

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

G01S 5/14 (2006.01)

G01S 1/04 (2006.01)

G01S 1/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480016260.2

[45] 授权公告日 2010年1月27日

[11] 授权公告号 CN 100585428C

[22] 申请日 2004.6.3

[21] 申请号 200480016260.2

[30] 优先权

[32] 2003.6.13 [33] FR [31] 03/07174

[86] 国际申请 PCT/FR2004/001380 2004.6.3

[87] 国际公布 WO2005/006012 法 2005.1.20

[85] 进入国家阶段日期 2005.12.12

[73] 专利权人 国家空间研究中心

地址 法国巴黎

[72] 发明人 莱昂内尔·里耶斯

[56] 参考文献

US6424826B1 2002.7.23

US5768319A 1998.6.16

US6226317B1 2001.5.1

CN1407801A 2003.4.2

US6353408B1 2002.3.5

A Software Receiver for GPS - IIF L5 Signal. RIES, L. ET AL. INSTITUTE OF NAVIGATION ION GPS 2002 CONFERENCE. 2002

Evaluation of the Proposed Signal Structure for the New CivilGPS Signal at 1176.45MHZ. HEGARTY, CHRISTOPHER J. MITRE. 1999

审查员 张瑜

[74] 专利代理机构 北京英赛嘉华知识产权代理有限公司

代理人 葛强 余滕

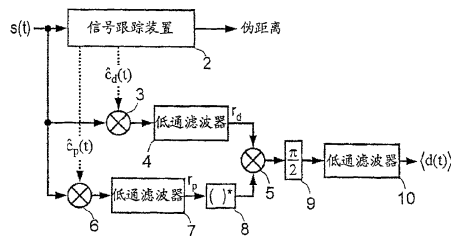
权利要求书 3 页 说明书 12 页 附图 3 页

[54] 发明名称

用于解调卫星无线电导航信号的方法及装置

[57] 摘要

本发明涉及一种用于解调卫星无线电导航信号的方法及装置。本发明的方法用于解调传输于扩展频谱中的无线电导航信号(s(t))，所述信号包括通过导航讯息调制的数据信道以及未通过导航讯息调制的导频信道，所述数据信道和所述导频信道组合成一个多路复用方案以对载波进行调制。所述方法包括使所述导频信道的信号和所述数据信道的信号经受解扩处理；以及对解扩数据信号(r_d)进行解调以得到导航讯息(d(t))，其中，所述用于得到导航讯息的解扩数据信号(r_d)的解调是借助于从对所述导频信道的解扩处理中得到的载波(r_p)来实现的。



2... 信号跟踪装置
4,7,10... 低通滤波器

1. 一种用于解调传输于扩展频谱中的无线电导航信号 ($s(t)$) 的方法, 所述信号包括通过导航讯息调制的数据信道以及未通过导航讯息调制的导频信道, 所述数据信道和所述导频信道组合成一个多路复用方案以对载波进行调制, 所述方法包括使所述导频信道的信号和所述数据信道的信号经受解扩处理, 以及对解扩数据信号 (r_d) 进行解调以得到导航讯息 ($\langle d(t) \rangle$), 其特征在于, 所述用于得到导航讯息 ($\langle d(t) \rangle$) 的对解扩数据信号 (r_d) 的解调是借助于从对所述导频信道的解扩处理中得到的载波 (r_p) 来实现的。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述导频信道和待解调的信号的所述数据信道是时分多路复用的。

3. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述导频信道和待解调的信号的所述数据信道是相位多路复用的。

4. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述导频信道和待解调的信号的所述数据信道是根据 ALTBOC 方案进行多路复用的。

5. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述导频信道和待解调的信号的所述数据信道是根据这样的方案进行多路复用的, 在所述方案中, 所述载波至少包括待解调信号的数据信道和导频信道。

6. 如权利要求 1 到 5 中的任意一项所述的方法, 其特征在于, 所述解扩处理通过与载波相位或频率跟踪或估计处理相结合的代码跟踪或估计处理而实现。

7. 如权利要求 6 所述的方法, 其特征在于, 所述载波跟踪处理借助于频率锁定环路 (FLL) 来实现, 所述代码跟踪处理借助于延迟锁

定环路 (DLL) 来实现。

8. 如权利要求 1 到 5 中的任意一项所述的方法, 其特征在于, 所述方法应用于 GPS-IIF L5、L2C 类型的卫星导航信号的解调, 或应用于由伽利略系统传输的、或由地面站、现代化 GLONASS 卫星、COMPASS 或 QZS 卫星传输的卫星导航信号的解调。

9. 一种用于传输于扩展频谱中的无线电导航信号的接收机, 所述信号包括通过导航讯息调制的数据信道以及未通过导航讯息调制的导频信道, 所述接收机包括解扩和跟踪装置, 其包括提供扩展码 (E_P 、 L_P 、 P_P 、 E_D 、 L_D 、 P_D 、NH_donnee、NH_pilote) 的扩展码生成器 (23) 以及用于将所述扩展码应用于所述导频信道和数据信道的信号以得到解扩导频信号和解扩数据信号的装置 (35^1 到 35^{12} 和 37^1 到 37^{12}), 其特征在于, 所述接收机包括解调器, 所述解调器使用所述解扩导频信号来对所述解扩数据信号进行解调, 以得到所述导航讯息 (d)。

10. 如权利要求 9 所述的接收机, 其特征在于, 所述接收机包括用于估计或跟踪所述解扩导频信号的频率或相位的装置。

11. 如权利要求 10 所述的接收机, 其特征在于, 所述接收机包括用于跟踪所述导频信号的频率锁定环路 (FLL) 以及驱动所述扩展码生成器 (23) 的延迟锁定环路 (DLL)。

12. 如权利要求 11 所述的接收机, 其特征在于, 所述频率锁定环路 (FLL) 包括具有扩展的反正切形式的鉴别器 (19)。

13. 如权利要求 11 或 12 所述的接收机, 其特征在于, 所述频率锁定环路 (FLL) 包括适合于接收信号的动态的一阶或二阶环路滤波器 (20)。

14. 如权利要求 11 或 12 所述的接收机，其特征在于，所述频率锁定环路（FLL）的所述滤波器（20）的输出耦合到所述延迟锁定环路（DLL），所述延迟锁定环路包括零阶环路滤波器（22）。

15. 如权利要求 11 或 12 所述的接收机，其特征在于，所述延迟锁定环路（DLL）包括应用于所述导频信号和所述数据信号的鉴别器（21），所述数据信号用系数进行加权，所述系数取决于所述接收信号的信号噪声谱密度比（ C/N_0 ）。

16. 如权利要求 11 或 12 所述的接收机，其特征在于，所述频率锁定环路（FLL）设计用来接收来自导航系统（29）的多普勒速度辅助。

用于解调卫星无线电导航信号的方法及装置

本发明涉及一种用于解调无线电导航信号的方法，该无线电导航信号包括通过无线电导航讯息调制的数据信道和未经调制的导频信道，这些信号利用伪随机频谱扩展码在扩展频谱中传输。

本发明特别但不排他地应用于卫星无线电导航信号，尤其是应用于 GPS（全球定位系统）卫星导航系统的新 L2C 和 L5 信号、应用于新的伽利略欧洲卫星导航系统的信号、应用于由通常称为“伪系统（pseudolites）”的地面站、现代化的 GLONASS（全球轨道导航卫星系统）卫星以及 COMPASS（罗盘）卫星和 QZS 卫星（Quasi-Zenith Satellite system，准天顶卫星系统）传输的卫星导航信号。

在卫星导航系统中，无线电导航信号接收机包括用于从多个卫星（至少三个）同时接收无线电导航信号的多个接收信道。每个接收信道执行扩展码的测量和接收的载波频率的测量。这些测量使得能够确定接收机和人造卫星之间的距离和视向速度并获取无线电导航讯息，该无线电导航讯息特别包含涉及发射的卫星的信息（即，其轨道、状态和待应用于其时钟的修正项）以及涉及导航系统的所有卫星轨道的整体信息。

通常，对扩展频谱中的无线电导航信号的解调通过两种操作来实现，即，通过基准码来解扩信号的操作以及估计信号的相位以消除信号不定性的操作（也就是估计讯息的符号的正负号）。第一种操作通过延迟锁定环路（DLL）来执行，该环路可为相关的或不想关的，而第二种操作通常通过锁相环（PLL）或边环（Costas）来执行，它可重构与接收信号相乘的载波的复制信号。结果信号得到滤波以从其中提取出调制载波的信息。

这意味着仅在这两个环路被门锁时才能执行解调。因为延迟锁定环路通常比锁相环更健壮，所以，仅在接收信号的信号噪声谱密度比

大于锁相环或边环的闭锁阈值时才能执行解调。该闭锁阈值被设定成小于用于进行位置计算的导航讯息的可读性阈值。这是因为，据估计，如果误码率（BER）超过 10^{-4} 到 10^{-5} ，则该讯息就不能再用于位置计算。

因此，这一技术具有这样的缺陷，即，一旦锁相环没有被闭锁，则不能再对讯息进行解调。

但是，利用通常所说的“数据擦除（data-wiping）”技术，在 BER 值达到约 10^{-1} 时，导航讯息也能用于跟踪。这些技术利用消除与符号的正负号（signe）相关的不定性来跟踪适当低于导航讯息波段的波段之中的信号的预检测。但是，这些技术仅在可估计符号（也就是说，只要载波环路保持闭锁）时才能应用。

因此，某些接收机包括即使载波检测环路不再运行时也能使接收机跟踪信号（数据信号或导频信号）代码的装置。这种运行模式（通常称为“仅代码”模式）使得在链路预算相对不利的情况下也能够跟踪信号，但不能对导航讯息进行解调。

本发明的目的是消除这些缺陷。这一目的通过提供一种用于解调扩展频谱中传输的无线电导航信号的方法而实现，所述信号包括通过导航讯息调制的数据信道以及未通过导航讯息调制的导频信道，所述数据信道和所述导频信道组合成一个多路复用方案，以对载波进行调制，所述方法包括使所述导频信道的信号和所述数据信道的信号经受解扩处理，以及对解扩数据信号进行解调，以得到所述导航讯息。

根据本发明，用于得到导航讯息的解扩数据信号的解调是借助于从对导频信道的解扩处理中得到的载波来实现的。

依靠上述方法，就不需要重构载波的相位。因此不再一定需要使用锁相环。这意味着：

- 在例如当载波的相位由外部导航系统（例如惯性系统）或内部导航系统（例如使用对扩展码进行测量的卡尔曼滤波器）估计时，解调可按照“仅代码”模式执行；

- 接收机可仅包括用于跟踪载波的 FLL 环路，因此简化了接收机

的结构，同时提供了比 PLL 环路更好的健壮性；

- 即使在信号噪声谱密度比低于 PLL 环路的未门控阈值时，也可作为“数据擦除”目的而对接收信息的符号进行估计；

- 在数据信道上，消除信息符号的不定性造成能够使用基于扩展的反正切函数的 FLL 环路鉴别器。

通常，借助本发明，对导航信息的解调不再依赖于锁相环（PLL）的跟踪阈值。数据门控阈值依赖于延迟锁定环路的跟踪阈值或者依赖于用来消除符号的不定性的技术的使用条件（误码率小于或等于 10%）。

根据本发明的一个特征，导频信道和待解调的信号的数据信道可以是时分多路复用的。

作为一种选择，导频信道和待解调的信号的数据信道可以是相位多路复用的。

根据另一种选择，导频信道和待解调的信号的数据信道可以根据 ALTOC 方案而得到多路复用。

根据本发明的一个特征，导频信道和待解调的信号的数据信道可根据这样的方案得到多路复用，在所述方案中，所述载波至少包括待解调信号的数据信道和导频信道。

根据本发明的另一个特征，所述解扩处理可通过与载波相位或频率跟踪或估计处理相结合的代码跟踪或估计处理而实现。

优选地，所述载波跟踪处理借助于频率锁定环路来实现，所述代码跟踪处理借助于延迟锁定环路来实现。

根据本发明的一个特征，所述方法应用于 GPS-IIIF L5、L2C 类型的卫星导航信号的解调，或者应用于由伽利略（GALILEO）系统传输的、或由地面站、现代化 GLONASS 卫星、COMPASS 或 QZS 卫星传输的卫星导航信号的解调。

本发明还涉及一种用于在扩展频谱中传输的无线电导航信号的接收机，所述信号包括通过导航信息调制的数据信道以及未通过导航信息调制的导频信道，所述接收机包括解扩和跟踪装置，其包括提供扩展码的扩展码生成器以及用于将所述扩展码应用于所述导频信道和数

据信道的信号以得到解扩导频信号和解扩数据信号的装置。

根据本发明,所述接收机包括解调器,所述解调器使用所述解扩导频信号来对所述解扩数据信号进行解调,以得到所述导航讯息。

根据本发明的一个特征,所述接收机包括用于估计或跟踪所述解扩导频信号的频率或相位的装置。

根据本发明的另一个特征,所述接收机包括用于跟踪所述导频信号的频率锁定环路以及驱动所述扩展码生成器的延迟锁定环路。

有利地,所述频率锁定环路包括具有扩展的反正切形式的鉴别器。

根据本发明的另一个特征,所述频率锁定环路包括适合于接收信号的动态的一阶或二阶环路滤波器。

根据本发明的另一个特征,所述频率锁定环路的所述滤波器的输出耦合到所述延迟锁定环路,所述延迟锁定环路包括零阶环路滤波器。

根据本发明的另一个特征,所述延迟锁定环路包括应用于所述导频信号和所述数据信号的鉴别器,所述数据信号用系数进行加权,所述系数取决于所述接收信号的信号噪声谱密度比。

根据本发明的另一个特征,所述频率锁定环路被设计成用来接收来自导航系统的多普勒速度辅助。

下面将参照附图、通过非限定性的实施例对本发明的一个优选实施方案进行描述,在附图中:

图 1 以框图的形式示例性地示出了本发明的一般性原理;

图 2 示意性地示出了适合于在波段 L5 上接收 GPSIIF 信号的接收机,其应用了本发明的一般性原理;

图 3 和 4 详细示出了图 2 中所示的接收机的一些组件。

设 $s(t)$ 为在扩展频谱中传输的无线电导航信号,它由导频信号 $s_p(t)$ 和数据信号 $s_d(t)$ 的总和构成,导频信号 $s_p(t)$ 由未调制的载波信号构成,数据信号 $s_d(t)$ 则由调制载波的导航讯息构成。通常,这种信号 $s(t)$ 的复包络可表示为:

$$s(t) = (s_d(t) + s_p(t))e^{j\theta(t)} \quad (1)$$

其中：

$$s_p(t) = c_p(t) \times \text{mux}_p(t) \quad (2)$$

$$s_d(t) = d(t) \times c_d(t) \times \text{mux}_d(t) \quad (3)$$

c_p 和 c_d 是分别应用于导频信道和数据信道的扩展码， d 是导航讯息的符号，以及 mux_p 和 mux_d 是导频信道和数据信道的多路复用函数。

导频和数据信道的多路复用可根据相位和时间来执行，或者可根据 ALTBOC 或可选的 BOC (Binary Offset Carrier, 二元偏置载波) 方案来执行，或者可根据载波至少包括数据和导频信道的方案来执行。

在相位多路复用的情况下，例如，数据信道是同相的，而导频信道是正交的。然后，函数 $\text{mux}_d(t)$ 和 $\text{mux}_p(t)$ 分别等于 1 和 j (复数表示法)。在占空因数为 1 (它通过用于提供值为 0 和 1 的方波信号 $h_c(t)$ 的时钟来获得) 的时分多路复用的情况下， $\text{mux}_d(t)$ 和 $\text{mux}_p(t)$ 分别等于 $h_c(t)$ 和 $1-h_c(t)$ 。

在用于跟踪这一信号 $s(t)$ 的电路方面，可以预见到几种架构。可预见到仅跟踪导频信号 $s_p(t)$ 或数据信号 $s_d(t)$ 或同时跟踪上述两种信号的架构。在任何情况下，需要通过同相的代码、使用任何适合的解扩装置 (例如包括延迟锁定环路 (DLL) 和相关器) 来对接收的导频和数据信号进行解扩。

在讯息的一个符号周期上对代码进行解扩之后，在同相的相关器的输出处的信号可如下表示：

$$r_d(\tau) = R_d(\tau) \times \left\langle d(t) e^{j(\theta(t) - \hat{\theta}_d(t))} \right\rangle \quad (4)$$

$$r_p(\tau) = R_p(\tau) \times \left\langle e^{j(\theta(t) - \hat{\theta}_p(t))} \right\rangle \quad (5)$$

其中：

- $R_p(\tau)$ 和 $R_d(\tau)$ 是用于 τ 的相移的代码自相关函数，
- $\theta(t)$ 是接收的复信号 $s(t)$ 的相位，以及
- $\hat{\theta}_d(t)$ 和 $\hat{\theta}_p(t)$ 分别是由载波频率估计装置提供的数据和导频信号的相位估计。

对于载波估计，可使用 FLL 环路 (频率锁定环路) 或外部导航装置。

一旦足够精确地得知值 $e^{j(\hat{\theta}_p(t) - \hat{\theta}_d(t))}$ (例如，这是相位多路复用或时

分多路复用信号的情况)，就可通过计算下列由等式(4)和(5)得到的表达式来估计讯息符号的值：

$$r_d(\tau) \times r_p(\tau)^* \times e^{j(\hat{\theta}_p(t) - \hat{\theta}_d(t))} = R_d(\tau) R_p^*(\tau) \times \langle d(t) \rangle \quad (6)$$

其中，标记*表示复共轭运算。

这一表达式在延迟锁定环路保持闭锁（自相关函数 R_p 和 R_d 因而具有接近于1的值）时提供了对符号 d 的估计。

在数据和导频信号是相位多路复用的情况下，信号 $s(t)$ 则是根据 QPSK (Quaternary Phase-Shift Keying - 四相移键控) 技术调制的信号，同相的信道通过数据信号调制，而正交的信道通过导频信号调制。根据等式(2)和(3)，这样的信号可如下表示：

$$s(t) = \sqrt{2a_d P} \times d(t) \times c_d(t) \cos \varphi(t) - \sqrt{2a_p P} \times c_p(t) \sin \varphi(t) \quad (7)$$

或者，以复数表示法：

$$s(t) = R \left[\sqrt{2a_d P} \times d(t) \times c_d(t) + j \sqrt{2a_p P} \times c_p(t) e^{j\varphi(t)} \right] \quad (8)$$

其中， a_p 和 a_d 分别表示导频信道和数据信道的相对功率， d 是导航讯息的符号，而 P 表示信号 $s(t)$ 的总功率。

图1示出了使用上述原理接收这种导航信号的装置。这一装置包括信号跟踪装置2，其使用适合于处理这种信号的技术，即，例如根据本发明的延迟锁定环路DLL和频率锁定环路FLL。这一装置提供对解扩代码 \hat{c}_d 和 \hat{c}_p 的估计，还根据发射机和接收机的时钟之间的差异而提供对无线电导航信号的接收机和发射机之间的伪距离的估计。该代码估计被提供给混频器3和6的输入，以分别用于对接收的复信号 $s(t)$ 的分量 $s_d(t)$ 和 $s_p(t)$ 进行解扩。混频器3和6的输出处的信号分别被提供给两个低通滤波器4和7（其可由加法器构成），以得到下列与解扩分量 $s_d(t)$ 和 $s_p(t)$ 对应的信号 r_d 和 r_p ，

$$r_d = \langle d(t) \rangle R_d(\tau) e^{j\varphi} \quad (9)$$

$$r_p = R_p(\tau) e^{j(\varphi - \frac{\pi}{2})} \quad (10)$$

其中， τ 是接收信号 $s(t)$ 和本地复制信号 (répliques locales) 之间的相移， R 是导频和数据代码的相关函数， $\langle d(t) \rangle$ 是导航讯息的符号的估计。后者是通过将复共轭运算8应用于导频信号 r_p ，然后通过使用混频器5将这一运算的结果乘以数据信号 r_d 而提取的。乘积 $r_d \times r_p^*$ 通过借助移

相器 9 进行 $\frac{\pi}{2}$ 旋转而进行相位校正, 可选地由低通滤波器 10 滤波, 从而提供导航讯息的符号的估计 $\langle d(t) \rangle$ 。

应该注意, 根据目前实施的最新规范, 波段 L5 上的 GPS-IIF 信号是以上描述的信号 $s(t)$ 的一种特殊情况, 其中, $a_d = a_p$ 。

此外, 波段 L2 上的 GPS-IIF 信号 (称为 L2C) 是其中信号 $s_d(t)$ 和 $s_p(t)$ 受到时分多路复用的信号的一个示例。

图 2 详细地示出了用于接收波段 L5 上的 GPS-IIF 信号的接收机的一个示例, 该接收机使用如上所述的本发明的原理。

这一接收机包括接收天线 12, 其连接到用于将接收信号的频率 RF 转换为中频 IF 的级 13。该级的输出连接到用于去除载波的级, 去除载波的级例如包括两个混频器 14、15, 它们分别在其另一输入上接收由接收机本地产生的载波的虚数和实数部分。已经去除了载波的本地估计频率的接收信号被加载给一组相关器 11, 该组相关器在其另一输入上接收由代码生成器 23 产生的六个扩展码和两个诺埃曼-霍夫曼代码的估计值。

一组相关器 11 在单独的输出上提供十二个信号, 包括分别为同相、提前和延迟的三个输出信号的实数部分 I 和虚数部分 Q, 以用于包含在接收信号中的各个导频和数据信号。

这十二个信号由积分器/解调器组件 16 进行处理, 积分器/解调器组件 16 在进行处理之后在输出处将它们恢复并且提供接收的讯息符号的估计 \hat{d} 。

由组件 16 提供的接收的讯息符号的估计 \hat{d} 提供给例如维特比解码器类型的卷积解码器 17。这一卷积解码器可使用导航讯息的先验技术来改进解码。

从组件 16 输出的导频信道的同相信号提供给 FLL (频率锁定环路) 鉴别器 19, 同时, 从组件 16 输出的所有十二个信号提供给 DLL (延迟锁定环路) 鉴别器 21。

从组件 16 输出的同相信号也可提供给噪声估计器 18, 噪声估计器 18 提供对接收的信号噪声谱密度比 C/N_0 的估计, 由函数 F 进行变换的这一比率作为输入被提供给 DLL 环路鉴别器 21。

当由此形成的 FLL 环路被锁定至接收信号的载波时，来自 FLL 环路鉴别器的输出信号在被加载到数字控制振荡器 (OCN) 27 (其本地产生对接收信号的载波的估计) 的控制输入之前由 FLL 环路滤波器 20 进行处理。振荡器 27 在单独的输出上提供载波的虚数部分 (\sin) 和实数部分 (\cos)，它们被分别加载至给混频器 14、15 的输入。

来自 DLL 环路鉴别器的输出信号还得到 DLL 环路滤波器 22 处理。此外，FLL 滤波器 20 的输出还通过具有增益 k 的放大器 26 而连接到加法器 25 的输入，加法器 25 还在输入处接收来自 DLL 环路滤波器 22 的输出信号。

增益 k 的值被选为与比率 R_c/R_p 相等，比率 R_c/R_p 表示代码 R_c 的频率和载波 R_p 的频率之间的比例系数。在波段 L5 上的 GPS-IIF 信号的情况下，这一比率为 $1/115$ 。加法器 25 的输出连接到另一数字控制振荡器 (OCN) 24 的控制输入，数字控制振荡器 24 的输出信号驱动代码生成器 23。

假定 DLL 环路以 FLL 环路进行辅助 (借助因子 k)，则信号的大部分动态 (dynamique) 由 FLL 载波环路吸收。因此，DLL 环路仅具有非常弱的动态 (例如，由于电离层的效应)。DLL 环路滤波器 22 因此可具有零阶，也就是说，其可由具有一定增益的简单放大器而形成。相反地，FLL 环路滤波器 20 具有高阶，通常为一阶或二阶，其适合于要处理的信号的动态。DLL 环路滤波器 22 的增益可进行调节，使得能够适合于要处理的信号的特性 (信噪比、剩余动态、本地振荡器 27 的效应等)。

为了降低接收机的获取和跟踪阈值，还可使用提供多普勒速度 (也就是说，无线电导航信号的接收机相对于发射机的相对视向速度) 估计的内部或外部导航系统 29。这一对多普勒速度的估计被提供给插入 FLL 滤波器 20 的输出和振荡器 27 的输入之间的链路上的加法器 28 的输入。

更具体地，由代码生成器 24 进行估计、作为从振荡器 24 输出的信号的频率的函数的扩展码和诺埃曼 - 霍夫曼代码包括 (以举例的方式)：

- 为提前的导频信道而产生的代码 E_P ,
- 为延迟的导频信道而产生的代码 L_P ,
- 为同相的导频信道而产生的代码 P_P ,
- 为提前的数据信道而产生的代码 E_D ,
- 为延迟的数据信道而产生的代码 L_D ,
- 为同相的数据信道而产生的代码 P_D ,
- 用于导频信道的 20 比特的诺埃曼 - 霍夫曼代码 NH_pilote ,
- 用于数据信道的 10 比特的诺埃曼 - 霍夫曼代码 NH_donnee .

在图 3 中, 一组相关器 11 包括: 由 1 kHz 相关器组成的组块 31, 该组相关器在 1 ms 内执行相干积分, 并且从混频器 14、15 输出的信号提供给该组相关器; 以及由 100 Hz 相关器组成的组块 32, 该组相关器在 10 ms 内执行相干积分, 并且来自组块 31 的输出信号分别提供给该组相关器。

组块 31 还接收为导频信道产生的扩展码 E_P 、 L_P 、 P_P 以及为数据信道产生的扩展码 E_D 、 L_D 、 P_D , 而组块 32 接收分别为导频信道和数据信道产生的诺埃曼 - 霍夫曼代码 NH_pilote 和 NH_donnee 。

相关器的各个组块 31、32 包括十二个信道以及各自的加法器 36^1 到 36^{12} 和 38^1 到 38^{12} , 每个信道包括分别连接到混频器 35^1 到 35^{12} 和 37^1 到 37^{12} 的输入的组块的各个输入。加法器的输入连接到信道的混频器的输出, 加法器的输出形成组块的各个输出。混频器 35^1 到 35^{12} 和 38^1 到 38^{12} 的另一输入接收各自的扩展码或诺埃曼 - 霍夫曼代码。

在 1 kHz 相关器的第一组块 31 中, 混频器 35^1 到 35^{12} 成对地分组在一起, 每一组分别接收相同的扩展码以及从分别来自混频器 14、15 的实数信号和虚数信号输出。

因此, 在相关器的第一组块 31 中, 混频器对 35^1 和 35^2 接收扩展码 E_P , 混频器对 35^3 和 35^4 接收扩展码 L_P , 混频器对 35^5 和 35^6 接收扩展码 P_P , 混频器对 35^7 和 35^8 接收扩展码 P_D , 混频器对 35^9 和 35^{10} 接收扩展码 E_D , 混频器对 35^{11} 和 35^{12} 接收扩展码 L_D 。

第二组块 32 的前六个混频器 37^1 到 37^6 在输入处接收导频信道的诺埃曼 - 霍夫曼代码 NH_pilote , 同时, 第二组块 32 的另外六个混频

器 37⁷ 到 37¹² 在输入处接收数据信道的诺埃曼 - 霍夫曼代码 NH_donnee。

第二组块 32 的输出提供分别表示为 I_{PE}^1 、 Q_{PE}^1 、 I_{PL}^1 、 Q_{PL}^1 、 I_{PP}^1 、 Q_{PP}^1 、 I_{DP}^1 、 Q_{DP}^1 、 I_{DE}^1 、 Q_{DE}^1 、 I_{DL}^1 、 Q_{DL}^1 的信号，它们被提供给在图 4 中更为具体地示出的积分器/解调器组件 16 的各个输入。

在所述附图中，组件 16 包括一个解调器组块 41 和两个积分器组块 42、43（其每一个分别包括六个加法器 49¹ 到 49⁶ 和 49⁷ 到 49¹²，它们分别接收从相关器组 11 输出的信号），所述积分器组块多达 20 ms 或更长时间地跟踪由相关器组 11 执行的相干积分。

因此，从相关器组 11 输出的信号 I_{PE}^1 、 Q_{PE}^1 、 I_{PL}^1 、 Q_{PL}^1 、 I_{PP}^1 和 Q_{PP}^1 被提供给加法器 49¹ 到 49⁶ 组块 42（对于该组块的每个输入信号具有一个加法器），这些加法器分别产生与导频信道相关的信号 I_{PE} 、 Q_{PE} 、 I_{PL} 、 Q_{PL} 、 I_{PP} 和 Q_{PP} 。从相关器组 11 输出的信号 I_{DP}^1 、 Q_{DP}^1 、 I_{DE}^1 、 Q_{DE}^1 、 I_{DL}^1 、 Q_{DL}^1 通过各混频器 48¹ 到 48⁶ 分别提供给组块 43 的加法器 49⁷ 到 49¹²，这些加法器分别产生与数据信道相关的信号 I_{DP} 、 Q_{DP} 、 I_{DE} 、 Q_{DE} 、 I_{DL} 和 Q_{DL} 。

在解调器组块 41 中，信号 I_{PP}^1 和 I_{DP}^1 被加载给一个混频器 45，而信号 Q_{PP}^1 和 Q_{DP}^1 则被加载给另一个混频器 44。两个混频器 44、45 的输出在加法器 46 中加在一起，从而产生接收讯息的符号 d 的估计 \hat{d} 。因此，我们得到：

$$\hat{d} = I_{PP}^1 \times I_{DP}^1 + Q_{PP}^1 \times Q_{DP}^1 \quad (11)$$

混频器 48¹ 到 48⁶ 的另一输入接收对接收讯息的符号 d 的估计 \hat{d} ，该估计 \hat{d} 经过增益为 k'（其作为例如接收信号的信噪比的估计的函数来选择，k' 越小，信噪比越低）的放大器 47 的处理。因此，提供给接收的符号的估计 \hat{d} 的比例因子 k' 使得可相对于导频信道而对数据信道加权，以优化接收机的所需性能。

可通过能够判定接收讯息符号的正负号 (signe) 的阈值比较器 50 对接收讯息的符号 d 的估计信号 \hat{d} 进行处理，此阈值比较器可设置在放大器 47 的上游或下游。

来自组件 16 的信号输出表示：

- I_{PE} 相位提前的导频信号的实数部分,
- Q_{PE} 相位提前的导频信号的虚数部分,
- I_{PL} 相位延迟的导频信号的实数部分,
- Q_{PL} 相位延迟的导频信号的虚数部分,
- I_{PP} 同相的导频信号的实数部分,
- Q_{PP} 同相的导频信号的虚数部分,
- I_{DP} 同相的数据信号的实数部分,
- Q_{DP} 同相的数据信号的虚数部分,
- I_{DE} 相位提前的数据信号的实数部分,
- Q_{DE} 相位提前的数据信号的虚数部分,
- I_{DL} 相位延迟的数据信号的实数部分, 以及
- Q_{DL} 相位延迟的数据信号的虚数部分。

根据本发明, 刚刚已经描述的接收机的跟踪装置仅使用导频信道。
FLL 载波环路的鉴别器 19 可用如下表达式表示:

$$ATAN2\left(\frac{I_{PP}(n)Q_{PP}(n-1) - I_{PP}(n-1)Q_{PP}(n)}{I_{PP}(n)I_{PP}(n-1) + Q_{PP}(n)Q_{PP}(n-1)}\right) \quad (12)$$

其中:

ATAN2()表示扩展的反正切函数, 提供了 $]-\pi, +\pi[$ 范围内的结果, $X(n-1)$ and $X(n)$ 表示两个连续瞬时 $n-1$ 和 n 处的信号 X 的值, 也就是说, 在相关器的组块 42、43 的输出处的两个连续信号采样。这两个连续信号采样通过由组块 42、43 的相关器执行的积分的持续时间(20 ms 或更长)而被分开。

相反地, 延迟锁定环路 DLL 的鉴别器 21 既使用数据信道又使用导频信道。它可用以下的表达式表示:

$$D_p + F(C/N_0) \cdot D_D \quad (13)$$

其中:

$$D_p = (2 - C_S) \cdot \frac{(I_{PE} - I_{PL}) \cdot I_{PP} + (Q_{PE} - Q_{PL}) \cdot Q_{PP}}{(I_{PE} + I_{PL}) \cdot I_{PP} + (Q_{PE} + Q_{PL}) \cdot Q_{PP}} \quad (14)$$

以及

$$D_D = (2 - C_S) \cdot \frac{(I_{DE} - I_{DL}) \cdot I_{DP} + (Q_{DE} - Q_{DL}) \cdot Q_{DP}}{(I_{DE} + I_{DL}) \cdot I_{DP} + (Q_{DE} + Q_{DL}) \cdot Q_{DP}} \quad (15)$$

并且, C_s 表示以提前和延迟的相位之间的片 (chips) 数表示的相移 (在例如 I_{PE} 和 I_{PL} 的索引 E 的信号和索引 L 的信号之间的相移)。 C_s 通常以 2 的负幂来表示, 例如 2^{-1} 或 2^{-2} 。

在公式 (13) 中, 应用于数据信道的鉴别器 D_D 以系数 $F(C/N_0)$ 加权, 系数 $F(C/N_0)$ 取决于由函数 18 确定的比率 C/N_0 。因此, 当信号噪声谱密度比 C/N_0 较大时, 加权系数接近于 1, 而当这一比率减小时, 系数 $F(C/N_0)$ 趋向于 0。

在刚刚已经描述的接收机中, 载波频率和代码是通过闭环跟踪装置 (FLL 环路和 DLL 环路) 而得到的。作为一种选择, 也可使用开环装置, 其中从鉴别器 19 和 21 输出的误差信号仅被用于估计载波和代码相位或频率的装置进行周期性地使用 (而不是如同闭环跟踪装置那样连续地使用)。

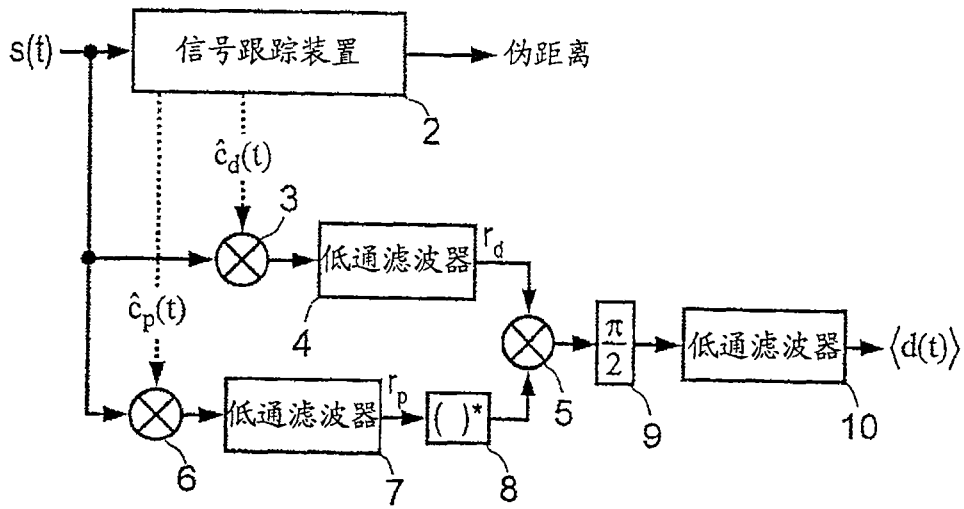


图 1

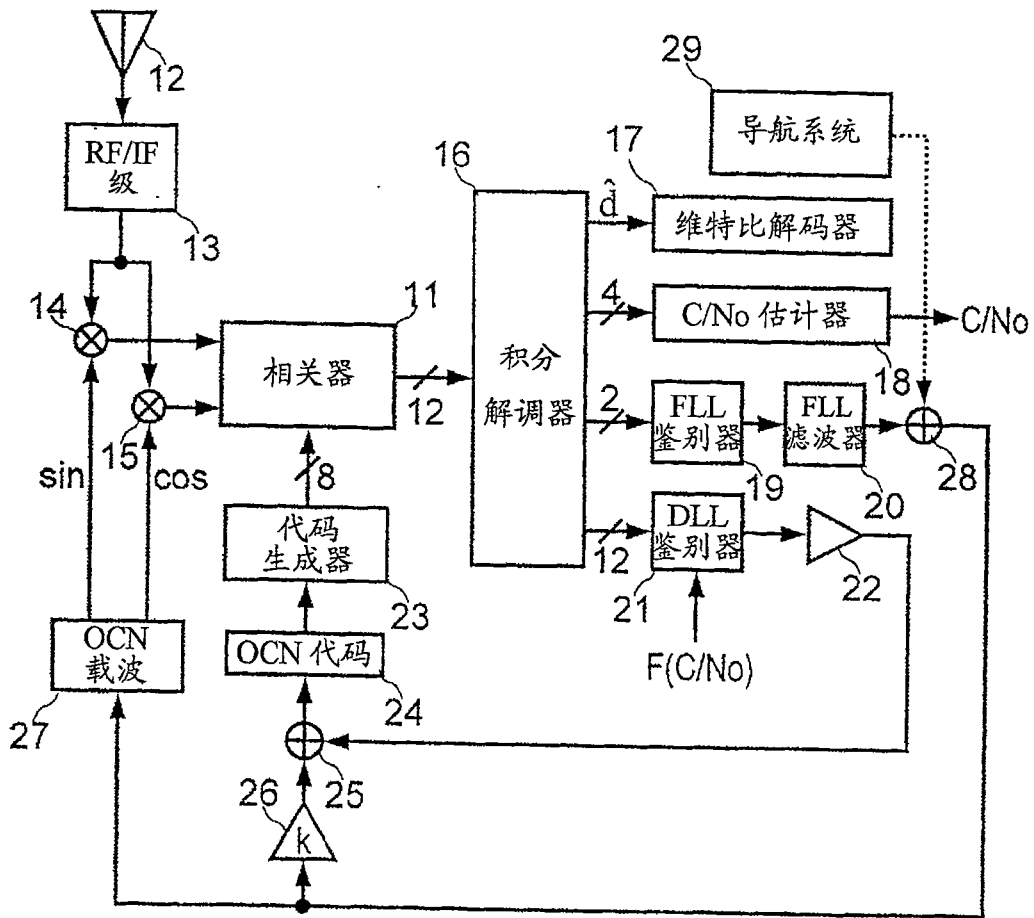


图 2

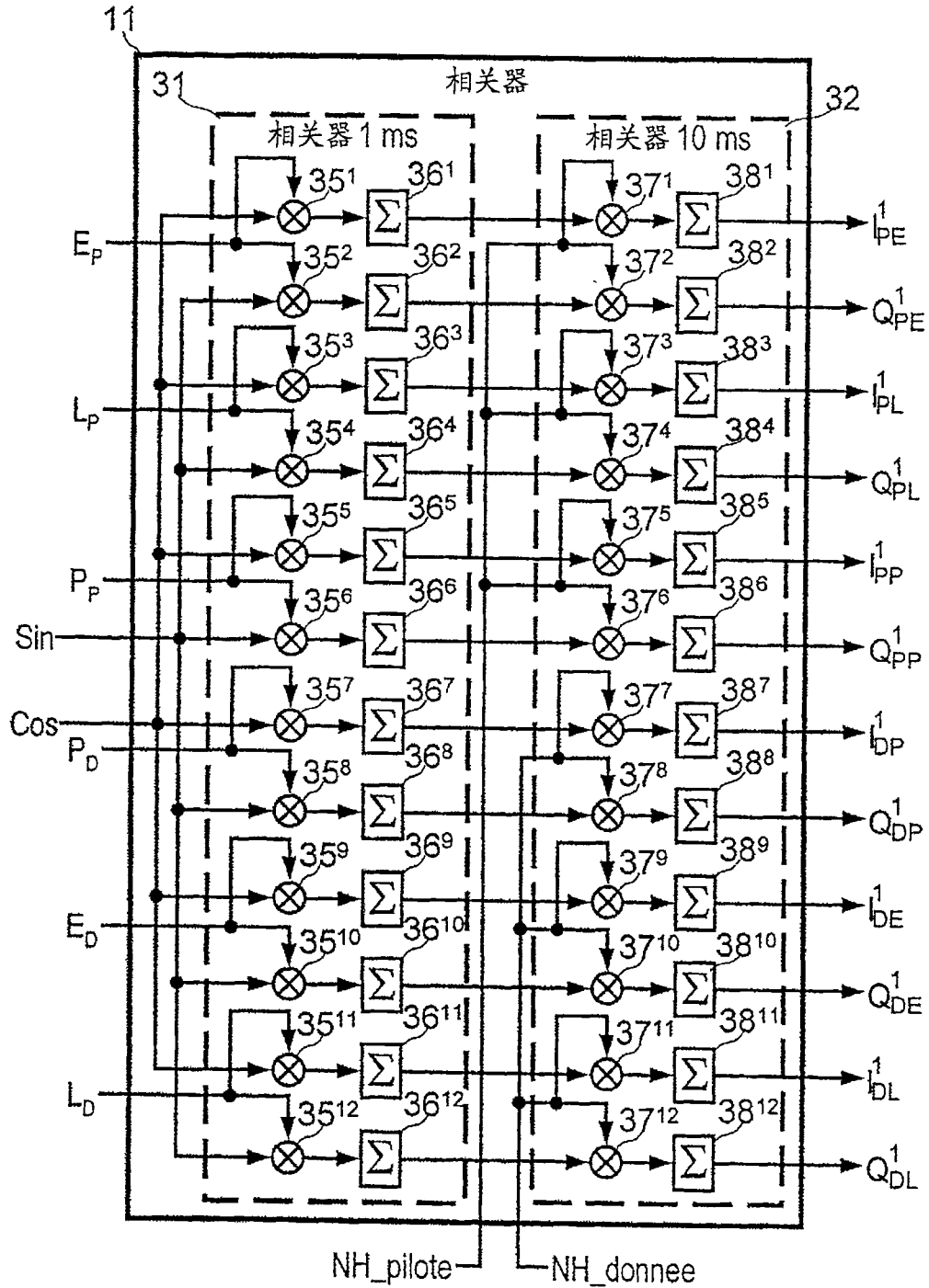


图 3

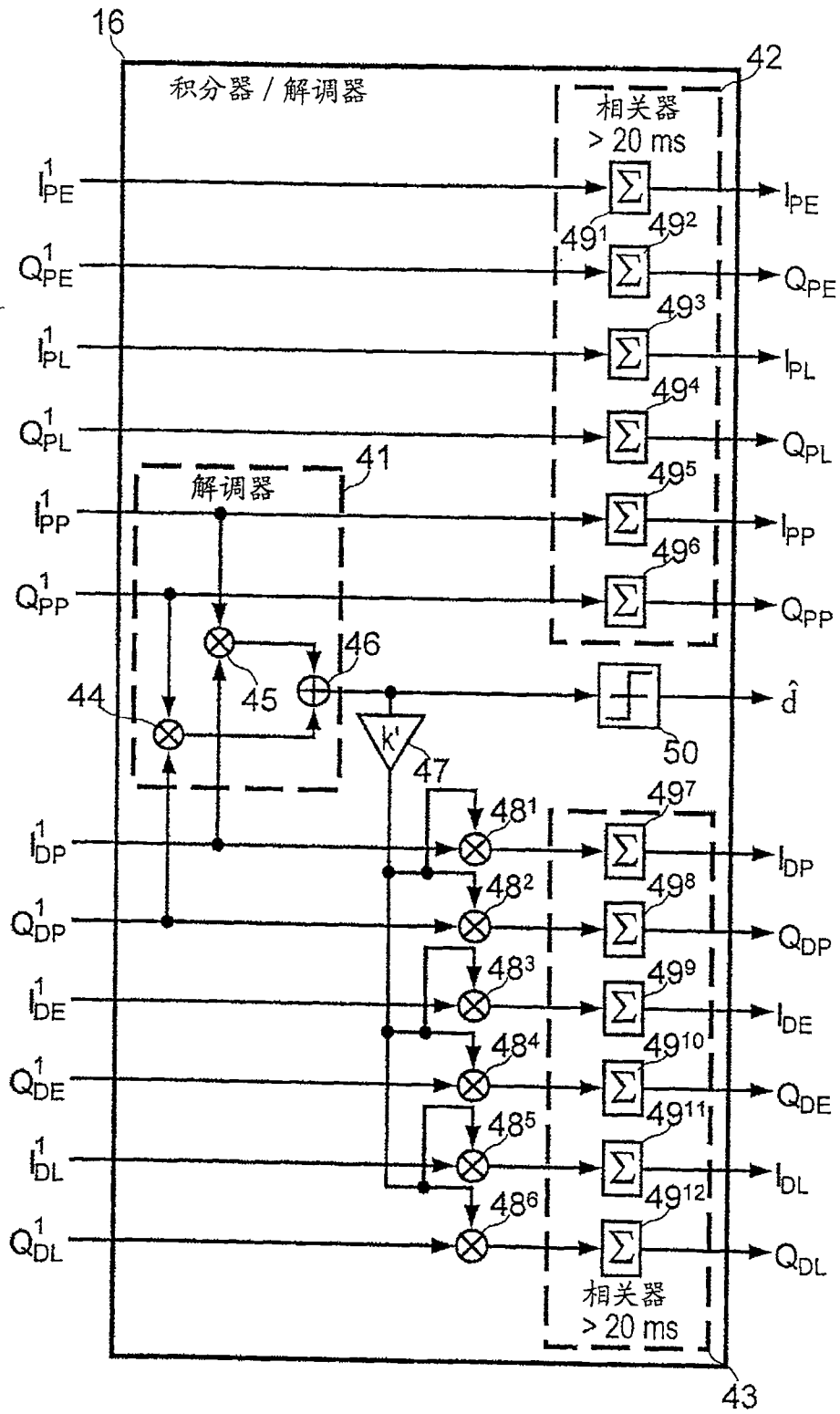


图 4