简化了硬件并减小了信道复杂性,导致功率和硬件成本方面的节省。普通技术人员将理解,扩频码包括码片序列。在将接收信号的每个边带下变频到标称基带频率中,每个码片的形式将从如原始传送的形式改变。例如,在宽带BOC信号的情况下,每个边带中每个码片的形式将近似为矩形,如在常规的GNSS BPSK信号中那样。

[0013] 如上面参考的'111专利中所解释的,码片匹配滤波器可以是与滤波器处接收的码片匹配的匹配滤波器。匹配滤波器的使用在复杂的接收器系统中常见,匹配滤波器是其脉

冲响应为已知信号的时间倒转的滤波器。这样的滤波器很难在用于典型DS-SS信号的模拟技术中实现。然而,通过考虑想要的信号是等同脉冲的序列的事实,可以简化用于这里所考虑类型的信号的匹配滤波器的实现。然后可以示出,理论上可以通过以下方式实现匹配滤波器:首先使用与单个脉冲匹配的滤波器对接收信号进行滤波,并且然后对该滤波器的输出进行采样,并将其与已知的参考序列进行相关,进入相关器中的样本的间隔为每码片一个。精确地实现这样的初始滤波器是不可能的(原因在于其所需脉冲响应的矩形形状),但是可以实现接近的近似,这就是码片匹配滤波器。

[0014] 针对所有信道共享操作在每个边带上的码片匹配滤波器,从而再次导致较低的复杂性和功率要求。因此,在伽利略PRS信号的情况下,对于所有信号只需要两个码片匹配滤波器,对于每个边带有一个。当扩频码出现在下变频信号中时,码片匹配滤波器的脉冲响应与所述扩频码的预期码片特性相匹配。在每个边带中,所需的脉冲响应可以紧密近似为矩形脉冲。

[0015] 每个CMF的输出被提供给多个信道,其中信道包括用于处理来自单个卫星的信号的组件。每个信道处理来自相应CMF输出的上边带和下边带信号。在信道内,给定边带的CMF输出被供应给多个门。在每个边带上的信道内典型地存在三个门(一般是早期、即时和后期门),但是是一些实施例可以具有更多的门。在每个门内,CMF信号被供应给最近邻采样器。

[0016] 用于每个门的最近邻采样器包括样本选择单元,所述样本选择单元被布置成从码片匹配滤波器接收样本输出,并且选择在时间上最接近关于定时参考点的期望理想时间的样本作为输出。典型地,传入样本以平均在每码片4与32个样本(即,扩频码或参考码的码片的持续时间)之间的速率到达。然而,样本的传入速率被布置成每码片具有非整数数量的样本,使得实现如'111中描述的最近邻采样的益处。

[0017] 来自最近邻采样器的输出优选地包括单个样本输出,用于与存储在每个信道内的扩频码副本或参考码的单个码片后续相乘,当已经获取信号时,所述单个码片与传入信号同步。

[0018] 本领域普通技术人员将领会,在GNSS系统中使用的BOC信号中,所有信道的上边带占用第一频带,并且所有信道的下边带占用第二频带。

[0019] 本发明特别适用于其中使用宽带BOC信号(诸如伽利略BOC(15,2.5)PRS信号,其中上边带的中心与下边带的中心分离近似30 MHz)的应用。因此,有利地,接收器适于处理占用两个离散频带的BOC信号。

[0020] 在为BPSK信号设计的GNSS接收器中,典型地存在即时相关器,其定时由称为跟踪环的反馈过程来调整,以使该定时尽可能近地与传入信号中测距码码片的定时对准。然后,即时相关器的输出为接收器提供最佳可能值,以解码包含在接收信号中的消息数据。“延迟”(或“码”)跟踪环使用另外的相关器(典型地是两个,称为“早期”和“后期”门)的输出来执行该时间对准。另外的“载波”跟踪环使用来自即时相关器的测量来将其相位带到期望值。

[0021] 在BOC信号的两个边带被单独处理的情况下,合期望的是组合来自两个边带的信息,因为这提升性能(例如,这使跟踪更加准确,并且减小解码消息中的错误概率)。因此,这些相关函数(诸如即时、早期和后期)单独地应用于两个边带。然而,众所周知,在后续的组合过程中存在困难——针对所述组合过程在'439专利中公开了一种方法。即时相关相对于

传入信号的定时对准中的小误差引起来自两个边带的复即时相关输出之间出现相位差。该相位差一方面作为延迟误差测量是有用的,但另一方面意味着来自两个边带的即时相关输出不能简单地通过将它们相加在一起来组合。

[0022] 在BPSK接收器中的典型延迟跟踪环中,使用的是早期和后期门输出的模数(即,绝对值)。例如,在BPSK接收器中,处理早期(E)门和后期(L)门输出的常见方式是产生用于驱动码NCO的信号,所述信号从如下等式导出:

$$\frac{|E| - |L|}{|E| + |L|}$$

其中 $|x|$ 指代x的绝对值,并且是可以在本发明的实施例中使用的方法。(该等式被称为“延迟鉴别器”)。其仅是延迟鉴别器的一个示例。本领域的普通技术人员将领会,可以使用其他等式,并且可以实现另外的相关器门(除了E和L之外,并且例如称为非常早期和非常后期),并且它们的输出用在这样的等式中。

[0023] 方便地,在本发明的一些实施例中,接收器可以被布置成使用单个反馈信号来驱动给定信道上的两个边带的码NCO(另外称为码延迟NCO)。这是因为两个边带之间的定时差小,因此任何误差都将不会趋于是显著的。在该情况下,为了生成来自两个边带的码延迟误差的组合测量,接收器可以针对每个信道对每个边带的早期积分器输出的模数(绝对值)求和(即, $|E_U| + |E_L|$),并对后期积分器输出的模数求和(即, $|L_U| + |L_L|$),并产生用于驱动与最近邻采样器(即,延迟)和测距码生成器相关联的码NCO的信号,所述信号从如下等式导出:

$$\frac{(|E_U| + |E_L|) - (|L_U| + |L_L|)}{(|E_U| + |E_L|) + (|L_U| + |L_L|)}。$$

[0024] 可替代地,在一些实施例中可以使用不同的反馈信号,其中通过将码延迟跟踪环既应用于两个边带的平均码延迟又应用于两个边带之间的码延迟差来导出两个反馈信号。

[0025] 其他实施例可以采用用于驱动码NCO的不同反馈信号。注意到,上面引用的来自Thales的现有技术文档表现为具有要求,凭借该要求用于驱动其码NCO的码信号是从给定信道的每个边带的即时相关器输出之间的相位差导出的。在本发明的实施例中,不需要对码NCO驱动信号有的这样的贡献。

[0026] 从用于每个边带的相关器的一个或多个输出导出的反馈信号可以用于驱动该信道边带的载波NCO。这可以与来自另一边带的信号相组合。方便地,在本发明的一些实施例中,对于每个信道,生成包括用于每个边带的即时积分器的反正切的平均值的第一信号,并且生成包括用于每个边带的即时积分器的反正切的半差的第二信号,使用载波环滤波器对第一信号进行滤波,并且使用相位差环滤波器对第二信号进行滤波,并且第一和第二滤波信号之和用于驱动一个边带上的载波NCO,并且第一和第二滤波信号之差用于驱动另一个边带上的载波NCO。反馈信号可以驱动锁相环或锁频环。技术人员将领会,可以使用用于组合相应边带和门信号的其他方法。

[0027] 如上所述,与所陈述的现有技术不同,对于接收信号到标称基带的初始下变频不需要反馈环。因此,优选地,在本发明的至少一些实施例中,步骤(a)中到基带的下变频不由来自信道的反馈环驱动。下变频频率可能(并且一般将)受到误差的影响,所述误差诸如与传送信号不处于完全频率同步,这导致基带信号上存在小的频率偏移(因此使用术语标称

基带)。归因于接收器与卫星(或其他)传送器的相对移动,还将存在频率偏移,这在接收信号上引起未知的多普勒频移。然而,这些组合的频率偏移的大小相对小,并且对于本文呈现的新颖的接收器架构而言不呈现问题。

[0028] 如上所述的本发明主要涉及其在跟踪来自传送器的一个或多个信号时的操作。在可以跟踪信号之前,存在对于接收器首先获取信号(即,以建立扩频码或可能已经应用的任何跳频序列内的当前时间位置)的要求。

[0029] 在已经执行获取之前,接收器将不知道接收信号的到达时间。在一些应用中,还将存在使接收更加复杂的其他问题。由接收器或传送器的相对移动引起的接收信号中的多普勒频率改变就是一个这样的问题。接收器本地振荡器(LO)中的缺陷引起的“类多普勒”频率误差是另一个这样的问题。因此,获取过程包括跨时间以及在一些应用中跨频率(归因于多普勒变化)搜索想要的信号。这通常使用其中接收信号与已知信号的本地副本(“参考码”)相关的相关过程来完成。获取阶段期间的相关过程可以使用与跟踪阶段期间使用的相同的相关器组件,或者可替代地,分离的相关器功能可以用于获取目的。

[0030] 因此,本发明的一些实施例可以进一步包括获取单元,所述获取单元被布置在每个边带上,以将CMF滤波信号分成多个时间部分,每个时间部分短于扩频码的完整序列,并且实行与扩频码的本地副本类似大小部分的子相关,并且以快速傅立叶变换或离散傅立叶变换来组合多个子相关的结果。

[0031] 本发明主要旨在对GNSS系统(诸如伽利略)传送的信号的处理。因此,一般地,多个感兴趣信号是由GNSS系统的卫星传送的那些信号。

[0032] 根据本发明的第二方面,提供了一种解调由不同传送器传送并由天线接收的多个感兴趣信号的方法,所有感兴趣信号占用相同的一个或多个共享频带,并且每个信号具有对其应用的单独的扩频码,并包括上边带和下边带,所述方法包括以下步骤:

a) 将所有接收信号的每个边带下变频到标称基带频率,以产生组合的上边带信号和组合的下边带信号;

b) 对第一码片匹配滤波器中组合的上边带信号以及第二码片匹配滤波器中组合的下边带信号进行滤波,其中当扩频码的码片在下变频到相应的上边带或下边带之后出现时,码片匹配滤波器与它匹配;

c) 将滤波的上边带和下边带信号提供给多个信道中的每一个,针对每个接收的感兴趣信号有一个信道,每个信道适于单独地处理两个边带,

并且其中每个信道的每个边带包括至少三个门,所述至少三个门至少包括早期门、即时门和后期门;

并且在每个门内:

i) 通过适当时使用早期、后期或即时定时参考,使用最近邻采样器对来自码片匹配滤波器的信号进行采样;

ii) 使用乘法器将来自(i)的样本与来自扩频码生成器的扩频码的本地副本的适当部分相乘;

iii) 使用混频器将门内的信号乘以反馈环信号,以用于移除边带上存在的多普勒频率或本地振荡器偏移,混频器由数控振荡器驱动;

iv) 使用积分器对从步骤(i-iii)产生的门信号进行积分;

其中,从早期门和后期门的输出的组合导出的反馈信号用于驱动数控振荡器,所述数控振荡器继而控制最近邻采样器的定时,并且(iii)中的反馈环信号是从即时门的输出导出的。

[0033] 在本发明的实施例中,所述方法提供包括编码到原始传送信号中的信息的输出,所述输出然后被后续过程使用。在GNSS应用中,这样的过程可以包括导航位置、速度或定时(PVT)信息的计算。这样的PVT信息的计算对于普通技术人员而言是已知的。

[0034] 根据本发明的另外的方面,提供了一种存储指令的非暂时性计算机可读介质,当由一个或多个处理器执行时,所述指令被配置为引起所述一个或多个处理器执行包括上面的方法的操作。

[0035] 在一些实施例中,(一个或多个)处理器可以是数字信号处理器、微处理器、现场可编程门阵列(FPGA)、专用集成电路(ASIC)或以硬件、软件、固件或通过任何其他手段实现的任何其他合适的处理器。如普通技术人员将理解的,处理器可以连接到存储器,并被布置成从包括(一个或多个)天线、(一个或多个)放大器、(一个或多个)混频器等的组件接收信号。

[0036] 现在将参考以下各图,仅作为举例更详细地描述本发明的实施例,图中:

图1以图解方式图示了本发明实施例的顶级架构;

图2以图解方式图示了图1中所示的本发明实施例的更详细但仍然简化的框图;

图3以图解方式图示了本发明实施例中采用的反馈布置的简化框图;以及

图4以图解方式图示了如可以在本发明实施例中采用的获取信号的一种方式。

[0037] 图1示出了根据本发明实施例的接收器的前端的基本架构。接收器100具有天线102,用于接收来自多个卫星的GNSS信号,诸如来自伽利略GNSS星座的PRS信号。天线将其信号(经由低噪声放大器,未示出)提供给下变频器和数字化功能104,该下变频器和数字化功能104将信号的频率带到标称基带加上子载波频率(在伽利略PRS信号处于E1频带中的情况下近似为15 MHz)。下变频器可以包括乘法器。来自下变频和数字化功能104的输出被分成两个路径。上路径122处置上边带信号,而下路径125处置下边带信号。在上路径中,下变频的上边带信号在混频器112中与来自数控振荡器114的输出混合,以将信号带到标称基带,如下面进一步解释的那样。然后,该基带信号在被分成多个信号以供在n个个体信道的上边带处理路径内进行处理之前,在码片匹配滤波器118中被滤波,其中每个信道被布置成处理来自一个卫星的信号。示出了两个信道——即信道1和n,其他信道由虚线124指示。在该粒度级,处置下边带链的下路径在功能上是等同的,并且包括混频器116,混频器116将来自单元104的传入信号与混频器112使用的信号的共轭信号进行混合,以便将下边带带到标称基带。这由CMF 120滤波,并且输出被划分以馈送给n个信道的下边带处理路径。因此,单个CMF和混频器用于处理给定边带的所有信号。

[0038] 在该实施例中,每个信道的每个边带被分成三个门,对于每个边带包括早期(E)、后期(L)和即时(P)门。有时,一些实施例可以具有另外的门,诸如非常早期和非常后期信道,但是这里不详细考虑这些。如关于图2更详细解释的,在每个门内实行进一步的处理,并且来自每个门的信号在130处进行相关和处理,以提供输出信号132以供在生成导航解决方案和用于控制门和信道处理的反馈信号两者中使用。现在将进一步描述这些各种功能和组件。

[0039] 图2中示出的是图1的更详细的版本,但是它仍然是本发明实施例的接收器的部分的简化表示1。假设接收信号已经如上所述被下变频和数字采样,以提供处于标称子载波频率的传入信号。因此,例如,对于伽利略PRS接收器,来自卫星的接收信号具有标称1.57542 GHz的中心频率,这是利用BOC(15,2.5)信号调制的,将每个边带置于15.345MHz的标称子载波频率处。该子载波频率呈现为I(同相)和Q(正交)数字样本,所述数字样本以典型地60Msps的速率被采样至图2架构的输入10。

[0040] 该描述假设已经通过诸如稍后描述的获取过程之类的获取过程获取了信号,并且因此该信号正在信道中被跟踪。

[0041] 输入处的信号馈送到一对数字混频器中,针对每个边带有一个数字混频器。上混频器12还具有来自操作在标称子载波频率处的NCO 14的复输入。下混频器14具有来自NCO 14的复输入与到上混频器的信号馈送的信号的共轭信号。混频器12的输出是标称处于基带的信号,该信号包括存在于传送信号上边带上的调制信息。同样,混频器16的输出是标称处于基带的信号,该信号包括存在于传送信号下边带上的调制信息。

[0042] 存在可能阻止标称基带频率以0Hz为中心的各种事物。在给定NCO不受来自接收器的另外相关元件的反馈信号控制的情况下,这些事物包括子载波NCO中的频率误差。在给定NCO可以由典型地例如从晶体导出的系统时钟驱动的情况下,任何这样的频率误差将是微小的,其中频率误差完全在可接受限制内,其将不会对后续处理有性能影响。另一个频率误差源是归因于多普勒效应所致的对接收频率的改变,所述多普勒效应是由给定卫星和接收器之间的径向移动或改变的距离引起的。再次,由此引起的任何这样的频率误差对后续处理没有显著影响。出于这些原因,本发明的发明人已经发现,利用所提出的架构,不需要子载波NCO的反馈控制,并且因此该系统只需要覆盖所有卫星的单个子载波NCO。

[0043] 来自混频器12、16的每个输出被馈送到相应的码片匹配滤波器18、20中。每个CMF是与被接收的码片的预期形状相匹配的匹配滤波器。如在W02015/107111中所解释的,CMF可以被实现为有限脉冲响应滤波器,并且在给定码片信号的性质(是方波或其近似)的情况下可以非常高效地被实现,这在给定该点处相对高的采样速率(典型地在10 MHz和80 MHz之间)的情况下在减小功率消耗方面是有用的。

[0044] 对于处置给定边带的所有信号仅需要单个混频器和单个CMF。每个码片匹配滤波器18、20的输出被划分开,以向用于每个信道的特定边带的处理链提供输入信号。在图2中,详细示出了用于单个信道的上边带和下边带的处理链,其中分别在26和28处指示其他信道的上边带和下边带处理链,并且它们在功能上与更详细示出的上边带处理链22和下边带处理链24等同。每个信道包括专用于处置个体卫星的信号的信号处理。因此,在给定时刻存在与(在理想条件下)很可能对于接收器可见的卫星一样多的信道。在大多数实施例中,将存在至少四个信道,但是典型地将存在大约12个信道。每个信道包括第一处理链22和第二处理链24,第一处理链22具有用于在三个门(E_U 、 P_U 和 L_U)中处理上边带信号的处理元件,第二处理链24具有用于再次在三个门(E_L 、 P_L 和 L_L)中处理下边带信号的处理元件。

[0045] 图2在虚线30(指示对于其左侧的所有信道共有的功能性与在其右侧的单个信道中使用的功能性之间的划分)的右手侧示出了一个信道的部分的基本结构。一起包括处置上边带并位于虚线33上方的处理元件22的门从CMF 18接收输入(如在其他信道中的其他上边带门(未示出)一样,如26处所指示)。在边带处理链内,输入分成三个门23a-c,各有一个

门用于早期、后期和即时处理。在每个门中,最近邻(N-N)采样器35从传入样本流(其在该点处仍然处于供应给混频器12的输入信号的采样速率)中选择(如W02015/107111中所解释的)输入样本,对于每个门,该输入样本最接近于该特定门(关于每个码片上的参考点(诸如每个码片的开始、中间或结束))的理想采样时间。因此,每个门包括以每码片一个样本的速率的采样(如34a-c所指示)之后的样本流。普通技术人员将理解,如在GNSS接收器设计中众所周知的,E、L和P门用于找到传入信号的精确定时。P和E之间以及L和P之间的相对定时一般保持固定,但是绝对定时由码NCO控制,该码NCO形成如稍后进一步解释的延迟锁定环的部分。

[0046] 每个N-N采样器34的输出是处于每码片一个样本的速率的样本,其中剩余的样本不被使用。该样本在乘法器36a-c中乘以适当的测距(扩频)码码片,由此通过获取过程找到适当的码片,该获取过程将测距码码片位置与传入样本同步,如普通技术人员将领会的并且在稍后描述的那样。一旦同步,在该实施例中就从N-N采样器35的每个操作中取得更新测距码码片的时钟信号。由于测距码包括+1或-1的实数值,因此乘法器方便地实现为开关反转器(switched negator)。

[0047] 在测距码乘法之后,执行载波擦除,其移除(或至少减小)上面讨论的频率误差,即由相对移动(多普勒)和由原始信号下变频过程中的频率误差引起的频率误差。载波擦除是通过在每个门中的混频器38a-c中对测距码乘法器的输出进行混合实现的。在稍后更全面描述的过程中,载波擦除由锁相环(PLL)驱动,锁相环中是载波NCO组件39。

[0048] 应当注意,载波擦除和测距码乘法可以以任一顺序发生,并且实施例不应当限于上面提及的顺序。

[0049] 此后,信号在积分器40(即求和器单元)中在合适的时间跨度(典型地诸如一次或多次完整的码重复)内被积分,并且积分值(转储)如稍后描述的被用于控制上面提及的各种DLL和PLL环,并且还提供导航信号输出用于进一步处理。这如参考标号32所指示,并在下面参考图3进行详细描述。

[0050] 将理解,测距码乘法与积分和转储功能一起构成相关器,该相关器将传入信号与测距码进行相关,以产生E、L和P输出中每一个的相关值,称为 E_U 、 L_U 和 P_U ,其中U标示它来自上边带,并且E、L和P如先前所定义的。

[0051] 位于虚线33下方的处理元件24处置下边带,并且在功能上与上边带处理元件22等同。它在如上所述的与来自子载波NCO 14的(共轭)信号的混合处理之后,从混频器16接收下边带信号。与上边带一样,它分成三个门,包括具有如上所述的N-N采样器、载波擦除和相关功能的E、L和P路径。来自下边带24相关过程的输出是三个输出,称为 E_L 、 P_L 和 L_L ,其中L标示来自下边带处理路径相关器的输出。注意,类似的参考标号用于上边带和下边带两者的信道内的组件,但是后者用连字符(例如34')指示。

[0052] 图3示出了在本发明实施例的每个信道内操作的反馈路径。应当注意,这仅仅是实现反馈布置的一种方式,并且如对普通技术人员而言将是清楚的,也可以使用其他方式。该图由虚线50分成上边带反馈处理52和下边带反馈处理54,但是来自上边带和下边带两者的信号用在每个部分52、54内,如下所述那样。

[0053] 码NCO延迟锁定环在该实施例中如下实现。 E_U 、 L_U 、 E_L 和 L_L 的绝对值通过传递正值或反转负值来产生,如abs功能56a-b所指示的。然后,在求和器58中,对 E_U 和 E_L 项的模数求和,

并且在求和器60中,对 L_U 和 L_L 项求和。然后在62处计算包括如下值的信号:

$$\frac{|E| - |L|}{|E| + |L|} = \frac{(|E_U| + |E_L|) - (|L_U| + |L_L|)}{(|E_U| + |E_L|) + (|L_U| + |L_L|)} \quad (\text{等式1}),$$

其中所得信号在DLL滤波器64中被滤波,并且滤波信号被用于驱动码NCO 66。因此,这些组件构成跟踪早期和后期信号的幅度的码DLL的部分。将看到,如果 $|E|$ (这是 $|E_U| + |E_L|$ 的绝对值)大于 $|L|$ (这是 $|L_U| + |L_L|$ 的绝对值),则等式1的分子为正,并且将驱动DLL在第一方向上适当地调整N-N采样器的定时。相反,如果等式1的分子是负的,则DLL起作用来在相反的方向上调整N-N采样器的定时。等式1及其在码DLL中的使用因此充当延迟鉴别器,并且向系统提供延迟误差的估计,并且利用该环提供用于延迟误差最小化的手段。

[0054] 图3示出了单个码NCO,并且因此单个码DLL用于信道内的上边带和下边带两者。因此,在本实施例中,图2中所示的码NCO 66是相同的NCO,其中仅为了便于表示而示出为两个。对于未失真的接收信号,两个边带经历的延迟是相同的。除了电离层失真的最极端情况下,两个边带之间的延迟差是可忽略的。这意味着,做出延迟相等的假设一般是可接受的。这允许单个码NCO用于上边带和下边带两者。

[0055] 可能的情况是,在一些实现中,出于希望使用与BPSK跟踪信道等同的架构的原因(例如,为了应用于其他系统传送的信号或与其他系统传送的信号兼容),期望为两个边带信道每个保留分离的码NCO。在该情况下,延迟环滤波器64的输出可以用于等同地驱动两个码NCO,针对每个信道有一个码NCO,在该情况下,图2中的NCO 66于是是分离的NCO。

[0056] 在本实施例中如下实现载波NCO锁相环(PLL),以用于减小载波偏移(如上面所解释的,归因于多普勒频率效应和下变频过程中的频率误差)。在给定的信道中,在66和68处计算即时输出 U_P 和 L_P 的反正切。在第一求和单元70中,这些反正切被求和,并且结果在72处除以2(即, $(\tan^{-1}(P_U) + \tan^{-1}(P_L))/2$)以产生均值反正切。在第二求和单元74和除法器75中,计算 $(\tan^{-1}(P_U) - \tan^{-1}(P_L))/2$ 以产生均值差。然后,均值反正切去往载波环滤波器76,而均值反正切差被提供给相位差环滤波器78。环滤波器76和78可以被布置成向它们相应的输入信号提供相同或有利地提供不同平滑度。这是因为均值反正切的变化与卫星和接收器天线之间的改变距离成正比,而均值反正切差与延迟跟踪环中的延迟误差成比例,该延迟误差受延迟锁定环的动态响应影响。因此,这些信号具有不同的特性。滤波器76和78的输出在求和器80中求和,并作为输入馈送到上边带载波NCO 39。在求和器82中计算的载波环滤波器76和相位差环滤波器78之间的差被提供给下边带载波NCO 39'。这提供载波鉴别器功能。

[0057] 如下所述,出于计算累积增量相位(Accumulated Delta Phase)的目的,到载波环滤波器76的输入也被用作“载波相位”输出79。

[0058] 来自相应相关器的 P_U 和 P_L 信号在求和单元84中被求和,以提供在后续的导航消息处理中使用的I和Q输出86。

[0059] 将领会,如果信道内上边带和下边带之间的载波相位误差小,那么它们的平均值是“载波相位误差”。它们的差是“子载波相位差”。该相位差与即时相关门的延迟误差成比例。当即时相关门的延迟误差经过BOC子载波的一个周期的一半时,该相位差经过一个完整的周期(2π 弧度)。

[0060] 如上所述的载波环反馈的实现计算以下各项的值:(a)“载波相位”误差(也称为中

心载波相位),它是两个子载波相位误差的平均值;和(b)“子载波相位差”77。“载波相位”可以用于通过计算“累积增量相位”79或等效地计算“累积增量范围”来改进导航解决方案的准确性,如本领域普通技术人员将理解的,这在跟踪阶段期间准确测量接收器的移动方面特别有价值。

[0061] 中心载波相位和子载波相位差的移除或对其的补偿也是必需的,以确保在求和单元84中求和的 P_U 和 P_L 信号彼此同相,使得I和Q输出86允许实现最佳可能的数据解调性能,以支持用于计算位置、速度和时间的时间的后续导航消息处理。

[0062] BOC信号跟踪中的“子载波相位差”77已经在现有技术系统中(例如,在'439中)用于提供“游标延迟”测量,其中 $-\pi$ 和 π 之间的子载波相位差指示 -0.25 和 $+0.25$ 子载波周期之间的即时延迟误差。这可以用于改进延迟测量准确性。

[0063] 然而,BOC调制的性质与其特性自相关功能(如'111专利申请中所述)一起给该方法提出了困难。具体而言,一旦即时的延迟误差超过 ± 0.25 个子载波周期,子载波相位差就“绕回”(例如,它被视为位于相对于偏移 0.5 个周期的“错误”位置的 -0.25 到 0.25 个周期的范围内)。这确切地类似于由BOC自相关功能模数引起的模糊性,该模数在 0.5 个周期期间距处具有峰值。

[0064] 出于该原因,本发明的实施例不使用子载波相位差进行延迟估计。本发明人已经认识到:

- 每个边带信道的类BPSK相关功能单独比多个BOC峰值之间的间隔宽得多,并且两个边带之间的时间/延迟差(如早前所解释的)通常可忽略。因此,在两个边带中具有相同定时的情况下计算早期和后期门,并且然后不连贯地组合它们的输出是令人满意的。没有必要为了执行延迟跟踪而从子载波相位差提供额外的延迟跟踪准确性。

[0065] • 在当子峰值紧密地间隔时的情况下——其是这里感兴趣的情况,即使跟踪器可能变成锁定到错误的子峰值上(或者等效地,具有零子载波相位误差,但有稍微不正确的延迟),这也并不使BOC信号的解调显著降级。

[0066] • 如果在具有改进延迟准确性的意图的情况下(或在载波辅助中)使用子载波相位差,那么如果不克服模糊性,延迟误差可能变得更差而不是更好。因此,认为最好不要在跟踪环内使用子载波相位差,而是取而代之应用图中未示出的过程,该过程处理图3中所示的子载波相位差输出,并在更长的时限内进行操作,以估计和移除模糊性而不影响延迟跟踪环。子载波相位差的所得去模糊性估计可以与DLL延迟估计相组合,以供输出到接收器中的位置、速度和时间估计算法。

[0067] 普通技术人员将领会,可以使用各种反馈环的其他实现。如上所述的方法不需要如在一些现有技术实现中(诸如在'439文档中)进行的码环和载波环的混合。

[0068] 一种替代方法是在上边带和下边带上使用独立的载波PLL(或在适当的情况下,使用锁频环-FLL),而不是上述的组合方法。这些将独立地保持两个边带信号锁相。包括出于导航目的所必需的信息(其在两个边带中是相同的)的数据承载信号(即由卫星传送的信号)然后可以从每个边带提取,并且然后进行平均,以将总体数据SNR改进3dB。然而,这损失了如上所述使用子载波相位误差的均值来计算载波相位误差的能力,并且因此不是优选的。

[0069] 在GNSS接收器可以跟踪信号之前,它需要检测信号的存在,并对其延迟和其频率

偏移进行初始估计。如'111专利中所解释的(并通过引用而包括),这是使用获取单元来实行的,所述获取单元可以以多种方式中的一种来实现。本发明的实施例可以提供每个边带到基带的频移,并且每个边带的码片匹配滤波不仅由如已经描述的所有跟踪信道共享,而且由如图1中所示的获取单元123共享。

[0070] 为了解释这点,首先将描述与BPSK信号相关的获取过程,该过程使用更简单但相关的技术,并且然后给出关于其在BOC信号的情况下如何应用的解释。

[0071] 因为参考码与传入信号的相对定时不是已知的(并且还有应当使用来自那些可用参考码的哪个参考码不是已知的),并且接收信号被深埋在噪声内,所以可以使相关器使用不同的时移和参考码反复地将参考码与传入信号进行相关,直到(在某个采样时间,比如 m_I)相关器输出的量值超过预定阈值。在该点,称参考信号已经被检测到,并且其到达时间被估计为采样时间(m_I)。

[0072] 合期望的是,以尽可能低的速率执行这些相关,以便最小化相关的计算负载,并且因此最小化功率消耗。然而,随着速率减小,相关之间的时间间隔增加,并且信号的真实到达时间和计算相关所处的实际时间之一之间的最大可能时间差增加。这引起性能损失(减小的检测概率),该性能损失的最大值和平均值随着相关之间的间隔增加而增加。

[0073] 如众所周知的,相关之间的时间间距因此典型地被选择为码片持续时间的0.25与0.5倍之间,以便确保足够小的检测概率损失。因此,必须以码片速率的2与4倍之间的速率执行完整的相关。这是比早前所讨论的跟踪中的计算速率大得多的计算速率。

[0074] 高效地实现该反复相关的方式是首先使用最近邻采样器以等于所选相关速率(例如码片速率的2到4倍)的均值速率从码片匹配滤波器输出中选择样本,并将那些样本存储在缓冲器中。然后,为了执行每个相关,相关器从缓冲器中抽取样本,其采样时间尽可能紧密地对应于每码片一个样本的间隔。

[0075] 如上面所解释的,由于多普勒频移或振荡器频率误差,接收信号也可能在频率中移位。如果在相关之前没有移除该频移,那么任何保留的频移都引起相关输出的量值减小。这引起检测概率的附加损失。为了确保损失不超过可接受的限度,相关器输入处的残余频率误差的量值必须保持在限度之下,该限度可以标记为 f_{LIMIT} Hz。

[0076] 这可以通过实现多重路径来实现,其中每个路径在到如上所述的相关器系统的输入之前被应用有不同的频率偏移。路径之间的频率间隔必须不多于 $2f_{LIMIT}$ Hz,以确保在路径之一中残余频率误差不多于 f_{LIMIT} Hz。

[0077] 以该方式简单地增加相关器的数量具有不合期望的后果,即需要更多计算能力,并且因此需要更多的电路和更大的电功率消耗。为了避免这些缺点,已经定义了执行必要计算的高效方式。被称为“分段相关”的一种这样的方法已经在由M Sust、R Kaufman、F Molitor 和A Bjornstor为作者的论文“Rapid Acquisition Concepts for Voice Activated CDMA Communication”中进行了描述(名称为“旋转匹配滤波器”(Swivelling Matched Filter)),该论文发表在GlobeCom 90中(第1820-1826页,1990年12月)。

[0078] 在该方法中,参考码序列被分成M个子段,每个子段的长度为B(其中MB至少应当为L——整个参考码序列的长度)。然后,相关过程(与假定具有零频移的信号相匹配)分裂成M个子相关,每个子相关产生一个输出。每个子相关仅将输入的B个样本与参考码的对应B个样本相乘。

[0079] 这被图示在图4中,其基于来自Sust论文的图。传入的接收信号首先被下变频和采样90,例如如本文所述那样。样本然后被应用于M个子相关器SC0、SC1……SC(M-1),其中每个子相关器提供复输出。M个子相关器的输出然后在标记为“复FFT或DFT”的组合过程92中被进一步组合。

[0080] 组合过程的输出 r_0, r_1, \dots, r_{n-1} 是FFT或DFT的每个复输出的平方量值(即 $I^2 + Q^2$)。然后将每个相关时间处的最大平方量值与所选择的阈值进行比较,并且如果它超过阈值,则断言检测。

[0081] 如Sust等人的论文中所解释的,来自该架构的输出近似等效于来自一组M个分离相关器的那些输出,每个相关器具有不同的频移 f_A ,其中 f_A 的值为

$$f_{Ak} = k (f_s / MB), \text{ for } k = -M/2, \dots, (M/2) - 1 \quad (10)$$

因此,这些频移相关器之间的频率间隔具有值 $f_{STEP} = (f_s / MB)$ 。这导致最坏情况损失,其通常太大(导致太大的性能损失)。为了克服该问题,函数“FFT或DFT”可以被名为离散时间傅立叶变换(DTFT)的过程代替。在DTFT中,可以任意选择输出之间的频率间隔 f_{STEP} ;特别地,它可以被选择为小于 (f_s / MB) ,这导致较小的最坏情况性能损失。普通技术人员将领会,存在实现这样的DTFT的若干种方式,包括零填充FFT的使用或CORDIC算法的使用。

[0082] 将可能的是,将在本发明中的上述获取技术仅应用于两个边带之一;换言之,仅使用图1中两个CMF输出之一。于是获取技术将确切地如已经描述的那样。然而,仅使用两个边带之一引起近3dB的显著性能损失。

[0083] 为了避免这点,在本发明的实施例中,应用上述获取处理的两个副本,一个应用于上边带CMF输出,并且一个应用于下边带CMF输出,并且它们的输出被组合。更详细地,获取单元接收图1中两个CMF的输出。下边带和上边带最近邻采样器在相同时刻并以等于所选相关速率的均值速率(例如,码片速率的2到4倍)从下边带码片匹配滤波器输出和上边带码片匹配滤波器输出中选择样本,并且那些样本被存储在两个缓冲器中。

[0084] 在该实施例中,分段相关方法独立地应用于两个缓冲器的内容。如以前一样,它从缓冲器中抽取样本,其采样时间尽可能紧密地对应于每码片一个样本的间隔。如上所述,第一分段相关器的输出是对应于不同频移处的相关的复数。类似地,如上所述,第二分段相关器的输出是对应于不同频移处的相关的复数。但是出于已经关于跟踪解释的原因,来自两个分段相关器的对应输出的自变量(即相位)是不同的。

[0085] 因此计算每个这样的输出的模数(即,绝对值)。然后将来自第一和第二相关器在匹配频率下的输出的模数求和,以产生每个频率的单个输出。

[0086] 然后将那些求和值中最大的值与所选择的阈值进行比较,并且如果它超过阈值,则断言检测,并且可以开始跟踪阶段。

[0087] 如本领域普通技术人员将理解的,本发明可以以任何合适的方式实现。一旦接收信号已经被数字化,可以在数字硬件中、诸如在一个或多个ASIC芯片上、在一个或多个FPGA上的固件中、或在计算机系统上运行的软件中(例如使用通用处理器或信号处理器)、或者在这些中的两个或更多个的组合中实行本文描述的各种功能。

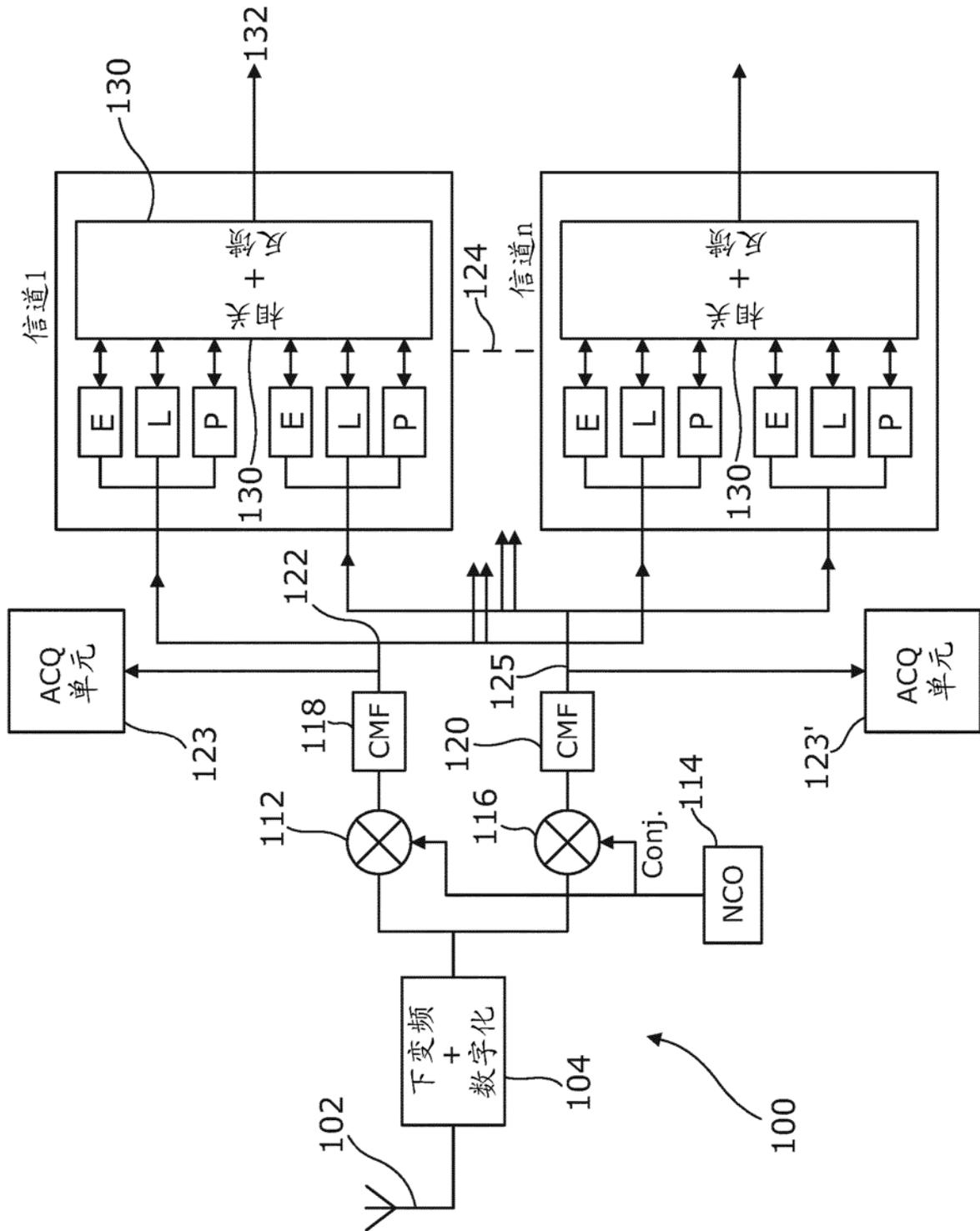


图 1

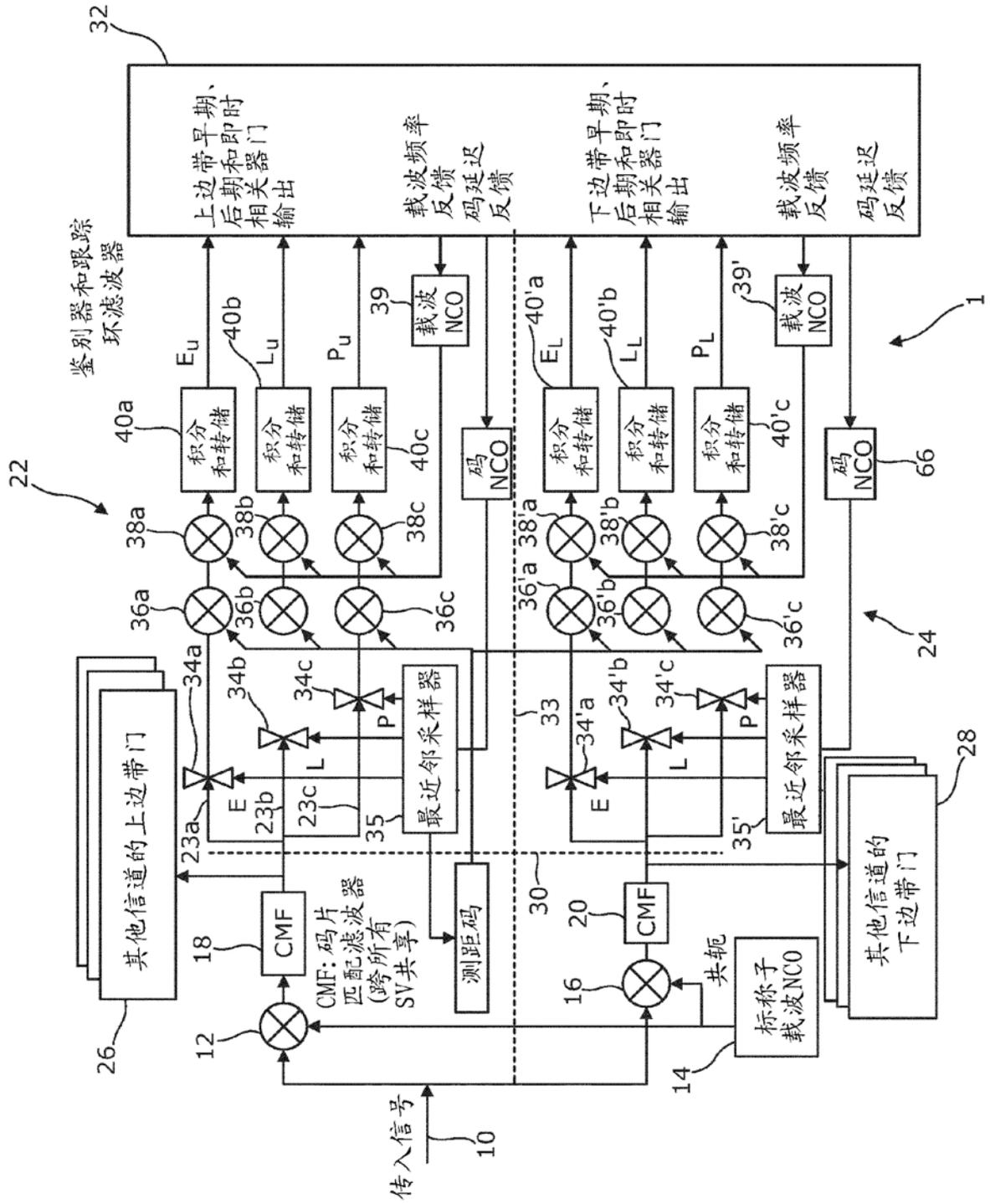


图 2

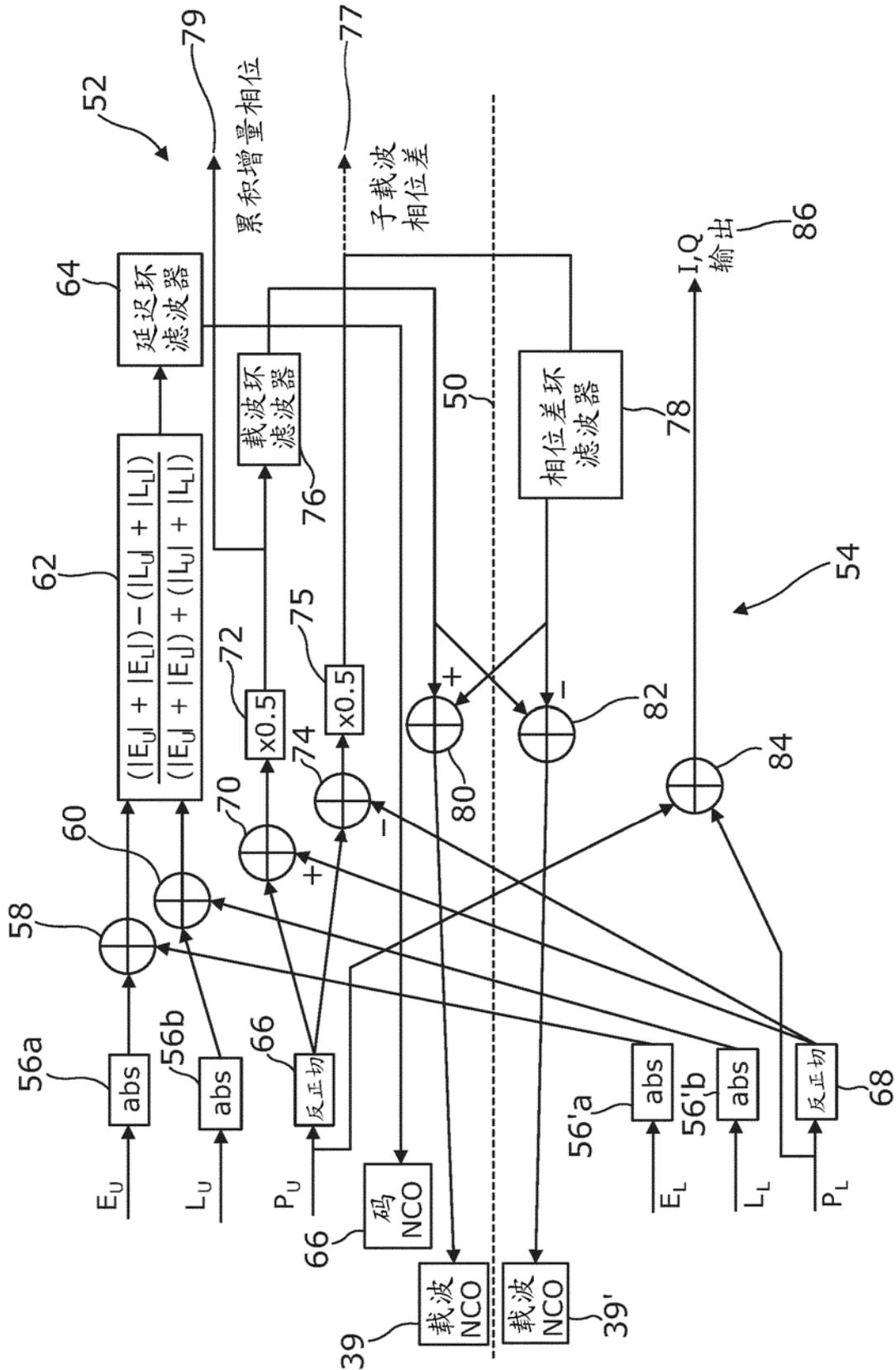


图 3

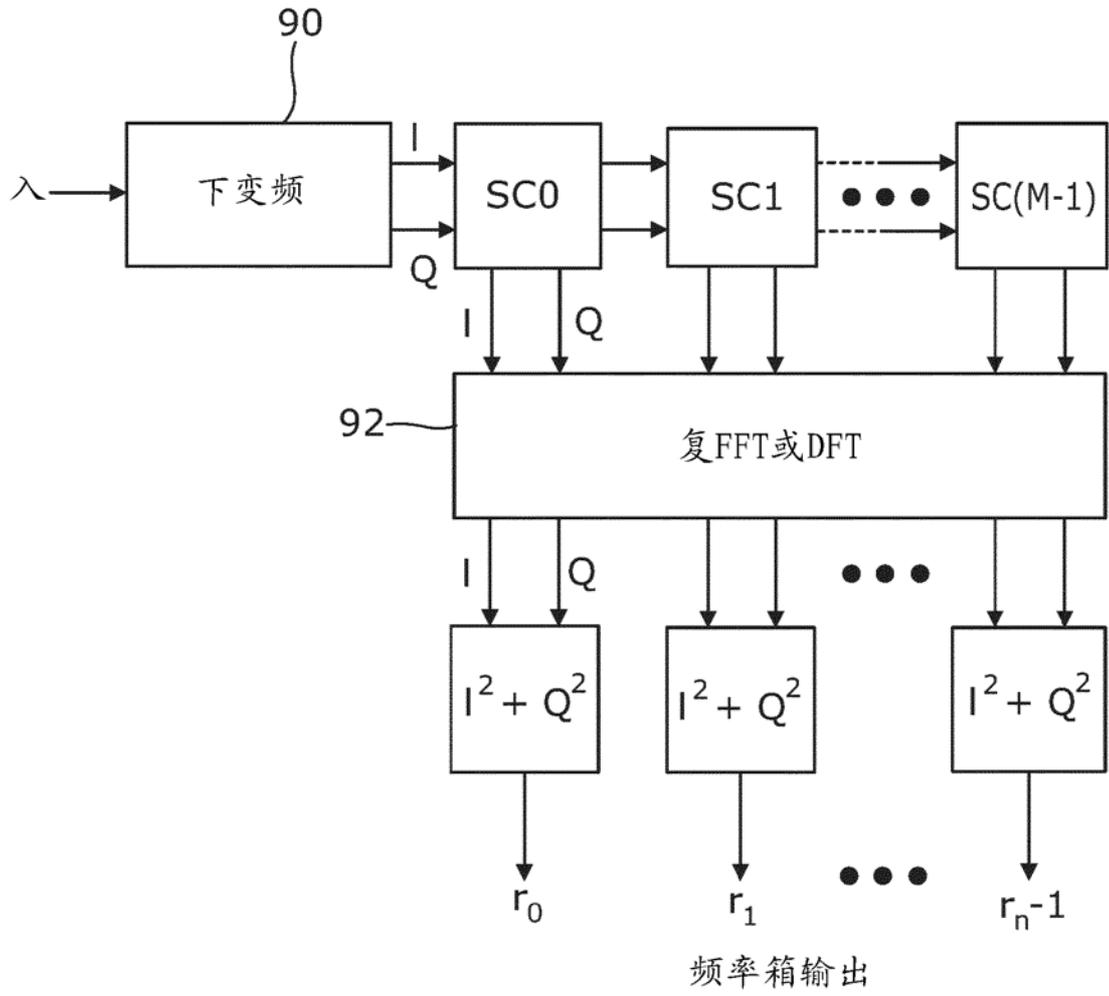


图 4