

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1725030 B

(45) 授权公告日 2010. 10. 13

(21) 申请号 200510087544. 7

US 4959656 A, 1990. 09. 25, 全文.

(22) 申请日 2005. 07. 22

CN 1391654 A, 2003. 01. 15, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 张亚玲

102004035608. 4 2004. 07. 22 DE

(73) 专利权人 因芬尼昂技术股份公司

地址 德国慕尼黑

(72) 发明人 A·施米德 A·纽鲍尔

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 张雪梅 陈景峻

(51) Int. Cl.

G01S 5/02(2006. 01)

(56) 对比文件

US 6236365 B1, 2001. 05. 22, 全文.

US 5945949 A, 1999. 08. 31, 全文.

US 5920278 A, 1999. 07. 06, 全文.

CN 1439895 A, 2003. 09. 03, 全文.

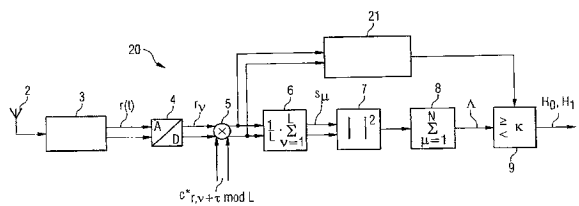
权利要求书 4 页 说明书 14 页 附图 11 页

(54) 发明名称

寻位系统接收器及灵敏度增加的寻位方法

(57) 摘要

本发明涉及一种在一寻位系统中的接收器(20),其包括一计算单元(6,7,8),用以根据一已接收信号而计算出一统计数值(Λ);一检测器单元(9),用于进行该统计数值(Λ)与一阈值(κ)间的比较,且用于决定该信号是否为一已同步化的寻位信号,一评估单元(10;21),用于评估信号载波功率对该信号噪音功率频谱密度的比值,以及一决定单元,用于根据该已评估商来决定该阈值。



1. 一种在一以寻位信号的不同延迟时间的评估作为基础的寻位系统中的一接收器,其中,所述寻位信号乃是经由位在多个已知位置的发射器所发射,且经由该接收器来接收,该接收器包括:

一计算单元,用以由该接收器所接收的一信号计算出一统计数值;以及

一检测器单元,其经设计而进行该统计数值与一阙数值间的比较,并且,利用该比较来决定该已接收信号是否为一寻位信号,及/或该已接收信号是否用于寻找该接收器的位置,

其特征在于,

一评估单元,用于评估信号载波功率对该已接收信号的噪音功率频谱密度的比值;以及

一决定单元,用于根据该信号载波功率对该噪音功率频谱密度的该已评估比值决定该阙数值。

2. 根据权利要求1所述的接收器,其特征在于,

该决定单元经配置以自该信号载波功率对该噪音功率频谱密度的该已评估比值而计算出该已接收信号的可能性密度,以及经设计为由该可能性密度计算出该阙数值。

3. 根据权利要求2所述的接收器,其特征在于,该已接收信号为已预先处理的信号。

4. 根据权利要求1所述的接收器,其特征在于,

该决定单元经配置以自该信号载波功率对该噪音功率频谱密度的该已评估比值计算出该已接收信号的可能性密度,以及经由自一表格选择一数值而自该可能性密度决定该阙数值,其中该表格中包含该阙数值的预先计算值。

5. 根据权利要求4所述的接收器,其特征在于,该已接收信号为已预先处理的信号。

6. 根据权利要求1所述的接收器,其特征在于,

该决定单元经设计而经由自一表格选择一数值,以从该信号载波功率对该噪音功率频谱密度的该已评估比值决定出该阙数值,其中该表格中包含该阙数值的预先计算值。

7. 根据权利要求1所述的接收器,其特征在于,

该决定单元经设计为自一已规定的固定的错误检测可能性计算出该阙数值,其中该错误检测可能性为,该已接收信号并非一已同步化寻位信号但却被该检测器单元视为一寻位信号的可能性。

8. 根据权利要求1所述的接收器,其特征在于,

该计算单元中的该已接收信号的取样值乃会被馈送至一串联电路,而该串联电路则包括一用于相干积分的第一积分器,一用于处理该第一积分器的输出的绝对数值平方单元或绝对数值形成单元,以及一用于非相干积分的第二积分器,其中该第二积分器用于处理该绝对数值平方单元或绝对数值形成单元的输出。

9. 根据权利要求1所述的接收器,其特征在于,

由所述发射器所发射的所述寻位信号被展频编码;以及

该计算单元包含一解展频单元,以用于解展频该已接收信号。

10. 根据权利要求9所述的接收器,其特征在于,

用于评估该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该已评估比值的该评估单元乃经由该计算单元而接收该统计数值,或经由该解展频单元接收该已接收信号

的解展频取样值。

11. 根据权利要求 10 所述的接收器,其特征在於,该已接收信号为已预先处理的信号。

12. 根据权利要求 1 所述的接收器,其特征在於,

所述接收器包含一评估单元,该评估单元经设计以评估用于发射该已接收信号的无线电连结的莱斯因子;以及

该决定单元经设计而同时使用该已评估的莱斯因子来决定该阈数值。

13. 根据权利要求 1 所述的接收器,其特征在於,

该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该比值乃是经由该评估单元依照下式而进行评估:

$$\frac{\hat{C}}{\hat{N}} = \frac{\sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}}}{T_s \cdot (E\{|y_v|^2\} - \sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}})}$$

其中, T_s 为该已接收信号的取样周期, y_v 为该已接收信号于基频中的复合包络 (complex envelope), 以及该期望值 $E\{x\}$ 乃是经由对 x 的连续平均而被估计。

14. 根据权利要求 12 所述的接收器,其特征在於,

该莱斯因子乃是经由该评估单元依照

$$\hat{K}_s \approx \frac{\hat{E}\{R^2\} \cdot 2 \cdot \hat{E}\{(R - \hat{E}\{R\})^2\}}{2 \cdot \hat{E}\{(R - \hat{E}\{R^2\})^2\}},$$

或是依照

$$\hat{K}_{2,4} = \frac{\hat{E}\{R^4\} - 2(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^2\} \cdot \sqrt{2 \cdot (\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}}}{(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}},$$

而进行评估,其中, R 为该已接收信号的取样值的振幅, 以及 $\hat{E}\{x\}$ 乃是经由对 x 的连续平均而被估计。

15. 根据权利要求 1 所述的接收器,其特征在於,

在该寻位系统中的所述发射器是配置在卫星上或是在陆地上。

16. 一种在一寻位系统中寻找一接收器的位置的方法,该寻位系统以寻位信号的不同延迟时间的评估为基础,所述寻位信号经由位在已知位置的发射器所发射并且被该接收器所接收,该方法包括下列步骤:

(a) 由该接收器所接收的一信号计算出一统计数值;

(b) 比较该统计数值以及一阈数值;以及

(c) 使用该比较的结果来决定该已接收信号是否为一寻位信号,及/或该已接收信号是否用于寻找该接收器的位置;

其特征在於,

(d) 评估信号载波功率对该已接收信号的噪音功率频谱密度的比值;以及

(e) 由该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该已评估比值决定出该阈数值。

17. 根据权利要求 16 所述的方法,其特征在於,

在步骤 (e) 中,该已接收信号的可能性密度是从该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该已评估比值计算而得,以及

该阈数值是由此可能性密度计算而得。

18. 根据权利要求 17 所述的方法,其特征在于,该已接收信号为已预先处理的信号。

19. 根据权利要求 16 所述的方法,其特征在于,

在步骤 (e) 中,该已接收信号的可能性密度乃自该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该已评估比值计算而得,以及

该阈数值乃经由自一表格选择一数值而自该可能性密度计算而得,其中该表格中包含该阈数值的预先计算值。

20. 根据权利要求 19 所述的方法,其特征在于,该已接收信号为已预先处理的信号。

21. 根据权利要求 16 所述的方法,其特征在于,

在步骤 (e) 中,该阈数值乃是经由自一表格选择一数值而自该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该已评估比值所决定,其中该表格中包含该阈数值的预先计算值。

22. 根据权利要求 16 所述的方法,其特征在于,

该阈数值乃自一已规定的固定的错误检测可能性计算而得,其中,该错误检测可能性为,该已接收信号并非一已同步化定位信号但却在步骤 (c) 中被该检测器单元视为一寻位信号的可能性。

23. 根据权利要求 16 所述的方法,其特征在于,

于步骤 (a) 中,该已接收的已展频编码信号的取样值被解展频;

对所述已解展频取样值进行相干积分;

形成该相干积分结果的绝对数值平方;以及

对所述绝对数值平方进行非相干积分。

24. 根据权利要求 23 所述的方法,其特征在于,

该信号载波功率对该噪音功率频谱密度的该已评估比值乃根据该统计数值,或是自该已接收信号的解展频取样值,或是根据该已接收信号的已进行相干积分的解展频取样值,或是根据该已接收信号的已进行相干积分的该绝对数值而进行评估。

25. 根据权利要求 24 所述的方法,其特征在于,该已接收信号的解展频取样值为已预先处理的信号的解展频取样值。

26. 根据权利要求 24 所述的方法,其特征在于,该已接收信号的已进行相干积分的解展频取样值为已预先处理的信号的已进行相干积分的解展频取样值。

27. 根据权利要求 24 所述的方法,其特征在于,该已接收信号的已进行相干积分的该绝对数值为已预先处理的信号的已进行相干积分的该绝对数值。

28. 根据权利要求 16 所述的方法,其特征在于,

对用以传输该已接收信号的无线电连结的莱斯因子进行评估;以及

利用该莱斯因子来决定该阈数值。

29. 根据权利要求 16 所述的方法,其特征在于,

该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该比值是依照下式进行评估:

$$\frac{\hat{C}}{\hat{N}} = \frac{\sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}}}{T_s \cdot (E\{|y_v|^2\} - \sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}})}$$

其中, T_s 为该已接收信号的取样周期, y_v 为该已接收信号于基频中的复合包络, 以及该期望值 $E\{x\}$ 乃是经由对 x 的连续平均而被估计。

30. 根据权利要求 28 所述的方法, 其特征在于, 该莱斯因子乃是依照

$$\hat{K}_s \approx \frac{\hat{E}\{R^2\} \cdot 2 \cdot \hat{E}\{(R - \hat{E}\{R\})^2\}}{2 \cdot \hat{E}\{(R - \hat{E}\{R^2\})^2\}},$$

或是依照

$$\hat{K}_{2,4} = \frac{\hat{E}\{R^4\} - 2(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^2\} \cdot \sqrt{2 \cdot (\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}}}{(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}},$$

而进行评估, 其中, R 为该已接收信号取样值的振幅, 以及 $\hat{E}\{\mathbf{x}\}$ 乃是经由对于 x 的一连续平均而被估计。

31. 根据权利要求 16 所述的方法, 其特征在于, 在该寻位系统中的所述发射器是配置在卫星上或是在陆地上。

寻位系统接收器及灵敏度增加的寻位方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种在一寻位系统中的接收器,再者,本发明亦相关于一种用于在一寻位系统中寻找一接收器的位置的方法。

背景技术

[0002] 在已知技术中,例如在卫星相关的 GPS(Global positioning system, 全球寻位系统) 系统范围中,有时候寻位会以无线电连结作为基础而加以实行,而欧洲导航卫星系统 (European satellite navigation system) 伽利略 (Galileo), 以及以陆地无线电来源 (terrestrial radio sources) 作为基础的寻位方法,则是提供了更进一步的应用,其中,如此的寻位方法以及适当的应用使得使用者可以经由测量与特定数量的无线信号源,例如,卫星或基地台间的距离而决定其位置,举例而言,每一个 GPS 以及伽利略卫星 (Galileo satellite) 乃会传输包括一时间辨识符以及该卫星位置的独特数字序列,而通常,所述信号乃会利用冗长的展频码来进行编码,其中,由于用于所述个别卫星的展频码于实际上彼此成直角,因此,所述信号可以在接收器中彼此有所区分,举例而言,用于所述各式 GPS 以及伽利略卫星的所述展频码乃会利用设置在所述卫星中的高准确度自动时钟而彼此进行同步。

[0003] 该接收器会评估在来自不同无线电来源 (GPS 卫星, 伽利略卫星, 或陆地发射器) 的信号传输之间的相关延迟,并且,乃会根据这些延迟来决定延迟时间偏移 (delay time offsets), 另外,与相关于所述各式无线电来源的位置以及时间参考的资料一起,该时间延迟偏移可以加以使用于精准地寻位该接收器,所以,为了这个目的,该接收器会计算代表与每一个无线电来源的距离的假范围 (pseudo ranges), 接着,导航软件即可以以到达每一个无线电来源的该假范围以及所述无线电来源的位置作为基础,并经由解一组分线性方程式,而计算出该使用者的位置。

[0004] 现今,在寻位系统中的许多接收器习惯上会先以所述已接收且已展频的寻位信号的解展频实施作为基础,并接着以对它们进行相干积分 (coherent integration) 以及非相干积分 (non-coherent integration) 的实施做为基础,然后,所得的统计数值被供给到会依照所需需求而最大化所述所述寻位信号的辨识可能性的一检测器,举例而言,一内曼检测器 (Neyman-Pearson detector)。

[0005] 该检测器将供给至其的所述统计数值与一阈数值进行比较,若一统计数值大于该阈数值时,则立即视为已接收一寻位信号,相对的,若是在相反的例子中,该已接收信号就不会被归类为一寻位信号,而此乃是为了避免不是寻位信号的信号被用于寻位,此外,此方法也可以避免具有太小的一接收振幅的寻位信号被用于寻位。

[0006] 其中的一个问题是,所述个别的寻位信号并不会总是沿着一直接可视线 (direct line-of-sight (LOS)) 路径而到达该接收器,而是常常会由于很多各种的障碍物而产生衰减,其中,这些障碍物包括,建筑物的墙壁以及天花板,有涂层的窗户,汽车的车身,遮蔽的来源,以及树梢,由于在卫星导航系统中的各个卫星乃会在规定的配置之中尽可能远离彼

此地被分布,因此,所述个别的卫星所发射的各种寻位信号乃会从完全不同的方向到达该接收器,所以,在各种传输路径上到达该接收器的所述寻位信号就会以不同的方式产生衰减,举例而言,在从一个卫星所发射的寻位信号为了到达该接收器而必须要通过一堵会将它们衰减 25dB 的墙壁的同时,来自另一个卫星的所述寻位信号有可能是经由一可视线路径而到达该接收器,这可能造成寻位信号由于它们的衰减而不再被该检测器所辨识,或是在把不是寻位信号的信号视为寻位信号的接收器中不再受到辨识。

[0007] 因此,本发明的一个目的在于提供一用于寻位系统的接收器,其比习知接收器具有更高水平的灵敏,此外,另一个目标在于载明一相对应的方法。

发明内容

[0008] 本发明的接收器为一寻位系统的一部件,且该寻位系统作为基础的原则为,寻位信号乃是由多个发射器所发射,且接着会被该接收器所接收,而该接收器则是可以使用其已经接收的一寻位信号来辨识该寻位信号传输来源的发射器,以及该寻位信号加以发射的时间,再者,在所述传输并非被配置在一固定位置的情况下,该寻位信号也是被用以衍生出考虑中的发射器在该传输时间时所处的位置,此外,由于该接收器已知寻位信号自不同发射器被接收的时间,因此,其可以使用在所述个别寻位信号之间的传播时间差异来决定其正确的位置。

[0009] 本发明的接收器具有一计算单元,其根据一已接收信号而计算出一统计数值,而该统计数值则是会被供给至一检测器单元,以进行该统计数值与一阈数值之间的比较,然后,利用此比较的结果,该检测器单元即可以决定该已接收信号是否为一已同步化的寻位信号,此外,该检测器单元亦被加以提供作为使用该所形成的阈数值比较结果来决定一已接收信号是否被用于寻找该接收器的位置,这是因为在自该发射器传输至该接收器期间,是有可能会发生该寻位信号衰减的情形,因而使得该寻位信号被接收时仅能不适当地与噪音产生区别,而关于此方面,本发明的该接收器则是会对应于寻位系统中的习知接收器。

[0010] 不过,不同于习知的接收器,本发明的该接收器尚具有一评估单元以及一决定单元。

[0011] 该评估单元是用以评估信号载波功率 C 对该已接收信号的噪音功率频谱密度 N_0 的比值。

[0012] 并且,经由使用该信号载波功率 C 对该已接收信号的该噪音功率频谱密度 N_0 的该已评估比值,该决定单元乃会决定该阈数值,而该阈数值则是接着为该检测器单元所使用,以用于该阈数值比较,其中,特别地是,该比值的评估以及接着该阈数值的使用乃会为每一个已接收信号执行。

[0013] 相较于习知在寻位系统中的接收器,本发明的该接收器乃具有一相对而言较高水平的灵敏性的优点,其中,该较高水平的灵敏性乃是源自于该阈数值与该商 C/N_0 之间的附属关系。

[0014] 若是一寻位信号,举例而言,在无线电传输期间,所产生的衰减大到使得根据该已接收、且已同步化的寻位信号所确定的该统计数值小于该已经设定的阈数值时,则该已接收、且已同步化的寻位信号,就其本身而言,将不会被该接收器所辨识,至于在相反的例子之中,亦即,若是该阈数值太小时,则噪音信号、或未同步化的信号将可能会不正确地被视

为寻位信号。

[0015] 本发明所使用的事实为,该信号载波功率对一已接收信号的该噪音功率频谱密度的该比值乃会指示出该信号在自该发射器被传输至该接收器之后所经历的衰减,因此,利用此比值,该阈数值是可以加以设定,使一已接收、且已同步化的寻位信号被检测的可能性可以被最大化。

[0016] 根据本发明,检测寻位信号所增加的灵敏性所带来的优点乃会应用于多路径信号传播以及经由可视线路径的信号传输两者,而在该多路径信号传播之中,所述寻位信号在相较于其被该接收器接收前由于反射所产生的可视线路径,乃会覆盖一较长的路径。

[0017] 该决定单元可以加以设计为,其首先会根据该评估商 C/N_0 而计算该已接收信号在该接收器之中,由于相干以及非相干积分所产生的处理之后所具有的可能性密度 (probability density),接下来,该检测器的该阈数值乃会根据考虑到该已评估商 C/N_0 的该可能性密度而进行计算。

[0018] 作为本发明上述该决定单元的改进的一替代方案,其有可能提供该决定单元在其已经计算完该可能性密度之后,根据一表格而读取该阈数值,而此表格之中则是包含了该可能性密度的所述数值,以及所述相关的阈数值,较佳地是,该表格在该寻位程序实行之前即已产生。

[0019] 用于决定该阈数值的一另一替代方案则是经由一直接列出用于所述已评估商 C/N_0 的检测器阈数值的表格所加以形成,在此,同样较佳地是,此表格也是可以在该寻位程序实行之前,以先前所计算的可能性密度作为基础而加以产生。

[0020] 根据本发明的该接收器的一特别较佳改进,一用于该错误检测可能性的数值是会坚定地加以规定,其中,该错误检测可能性即为,一非为已同步化寻位信号的信号被该检测器单元不正确地视为一寻位信号的可能性,举例而言,此乃会在非寻位信号不幸地结合其所产生的随意噪音而使得其产生一高于该阈值的统计数值的时候发生,因此,在本发明的该接收器所呈现的较佳实施例之中,该阈值的计算不仅会包括该已评估商 C/N_0 ,也会包括该错误检测可能性的数值。

[0021] 根据本发明的接收器的一另一特别较佳实施例为,该计算单元会包含一串联电路,而该串联电路则是包括一用于相干积分的第一积分器,一绝对数值平方单元或绝对数值形成单元,以及一用于非相干积分的第二积分器,并且,一模拟/数字转换器所产生的该已接收信号的取样值乃会被输入该串联电路之中,而所述统计数值则是可以在该串联电路的输出端处进行分接。

[0022] 其亦较具优势地是在所述发射器对所述寻位信号进行展频编码的时候,在此例子中,该计算单元会具有一用于解展频该已接收信号的单元。

[0023] 基本上,乃具有多个可用于去耦 (decoupling) 数值的选择,而依照所述选择,该商 C/N_0 可以根据该接收路径而进行评估,举例而言,该计算单元所产生的所述统计数值可以被供给至该评估单元,以利用它们来衍生出该商 C/N_0 ,或者,二者择一地,该解展频单元所产生的所述数值可以被供给至该评估单元。

[0024] 本发明的一特别较佳实施例是提供另一评估单元,其被用以评估经由无线电连结所传输的该已接收信号的莱斯因子 (Rice factor) (K),而该已评估的莱斯因子则是会在该阈数值被该决定单元决定时受到考虑。

[0025] 该莱斯因子的特征在于,经由一可视线路径 (line-of-sight path) 而进行传输的一信号的强度,其相关于所述经由非可视线路径 (non-line-of-sight path) 而进行传输的信号强度,因此,在多路径信号传播的例子之中,该莱斯因子即为对于用于待实行的寻位程序的无线电连结的品质或可靠性的度量,并且,该莱斯因子乃会正比于该可视线分量的信号强度以及该多路径分量的方差 (variance) 之间的比值,所以,考虑到该莱斯因子可以造成该接收器检测寻位信号的灵敏性的更进一步增加。

[0026] 而为了评估该莱斯因子,则是可以利用于德国专利商标局参考案号 10 2004 027 666.8 的德国专利申请“Verbesserung der **Zuverlässigkeit** und der Genauigkeit von Positionsbestimmungs-Verfahren durch **Abschätzung** des Rice-Faktors einer Funkverbindung” [Improving the reliability and accuracy of position-finding methods by estimating the Rice factor of radio link] 之中所载明的所述方法,在此,该所引用的专利申请案乃被包括于本发明专利申请案的揭示内容之中。

[0027] 此外,德国专利申请案“**Empfänger** eines Positionsbestimmungssystems mit verbesserter **Sensitivität**” [Receiver in a position-finding system with improved sensitivity] 揭示了在一寻位系统中的一接收器,且其中,该阈值即是利用该已评估的莱斯因子来进行适应,该申请案于德国专利商标局的参考案号为 10 2004 032 222.8,并且,同样地,是被包括于本发明专利申请案的揭示内容之中。

[0028] 较佳地是,该信号载波功率对该已接收信号的该噪音功率频谱密度的该比值是经由该评估单元且依照下式而进行评估:

$$[0029] \quad \frac{\hat{C}}{\hat{N}} = \frac{\sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}}}{T_s \cdot (E\{|y_v|^2\} - \sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}})} \quad \text{方程式 (1)}$$

[0030] 在方程式 (1) 之中, T_s 是代表用以取样该已接收信号的周期, y_v 是代表该已接收信号于基频中的复合包络 (complex envelope), 以及该期望值 $E\{x\}$ 乃是经由对 x 的连续平均而进行逼近。

[0031] 该莱斯因子是可以,举例而言,根据之后所显示的方程式 (2) 以及 (3) 而加以决定,其中, R 是为该已接收信号的取样值的振幅,以及 $\hat{E}\{x\}$ 乃是经由对 x 的连续平均而进行逼近;

$$[0032] \quad \hat{K}_s \approx \frac{\hat{E}\{R^2\} \cdot 2 \cdot \hat{E}\{(R - \hat{E}\{R\})^2\}}{2 \cdot \hat{E}\{(R - \hat{E}\{R^2\})^2\}} \quad \text{方程式 (2)}$$

$$[0033] \quad \hat{K}_{2,4} = \frac{\hat{E}\{R^4\} - 2(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^2\} \cdot \sqrt{2 \cdot (\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}}}{(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}} \quad \text{方程式 (3)}$$

[0034] 该寻位系统可以为卫星协助的系统,在此状况下,所述发射器乃会符合在分别的系统中所使用的所述卫星,特别是,该寻位系统可以为 GPS 系统, GLONASS 系统, 或是一 Galileo 系统,或者,二者择一地,原则上,其亦可以是一具有陆地无线电来源的纯

粹陆地寻位系统,而如此的寻位系统则是可以,举例而言,以“到达时间 (time of arrival, TOA)”,“到达时间差 (time difference of arrival, TDOA)”,或“增强的测得时间差 (enhanced observed time difference, E-TOD)”评估方法作为基础,此外,该评估方法亦可以在美国,欧洲,或亚洲移动无线系统,例如, GSM, GPRS, EDGE, UMTS, DCS-1800, IS-136, IS-95, PCS-1900, CDMA-2000, 以及 PDC, 中执行。

[0035] 本发明的方法是用于寻找一属于一寻位系统的一接收器的位置。

[0036] 在本发明的方法之中,一统计数值乃会与一阈数值进行比较,所以,为了这个目的,该统计数值首先会根据该接收器所接收的一信号而进行计算,此外,信号载波功率对该已接收信号的噪音功率频谱密度的比值会被进行评估,接着,此已评估的比值会被用以设定该阈数值,而在此状况下,该阈数值则会被加以设定,使得一已接收且已同步化的寻位信号其进行检测的可能性会被最大化,接下来,该比较的结果则是可以被用以决定该已接收信号是否为一已同步化的寻位信号,及 / 或该已接收信号是否被用于寻找该接收器的位置。

[0037] 本发明的方法乃具有与习知用于寻位系统的方法相同的优点,如同本发明的该接收器一样。

附图说明

[0038] 本发明将以图式作为参考并经由实例而于接下来的内容中进行更详尽的解释,其中:

[0039] 图 1:显示作为本发明的该接收器的一第一示范性实施例的一接收器 1 的一方块图;

[0040] 图 2:显示作为本发明的该接收器的一第二示范性实施例的一接收器 20 的一方块图;

[0041] 图 3a 至图 3j:显示寻位信号的检测可能性 P_d 以及信号载波功率 (signal carrier power) C 与噪音功率频谱密度 (noise powerspectral density) N_0 间的比值 C/N_0 所绘制的曲线图;

[0042] 图 4:显示一用于评估该商 C/N_0 的评估设备 50 的一方块图;

[0043] 图 5:显示一仿真电路 80 的一方块图;

[0044] 图 6:显示利用该仿真电路 80 所获得的一 AWGN 无线电信道的仿真结果的一表示;

[0045] 图 7:显示自该仿真所获得的接收包络 (envelope) 的振幅的长条图;

[0046] 图 8a 及图 8b:显示自该仿真所获得的所述 C/N_0 数值的表示图;以及

[0047] 图 9:显示一用于评估莱斯因子 (Rice factor) K 的评估设备 100 的一方块图。

具体实施方式

[0048] 图 1 显示一在一寻位系统中的接收器 1 的方块图,在所呈现的例子中,此为一 GPS 系统,而由在该 GPS 系统中的卫星所传送的寻位信号则是由一天线 2 所接收,然后,该天线 2 的下游是连接着一 RF 前端级 (RF frontend stage) 3,而该 RF 前端级 3 则是会在一基频 (baseband) 中输出一已接收寻位信号的复合包络 (complex envelope) $r(t)$ 的正交分量:

[0049] $\mathbf{r}(t) = \sqrt{2C} \cdot \mathbf{d}(t) \cdot \mathbf{c}(t) \cdot \exp(j \cdot \Delta\phi(t)) + \mathbf{n}(t)$ 方程式 (4)

[0050] 在方程式 (4) 之中, $d(t)$ 代表资料信号, $c(t)$ 代表已接收的展频码, $\phi(t) = \phi(t) - \phi_r(t)$ 代表在已接收信号相位 $\phi(t)$ 以及参考相位 $\phi_r(t)$ 之间的相位偏移 (phase offset), 以及 $n(t)$ 代表具有一平均数值零的复合数值 (complex-value) 加性白高斯噪音 (additive white Gaussian noise, AWGN)。

[0051] 紧接在经由该 RF 前端级 3 的处理之后, 该已接收寻位信号乃会经由一被配置在该 RF 前端级 3 的下游处的模拟 / 数字转换器 4 而于时间 v ($v \in \mathbf{Z}$) 进行取样, 其中, 所述取样数值 r_v 乃是经由使用一乘法器 5 来将它们乘上复数共轭局部 PRN 参考展频码 (complex-conjugate local PRN reference spread code) $c_{r, v+\tau \bmod L}^*$ 而进行解展频, 至于此程序所获得的乘积则是会依照下列的方程式 (5) 而在一相干积分器 6 之中进行加总:

[0052] $s_\mu = \frac{1}{L} \cdot \sum_{v=1}^L r_v \cdot c_{r, v+\tau \bmod L}^*$ 方程式 (5)

[0053]

$$= \sqrt{2C} \cdot d_\mu \cdot \frac{1}{L} \cdot \sum_{v=1}^L c_v \cdot c_{r, v+\tau \bmod L}^* \cdot \exp(j \cdot \Delta\phi_v) + \frac{1}{L} \cdot \sum_{v=1}^L n_v \cdot c_{r, v+\tau \bmod L}^*$$

[0054] 该参数 $L = T_c/T_s$ ($L \in \mathbf{N}$) 表示在该相干积分时间 T_c 以及该取样周期 T_s 之间的比值。

[0055] 经由在该方程式 (5) 之中所执行的相加程序, 所获得的结果如下:

[0056] $s_\mu = \sqrt{2C} \cdot d_\mu \cdot \frac{1}{L} \cdot R_{rc}(\tau) \cdot \text{si}(\Delta\omega \cdot \frac{T_c}{2}) \cdot \exp(j \cdot \Delta\Phi) + w_\mu$ 方程式 (6)

[0057] 在方程式 (6) 之中, $R_{rc}(\tau)$ 表示在 c_v 以及 $c_{r, v+\tau \bmod L}$ 之间的循环交叉相关函数 (circular cross-correlation function), $\Delta\omega$ 表示在移除都卜勒 (Doppler) 之后的频率偏移, 以及 $w_\mu = w_{I, \mu} + j \cdot w_{Q, \mu}$ 表示具有一平均数值零的结果复合数值加性白高斯噪音, 至于 $E\{w_I^2\}$ 以及 $E\{w_Q^2\}$ 的期望值则是经由下式表示:

[0058] $\mathbf{E}\{w_I^2\} = \mathbf{E}\{w_Q^2\} = \mathbf{E}\left\{\left(\frac{1}{L} \cdot \sum_{v=1}^L n_v \cdot c_{r, v+\tau \bmod L}^*\right)^2\right\}$ 程式 (7)

[0059] $= \mathbf{E}\left\{\left(\frac{1}{L} \cdot \sum_{v=1}^L n_v \cdot c_{r, v+\tau \bmod L}^*\right)^2\right\} = \sigma_w^2 = \frac{N_0}{T_c}$

[0060] 由该相干积分器 6 所输出的该些数值 s_μ 会被供给至一绝对数值平方单元 (absolute-value squaring unit) 或绝对数值形成单元 (absolute-value formation unit) 7, 并且, 接着会被传送至一非相干积分器 8, 而在该非相干积分程序期间, $N = T_n/T_c$ 的数值则是会进行相加, 且其中, T_n 表示该非相干积分时间, 此外, 经由以 σ_w^2 而将方程式 (6) 分开, 该加性白高斯噪音的同相分量 w_I 以及正交分量 w_Q 乃会采用一具有方差 (variance) 1 的标准常态分布 (standard normal distribution), 至于该非相干积分器 8 则是会输出下列所显示的统计数值 Λ_{AWGN} :

$$[0061] \quad \Lambda_{\text{AWGN}} = \sum_{\mu=1}^N \frac{|s_{\text{AWGN},\mu}|^2}{\sigma_w^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \kappa_{\text{AWGN}} \text{ 方程式 (8)}$$

[0062] 一下游检测器 9 乃会将该统计数值 Λ_{AWGN} 以及一阙数值 κ_{AWGN} 进行比较, 其中, 假设 $\Lambda_{\text{AWGN}} \geq \kappa_{\text{AWGN}}$ 时, 则就会采取使用一 H_1 假设, 根据此 H_1 假设, 该已接收的信号就会是一已经由一卫星进行发射并具有已测试的码相位 (tested code phase) τ 的寻位信号, 相对的, 在相反的条件下, 亦即, 当 $\Lambda_{\text{AWGN}} < \kappa_{\text{AWGN}}$ 时, 就会使用一 H_0 假设, 而此 H_0 假设则表示在该天线 2 上所接收的该信号并不是一具有该已测试码相位 τ 的已同步寻位信号。

[0063] 操作该检测器 9 的方法乃是以内曼准则 (Neyman-Pearson criterion) 作为基础, 该内曼准则为, 在一固定比率因错误检测而被加以规定的情形下, 最大化该寻位信号的检测的可能性, 其中该错误检测为, 一信号被不正确地视为该具有已测试码相位 τ 的已同步化寻位信号。

[0064] 该错误检测可能性 P_f 是如下而进行计算:

$$[0065] \quad P_f = \int_{\kappa}^{\infty} p_{\Lambda|H_0}(s|H_0) ds \text{ 方程式 (9)}$$

[0066] 该阙数值 κ 乃是利用该方程式 (9) 并经由规定该可能性 P_f 的一固定数值, 举例而言, 10^{-3} , 而进行计算。

[0067] 该寻位信号的检测可能性 P_d 则是经由下式而加以提供:

$$[0068] \quad P_d = \int_{\kappa}^{\infty} p_{\Lambda|H_1}(s|H_1) ds \text{ 方程式 (10)}$$

[0069] 所述上述的方程式会产生该可能性密度 (可能性密度函数) p_{Λ} 的一非中心 x^2 分布函数 (可能密度函数):

$$[0070] \quad p_{\Lambda_{\text{AWGN}}}(\mathbf{s}) = \frac{1}{\sigma_w} \chi_M^2\left(\frac{\mathbf{s}}{\sigma_w}, \gamma^2\right) \text{ 方程式 (11)}$$

$$[0071] \quad = \frac{1}{2\sigma_w} \cdot \left(\frac{\mathbf{s}}{\sigma_w \cdot \gamma^2}\right)^{\frac{M-2}{4}} \cdot \exp\left(-\frac{\mathbf{s}}{2\sigma_w} - \frac{\gamma^2}{2}\right) \cdot I_{\frac{M}{2}-1}\left(\sqrt{\frac{\mathbf{s} \cdot \gamma^2}{\sigma_w}}\right)$$

[0072] $I_{M/2-1}(x)$ 为第一型态以及第 $(M/2-1)$ 阶的已修正贝索函数 (Besselfunction), 其中, 来自方程式 (11) 的该分布函数 x^2 的自由程度计数 M_{AWGN} , 以及该非向心性参数 (non-centrality parameter) γ_{AWGN}^2 是如下而加以计算:

$$[0073] \quad M_{\text{AWGN}} = 2 \cdot \frac{T_n}{T_c} \text{ 方程式 (12)}$$

$$[0074] \quad \gamma_{\text{AWGN}}^2 = \sum_{\nu=1}^M \gamma_{\nu}^2 = \sum_{\mu=1}^{\frac{T_n}{T_c}} \frac{1}{\sigma_w^2} \cdot [E\{\text{Re}\{s_{\text{AWGN},\mu}\}\}^2 + E\{\text{Im}\{s_{\text{AWGN},\mu}\}\}^2] \text{ 方程式 (13)}$$

$$[0075] \quad = \frac{C}{N_0} \cdot 2T_n \cdot \frac{1}{L^2} \cdot R_{\tau_c}^2(\tau) \cdot \text{si}^2(\Delta\omega_{\mu} \cdot \frac{T_c}{2})$$

[0076] 本发明提供该信号载波功率 C 以及该噪音功率频谱密度 (noise power spectral density) N_0 的商 C/N_0 进行评估, 以及提供该商 C/N_0 被用于确定该最佳阙数值 κ , 为此, 一

已接收的已同步寻位信号的该检测可能性会进行最大化,并且,对该噪音功率频谱密度 N_0 而言, $N_0 = k \cdot T_0$, 其中, $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$, 为玻尔兹常数 (Boltzmann constant), 以及 $T_0 = 290\text{K}$ 为室温, 再者, 若是一固定数值, 举例而言, 10^{-3} , 会依照该内曼准则而为了该可能性进行规定时, 则该最佳阈数值 κ 可以利用方程式 (7), (9), (11), 以及 (13) 而加以计算, 并且, 为了评估该商 C/N_0 , 该评估单元 10 是加以提供在图 1 之中, 而该阈数值 κ 则是可以在该评估单元 10 之中或是在该检测器 9 之中加以决定。

[0077] 在图 1 之中, 该评估单元 10 乃被馈送自该非相干积分器 8, 或者, 二者择一地, 一用于评估该商 C/N_0 的评估单元亦可以被连接在该乘法器 5 的下游, 而类似于此的一接收器 20 的方块图则是举例说明于图 2 之中, 其中, 该接收器 20 与在图 1 中所举例说明的该接收器 1 的不同仅在于该评估单元 21 的配置以及, 相较于该评估单元 10, 该评估单元 21 相对应不同的内部设计, 此外, 上述选择的一替代方案为, 该评估单元亦可以被馈送自该相干积分器 6, 或是被馈送自该绝对数值平方单元或绝对数值形成单元 7。

[0078] 上述的所述方程式乃是以一 AWGN 信道模型作为基础, 不过, 本发明对任何的信道模型都是有效的, 现在, 本发明将应用于, 举例而言, 莱斯 (Ricean) 以及瑞利 (Rayleigh) 信道模型。

[0079] 倘若该已接收信号具有一占优势、稳定的, 也就是未遭受衰退的信号分量以作为该可视线信号时, 则该已接收信号的包络乃会遵守一莱斯分布 (Ricean distribution), 此外, 该莱斯多路径信道会产生一具有一平均为零的复合数值白高斯噪音方差 u , 且该方差会出现在该已接收寻位信号的该包络 $r(t)$ 的决定方程式之中, 以作为一乘法因子, 而对该方差 u 的该包络 x 而言, 则会使用下式:

$$[0080] \quad \mathbf{x} = |u| = \sqrt{u_1^2} + \sqrt{u_2^2} \text{ 方程式 (14)}$$

[0081] 根据 “Probability, Random Variables and Stochastic Processes” by A. Papoulis and A. U. Pillai, appearing in McGraw-Hill, New York, 2002, 该包络 x 乃会符合下列的莱斯衰退分布 (Ricean fading distribution) $p_x(x)$:

$$[0082] \quad p_x(x) = \frac{x}{\sigma_u^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + A_u^2}{2\sigma_u^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{A_u \cdot x}{\sigma_u^2}\right) \text{ 方程式 (15)}$$

[0083] $I_0(x)$ 为第一型态以及零阶的已修正贝索函数, 以及 A_u^2 为该可视线分量的信号强度:

$$[0084] \quad A_u^2 = \mathbf{E}\{u_1\}^2 + \mathbf{E}\{u_2\}^2 \text{ 方程式 (16)}$$

[0085] 该莱斯因子 K 是加以定义为该可视线分量的该信号强度与该多路径分量的该方差之间的比值:

$$[0086] \quad K = \frac{A_u^2}{2\sigma_u^2} \text{ 方程式 (17)}$$

[0087] 再者, 在基频中的该莱斯多路径频道的该复合包络是表示如下:

$$[0088] \quad \mathbf{r}(t) = \sqrt{2C} \cdot \mathbf{d}(t) \cdot \mathbf{c}(t) \cdot \exp(j \cdot \Delta\phi(t)) \cdot \mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t) \text{ 方程式 (18)}$$

[0089] 另外, 下式被加以提供:

$$[0090] \quad \mathbf{E}\{|\mathbf{u}|^2\} = A_u^2 + 2\sigma_u^2 = 1 \text{ 方程式 (19)}$$

[0091] $E\{u_i^2\} = E\{u_0^2\} = \frac{1}{2}$ 方程式 (20)

[0092] $E\{u_i\} = E\{u_0\} = \sigma_u \cdot \sqrt{K} = \sqrt{\frac{K}{2 \cdot (K+1)}}$ 方程式 (21)

[0093] $E\{(u_i - E\{u_i\})^2\} = E\{(u_0 - E\{u_0\})^2\} = \sigma_u^2 = \frac{1}{2 \cdot (K+1)}$ 方程式 (22)

[0094] 对所述自该相干积分器 6 所输出的数值 s_μ 而言, 下列方程式乃会加以提供在一莱斯分布的例子之中:

[0095] $s_\mu = \sqrt{2C} \cdot d_\mu \cdot \frac{1}{L} \cdot R_{rc}(\tau) \cdot si(\Delta\omega \cdot \frac{T_c}{2}) \cdot \exp(j \cdot \Delta\Phi) \cdot u_\mu + w_\mu$ 方程式 (23)

[0096] 在方程式 (23) 之中, 具有不等于零的平均数值的该两个高斯方差的相加会产生具有一不等于零的平均数值的一另一高斯方差, 并且, 该相加程序所产生的该高斯方差可以加以标准化, 以产生一不等于零、且具有一方差 1 的标准分布。

[0097] 该检测器 9 所要达成的该阈数值决定具有下列的形式:

[0098]
$$\Lambda_{Rice} = \begin{matrix} H_1 \\ \sum_{\mu=1}^N \frac{|s_{Rice,\mu}|^2}{\sigma_{Ri}^2} \geq \kappa_{Rice} \\ H_0 \end{matrix}$$
 方程式 (24)

[0099] 就 σ_{Ri}^2 而言, 下式被加以提供:

[0100] $\sigma_{Ri}^2 = C \cdot \frac{1}{L^2} \cdot R_{rc}^2(\tau) \cdot si^2(\Delta\omega_\mu \cdot \frac{T_c}{2}) \cdot \frac{1}{K+1} + \frac{N_0}{T_c}$ 方程式 (25)

[0101] 上述的所述方程式会造成该可能性密度 $p_{\Lambda_{Rice}}$ (可能密度函数) 的一非中心 x^2 分布函数:

[0102] $p_{\Lambda_{Rice}}(\mathbf{s}) = \frac{1}{\sigma_{Ri}} \chi_M^2(\frac{s}{\sigma_{Ri}}, \gamma^2)$

[0103] $= \frac{1}{2\sigma_{Ri}} \cdot (\frac{s}{\sigma_{Ri} \cdot \gamma^2})^{\frac{M-2}{2}} \cdot \exp(-\frac{s}{2\sigma_{Ri}} - \frac{\gamma^2}{2}) \cdot I_{\frac{M-1}{2}}(\sqrt{\frac{s \cdot \gamma^2}{\sigma_{Ri}}})$ 方程式 (26)

[0104] $I_{M/2-1}(x)$ 为第一型态以及第 $(M/2-1)$ 阶的已修正贝索函数 (Besselfunction), 并且, 根据方程式 (26) 的该 x^2 分布函数的自由度计数 M_{Rice} 以及该非向心性参数 (non-centrality parameter) γ_{Rice}^2 是如下而加以计算:

[0105] $M_{Rice} = 2 \cdot \frac{T_n}{T_c}$ 方程式 (27)

[0106] $\gamma_{Rice}^2 = \sum_{\nu=1}^M \gamma_\nu^2 = \sum_{\mu=1}^{\frac{T_n}{T_c}} \frac{1}{\sigma_{Ri}^2} \cdot [E\{Re\{s_{Rice,\mu}\}\}^2 + E\{Im\{s_{Rice,\mu}\}\}^2]$

$$[0107] \quad = \sum_{\mu=1}^{T_n} \frac{1}{\sigma_{Ri}^2} \cdot C \cdot \left(\frac{1}{L^2} \cdot R_{rc}(\tau) \right)^2 \cdot \text{si}^2 \left(\Delta\omega_{\mu} \cdot \frac{T_c}{2} \right) \cdot \frac{K}{K+1} \text{ 方程式 (28)}$$

$$[0108] \quad = \frac{K \cdot T_n}{T_c} \cdot \left(1 + \frac{N_0(K+1)}{T_c \cdot C \cdot R_{rc}^2(\tau_{\mu}) \cdot \text{si}^2 \left(\Delta\omega_{\mu} \cdot \frac{T_c}{2} \right)} \right)^{-1}$$

[0109] 若是该占优势的可视线信号变得较微弱时,则该莱斯分布会瓦解成为瑞利分布(Rayleigh distribution),以及该莱斯因子K乃会被视为零,而对一瑞利分布来说,该可能性密度 $P_{\Lambda_{\text{Rayleigh}}}$ 的决定方程式则是会具有下列的形式:

$$[0110] \quad p_{\Lambda_{\text{Rayleigh}}}(\mathbf{s}) = \frac{1}{\sigma_{Ra}} \cdot \chi_M^2 \left(\frac{s}{\sigma_{Ra}} \right)$$

$$[0111] \quad = \frac{1}{2\sigma_{Ra}} \cdot \frac{\exp\left(-\frac{s}{\sigma_{Ra}}\right) \cdot \left(\frac{s}{\sigma_{Ra}}\right)^{\frac{M}{2}-1}}{2^{\frac{M}{2}} \cdot \Gamma\left(\frac{M}{2}\right)} \text{ 方程式 (29)}$$

[0112] 在此例子中,下式被加以提供:

$$[0113] \quad \Gamma\left(\frac{M}{2}\right) = \int_0^{\infty} x^{\frac{M}{2}-1} \cdot e^{-x} dx \text{ 方程式 (30)}$$

$$[0114] \quad \sigma_{Ra}^2 = C \cdot \frac{1}{L^2} \cdot R_{rc}^2(\tau) \cdot \text{si}^2 \left(\Delta\omega \cdot \frac{T_c}{2} \right) + \frac{N_0}{T_c} \text{ 方程式 (31)}$$

[0115] 根据本发明,同时在一基本的莱斯信道模型的例子之中以及在一瑞利信道模型的例子之中,首先,会评估该商 C/N_0 , 以及接着,该商 C/N_0 乃会被用以确定该最佳阈数值 κ , 其中,在一莱斯分布的例子之中,该最佳阈数值 κ 可以利用方程式 (9), (25), (26), 以及 (28) 而加以计算,以及在一瑞利分布的例子之中,该阈数值 κ 的计算则是会以所述方程式 (9), (29), 以及 (31) 作为基础。

[0116] 为了决定该最佳阈数值 κ , 基本上有两种可获得的不同选择,无论该最佳阈数值 κ 是在寻找该接收器的位置的同时根据该商 C/N_0 而加以计算,或是在该寻位方法的执行期间,此计算实际上会事先加以执行且计算结果被输入一表格,此时仅需要读取相关于该商 C/N_0 的一已评估数值的该阈数值 κ 。

[0117] 其亦有可能在一莱斯分布例子中的该最佳阈数值 κ 的决定之中包括该莱斯因子K, 所以,为了这个目的,该莱斯因子K乃会利用与该商 C/N_0 相同的方式进行评估,以及,接着被包含在该最佳阈数值 κ 的决定之中,相同的,该莱斯因子K可以在该决定单元 10 或 21 之中进行评估。

[0118] 本发明会造成该接收器的灵敏性的相当程度增加,其中,该非相干积分时间 T_n 越长,则相较于习知的接收器,该灵敏性就会越高,举例而言,对 10 秒的一非相干积分时间 T_n 而言,于灵敏性中的增益为 14.3dB,而对 100 秒的一非相干积分时间 T_n 而言,增益则为 16.8dB。

[0119] 至于灵敏性增加的更进一步例子则显示在图 3a 至图 3j 之中,而在该些图式之中,

检测该寻位信号的可能性 P_d 则会相对于商 C/N_0 而分别地进行描绘,以作为该非相干积分时间 T_n 的一函数,其中,所述虚线曲线表示一习知接收器的可能性 P_d ,同时间,所述实线曲线则是表示适合用以本发明作为基础的一接收器的可能性 P_d ,并且,为了计算在图 3a 至图 3j 中所描绘的所述曲线,是加以设定为 $P_f = 10^{-3}$ 以及 $T_c = 20\text{ms}$,而在所呈现的例子中,该接收器的寻位程序则是以 GPSL1-C/A 标准以及一 AWGN 信道模型作为基础。

[0120] 一种用于评估该商 C/N_0 的方法于接下来进行解释。

[0121] 对在基频中的一已接收寻位信号的该复合包络而言,该信号载波功率 C 与该噪音功率频谱密度 $N_0 = N/T_s$ 的比值

$$[0122] \quad \mathbf{y}_v = \sqrt{C} \cdot \mathbf{a}_v + \sqrt{N} \cdot \mathbf{w}_v \quad \text{方程式 (32)}$$

[0123] 是可以利用第二非中心分量

$$[0124] \quad \mathbf{M}_2 = \mathbf{E} \{ \mathbf{y}_v \cdot \mathbf{y}_v^* \}$$

$$[0125] \quad = \mathbf{C} \cdot \mathbf{E} \{ |\mathbf{a}_v|^2 \} + \sqrt{C \cdot N} \cdot (\mathbf{E} \{ \mathbf{a}_v \cdot \mathbf{w}_v^* \} + \mathbf{E} \{ \mathbf{a}_v^* \cdot \mathbf{w}_v \}) + N \cdot \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_v|^2 \} \quad \text{方程式}$$

[0126] (33)

[0127] 以及,该第四非中心分量

$$[0128] \quad \mathbf{M}_4 = \mathbf{E} \{ \mathbf{y}_v \cdot \mathbf{y}_v^* \} \quad \text{方程式 (34)}$$

$$[0129] \quad = \mathbf{C}^2 \cdot \mathbf{E} \{ |\mathbf{a}_v|^4 \} + 2\mathbf{C} \cdot \sqrt{C \cdot N} \cdot (\mathbf{E} \{ |\mathbf{a}_v|^2 \cdot \mathbf{a}_v \cdot \mathbf{w}_v^* \} + \mathbf{E} \{ |\mathbf{a}_v|^2 \cdot \mathbf{a}_v^* \cdot \mathbf{w}_v \})$$

$$[0130] \quad + \mathbf{C} \cdot \mathbf{N} \cdot (\mathbf{E} \{ (\mathbf{a}_v \cdot \mathbf{w}_v^*) \} + 4 \cdot \mathbf{E} \{ |\mathbf{a}_v|^2 \cdot |\mathbf{w}_v|^2 \} + \mathbf{E} \{ (\mathbf{a}_v^* \cdot \mathbf{w}_v)^2 \})$$

$$[0131] \quad + 2\mathbf{N} \cdot \sqrt{C \cdot N} \cdot (\mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_v|^2 \cdot \mathbf{a}_v \cdot \mathbf{w}_v^* \} + \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_v|^2 \cdot \mathbf{a}_v^* \cdot \mathbf{w}_v \}) + N^2 \cdot \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_v|^4 \}$$

[0132] 而进行评估。

[0133] 在此例子之中, \mathbf{a}_v 是代表标准化的复合寻位信号符号, \mathbf{w}_v 是代表所述已标准化复合噪音数值, N 是代表该噪音功率,以及 T_s 是代表该取样周期。

[0134] 若是其假设该寻位信号以及该噪音为具有一平均数值零的独立的任意程序,以及该噪音的所述同相以及正交分量为彼此独立时,则方程式 (33) 以及 (34) 可以简化如下:

$$[0135] \quad M^2 = C + N \quad \text{方程式 (35)}$$

$$[0136] \quad M^4 = k_a \cdot C^2 + 4 \cdot C \cdot N + k_w \cdot N^2 \quad \text{方程式 (36)}$$

[0137] k_a 表示该寻位信号的峰态 (kurtosis), 以及 k_w 表示该噪音的峰态:

$$[0138] \quad \mathbf{k}_a = \frac{\mathbf{E} \{ |\mathbf{a}_v|^4 \}}{(\mathbf{E} \{ |\mathbf{a}_v|^2 \})^2} \quad \text{方程式 (37)}$$

$$[0139] \quad \mathbf{k}_w = \frac{\mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_v|^4 \}}{(\mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_v|^2 \})^2} \quad \text{方程式 (38)}$$

[0140] 利用上述方程式求 C 以及 N 的解:

$$[0141] \quad \hat{C} = \frac{M_2 \cdot (k_w - 2) \pm \sqrt{(4 - k_a \cdot k_w) \cdot (M_2)^2 + M_4 \cdot (k_a + k_w - 4)}}{k_a + k_w - 4} \quad \text{方程式 (39)}$$

[0142] $\hat{N} = M_2 - \hat{S}$ 方程式 (40)

[0143] 对一 M-PSK 信号以及一 GPS 或伽利略寻位信号的所述峰态 k_a 而言, 下式被加以提供:

[0144] $k_a = 1$ 方程式 (41)

[0145] 此外, 该噪音的所述峰态 k_w 则提供如下:

[0146] $k_w = 2$ 方程式 (42)

[0147] 总的来说, 就该信号载波功率 C 对一 M-PSK 信号的该复合包络的该噪音功率频谱密度 N_0 的比值而言, 特别是在该 GPS 或伽利略标准之中, 可以获得下列式子:

$$[0148] \quad \frac{\hat{C}}{\hat{N}} = \frac{\sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}}}{T_s \cdot (E\{|y_v|^2\} - \sqrt{2 \cdot (E\{|y_v|^2\})^2 - E\{|y_v|^4\}})} \text{ 方程式 (43)}$$

[0149] 图 4 显示一可以用来根据方程式 (43) 而评估该商 C/N_0 的评估设备 50 的方块图。

[0150] 信号数值会经由一输入端 51 而被输入该评估设备 50 之中, 该输入端 51 的下游连接有一绝对数值平方单元 52, 而该绝对数值平方单元 51 的输出端则是会被连接到一平方单元 53 的以及一连续平均单元 54 的输入端, 其中, 该连续平均单元 54 乃会产生出现在方程式 (43) 中的所述项次 $E\{|y_v|^2\}$ 的近似数值, 至于该平方单元 53 的输出端则是会馈送至一连续平均单元 55 的输入端, 且该连续平均单元 55 乃会产生出现在方程式 (43) 中的所述项次 $E\{|y_v|^4\}$ 的近似数值。

[0151] 在该连续平均单元 54 的下游处, 加以串联配置一平方单元 56 以及一二次乘法器 (two-times multiplier) 57, 其中, 该二次乘法器的输出端会被连接至一加法器 58 的一输入端, 至于该加法器的其它输入端则是会被连接至该具有一负算术记号 (negative arithmetic sign) 的连续平均单元 55 的输出端, 并且, 该加法器乃具有一下游平方根形成单元 (downstream square-root formation unit) 59, 其具有一负算术记号的输出端乃会被连接至一加法器 60, 此外, 该加法器 60 是会连接至该连续平均单元 54 的该输出端。

[0152] 一乘法器 / 除法器 61 的乘法输入端会被连接至该平方根形成单元 59, 并且, 该乘法器 / 除法器 61 的除法输入端会被供给以该加法器 60 的输出端以及一单元 62 所提供的该取样周期 T_s , 再者, 对于该商 C/N_0 的评估则是加以提供在该评估设备 50 的输出端 63 处。

[0153] 图 5 显示一用于执行一 AWGN 无线电信道的仿真的仿真电路 80, 不过, 该仿真电路 80 亦可以加以执行为软件。

[0154] 该仿真电路 80 包括一发射器 81, 一 AWGN 无线电信道 82, 一用于评估该商 C/N_0 的评估设备 83, 以及用于输出该已评估 C/N_0 数值以及用于输出已确定的 C/N_0 曲线的输出设备 84 以及 85。

[0155] 图 6 显示该 AWGN 无线电信道的仿真结果, 其中, 该 AWGN 无线电信道的该仿真乃是以该比值 C/N_0 的一数值 10dBHz 作为基础, 再者, 图 7 则是描绘出该已接收包络的振幅的长条图, 此外, 在图 8a 以及图 8b 之中的所述图表则是用以显示所述已评估 C/N_0 数值, 而从图 8a 以及图 8b 则是可以看出, 所述已评估 C/N_0 数值乃会变得越来越接近该数值 10dBHz。

[0156] 一种用于评估该莱斯因子 K 的方法将于接下来的内容中进行解释, 而此方法则是在先前已提及的具有参考案号 10 2004 027 666.8 的德国专利申请中有所叙述。

[0157] 该用于评估该莱斯因子 K 的方法乃是以该莱斯分布的第二以及第四非中心力矩作为基础,而在一非常通用的形式之中,该莱斯分布的该非中心力矩可以由下列的方程式提供:

$$[0158] \quad E\{R^n\} = 2^{\frac{n}{2}} \cdot \sigma^n \cdot \Gamma\left(\frac{n}{2}+1\right) \cdot \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right) \cdot {}_1F_1\left(\frac{n}{2}+1; 1; \frac{A^2}{2\sigma^2}\right) \text{ 方程式 (44)}$$

[0159] 在方程式 (44) 之中, ${}_1F_1(x; y; z)$ 代表合流超几何函数 (confluent hypergeometric function), 并且, 该莱斯分布的所述线性非中心力矩会进行简化, 以产生原先的力矩, 因此, 特别地是, 下式会加以提供:

$$[0160] \quad E\{R^2\} = A^2 + 2\sigma^2 \quad \text{方程式 (45)}$$

$$[0161] \quad E\{R^4\} = A^4 + 8\sigma^2 A^2 + 8\sigma^4 \quad \text{方程式 (46)}$$

[0162] 该莱斯因子 K 的定义已经于先前述及:

$$[0163] \quad K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ 方程式 (47)}$$

[0164] 在此, 由于该莱斯分布的所有所述个别力矩乃是取决于 σ 以及 K, 因此, 一现在仅取决于该莱斯因子 K 的辅助函数会被加以定义为:

$$[0165] \quad f_{n,n}(K) = \frac{(E\{R^n\})^n}{(E\{R^n\})^n} \text{ 方程式 (48)}$$

$$[0166] \quad f_{2,4}(K) = \frac{(E\{R^2\})^4}{(E\{R^4\})^2} = \left[\frac{(K+1)^2}{K^2 + 4K + 2} \right]^2 \text{ 方程式 (49)}$$

[0167] 利用方程式 (49) 解 K 会产生一非负解 (non-negative solution), 而该非负解则是表示了该莱斯因子 K 的一评估:

$$[0168] \quad \hat{K}_{2,4} = \frac{\hat{E}\{R^4\} - 2(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^2\} \cdot \sqrt{2 \cdot (\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}}}{(\hat{E}\{R^2\})^2 - \hat{E}\{R^4\}} \text{ 方程式 (50)}$$

[0169] 该所叙述的方法乃是由快速收敛以及一低程度的执行复杂度而加以区分。

[0170] 图 9 显示一用于依照上述方程式 (50) 而评估该莱斯因子 K 的评估设备 100。

[0171] 依照在图 9 所显示的该方块图, 信号数值乃是经由一输入端 101 而被输入该评估设备 100 之中, 再者, 所述信号数值首先会被供给至一绝对数值平方单元 102, 且其输出端会被连接至一平方单元 103 的输入端以及一连续平均单元 104 的输入端, 其中, 该连续平均单元 104 乃会产生在该方程式 (50) 中所出现的所述项次 $\hat{E}\{R^2\}$ 的近似数值, 另外, 该平均单元 103 的该输出端会被连接至一连续平均单元 105 的输入端, 且该连续平均单元 105 乃会产生于该方程式 (50) 之中所出现的所述项次 $\hat{E}\{R^4\}$ 的近似数值, 再者, 该连续平均单元 104 的输出端会被连接至一平方单元 106 的输入端以及连接至一乘法器 107 的第一输入端, 而该平方单元 106 的输出端则是会被连接至一加法器 108 的第一输入端, 且在此同时, 该连续平均单元 105 的输出端乃会被连接至该具有一负算术记号的加法器 108 的第二输入端, 此外, 该平方单元 106 的输出端也会连接至一二次乘法器 109, 该二次乘法器的输出端会被连接至一加法器 110 的第一输入端, 且该加法器 110 的第二输入端会被连接至该具有一负算术记号的连续平均单元 105 的输出端, 接着, 该加法器 110 的输出端会被连接至一平方

根形成单元 111, 而该平方根形成单元 111 的输出端则是会被连接至该乘法器 107 的第二输入端, 至于该乘法器 107 的输出端则是会被连接至一具有一负算术记号的加法器 112 的第一输入端, 并且, 该加法器 112 的第二输入端会被连接至该具有一负算术记号的二次乘法器 109 的输出端, 以及该加法器 112 的第三输入端会被连接至该连续平均单元 105 的输出端, 再者, 该加法器 112 的输出端会被连接至一结合乘法器 / 除法器 113 的乘法器输入端, 同时, 除法器输入端则是会被连接至该加法器 108 的该输出端, 其中, 该乘法器输入端乃会被供给以来自该方程式 (50) 的右边式子的计算器 (numerator), 同时, 该除法器输入端会被供给以解枚举器 (denominator), 此外, 该结合乘法器 / 除法器 113 的输出端会产生该莱斯因子 K 的已评估数值, 并且, 该已评估数值可以在该评估设备 100 的该输出端 114 处进行分接。

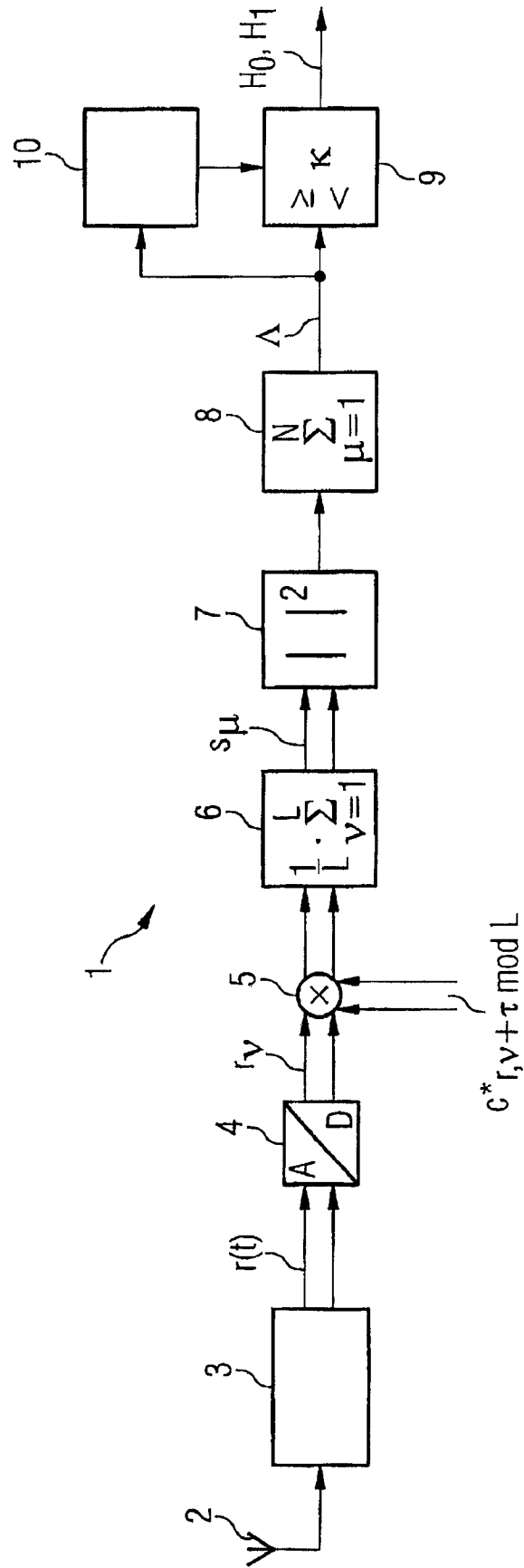


图 1

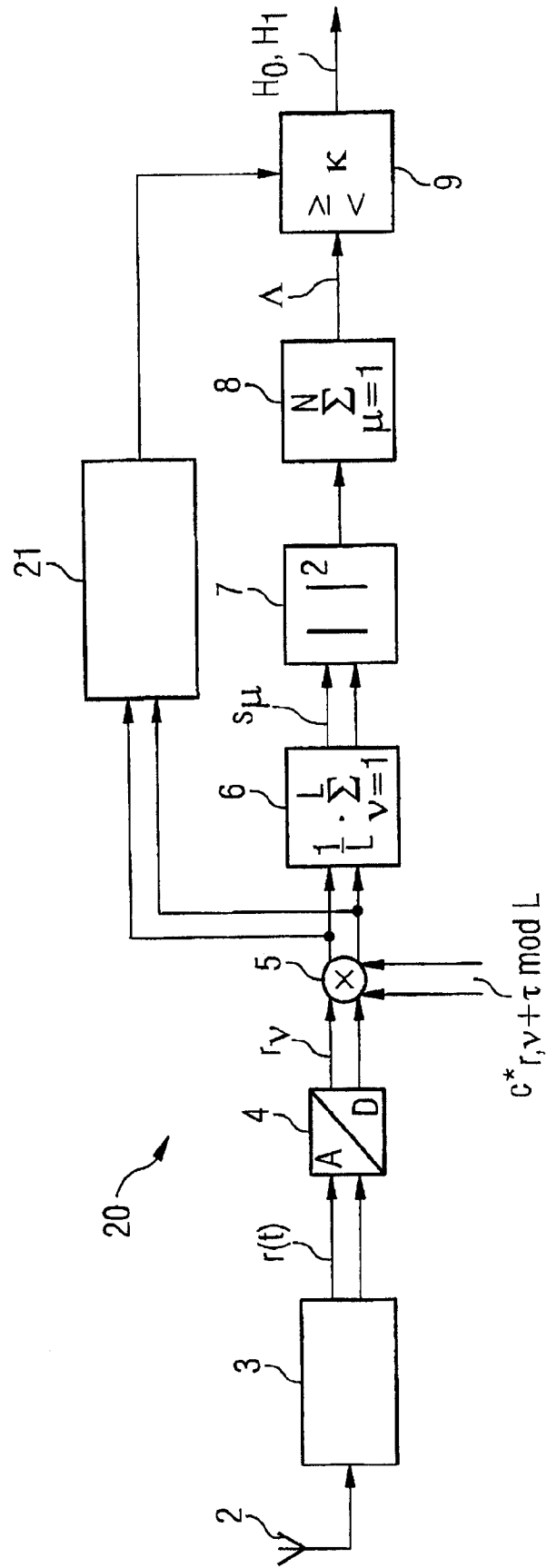


图 2

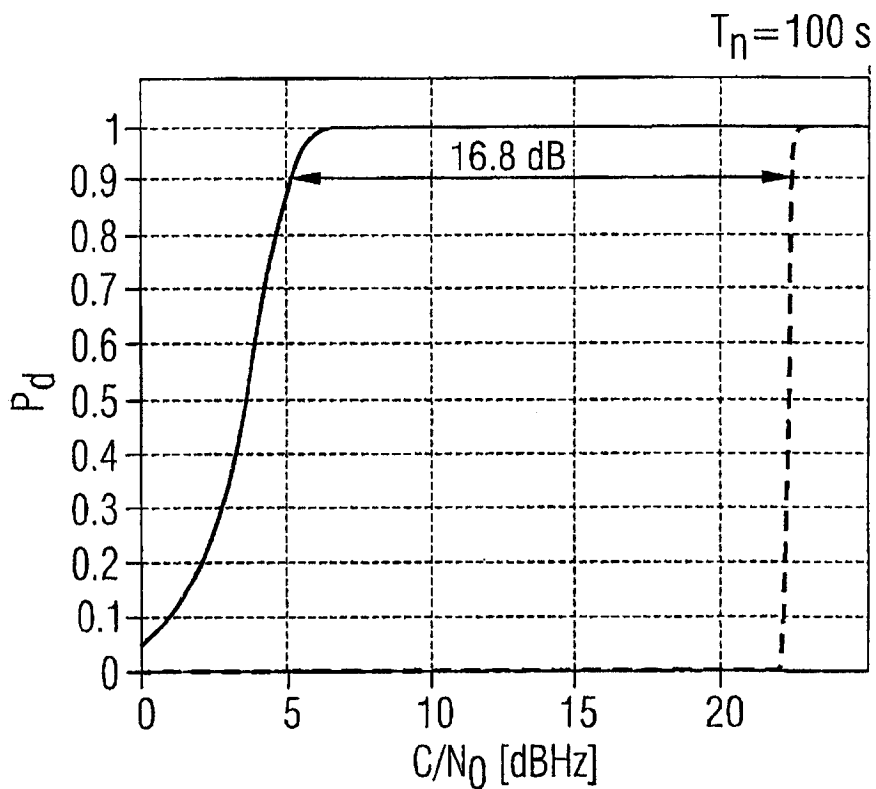


图 3A

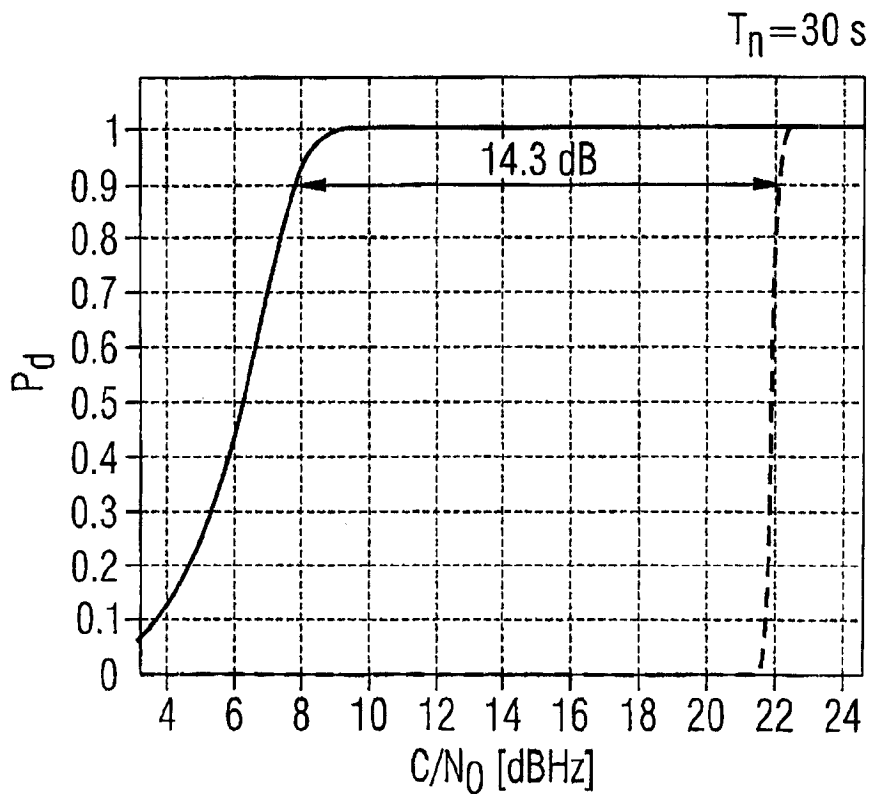


图 3B

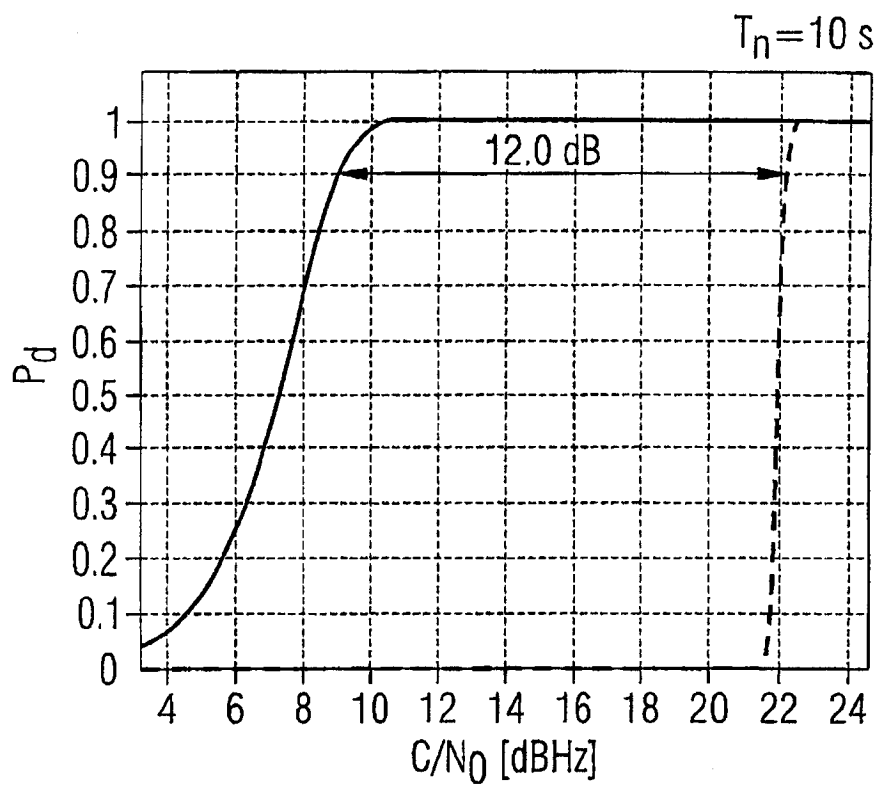


图 3C

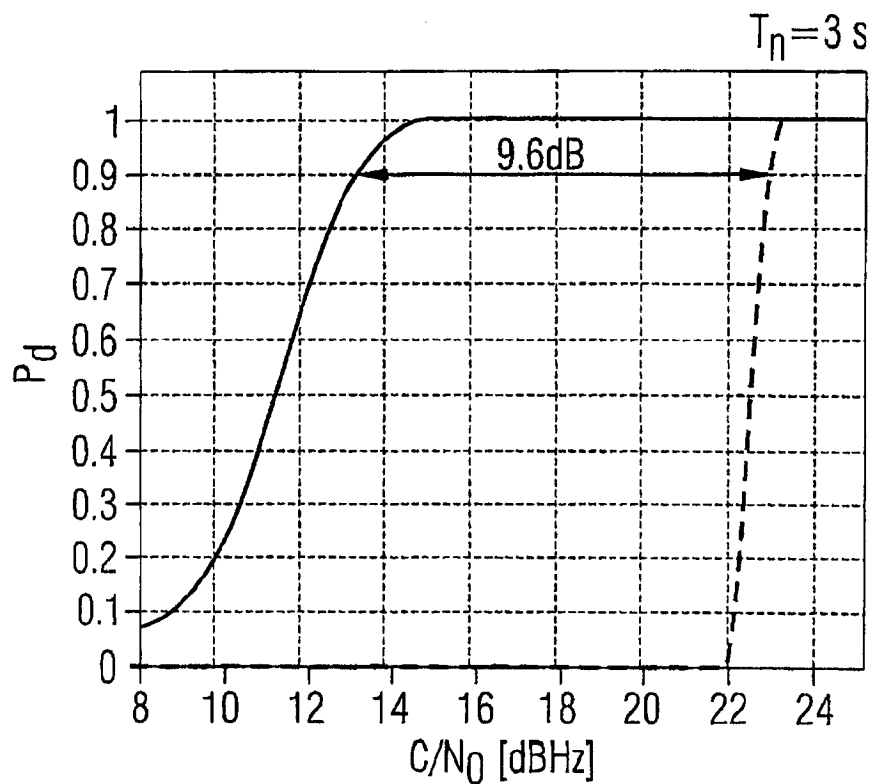


图 3D

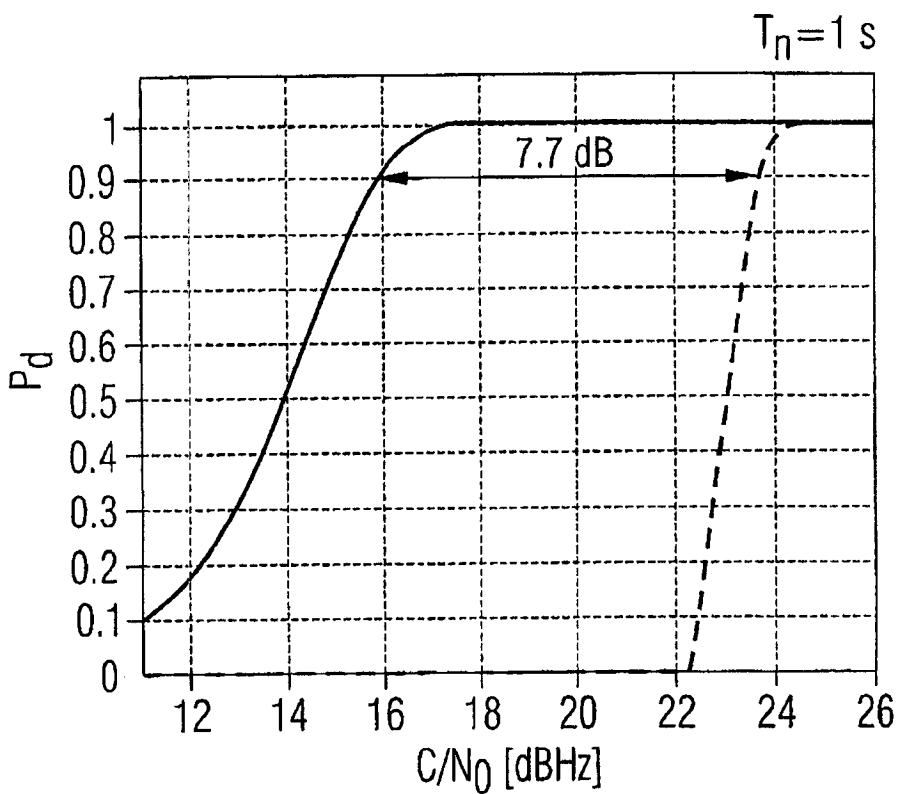


图 3E

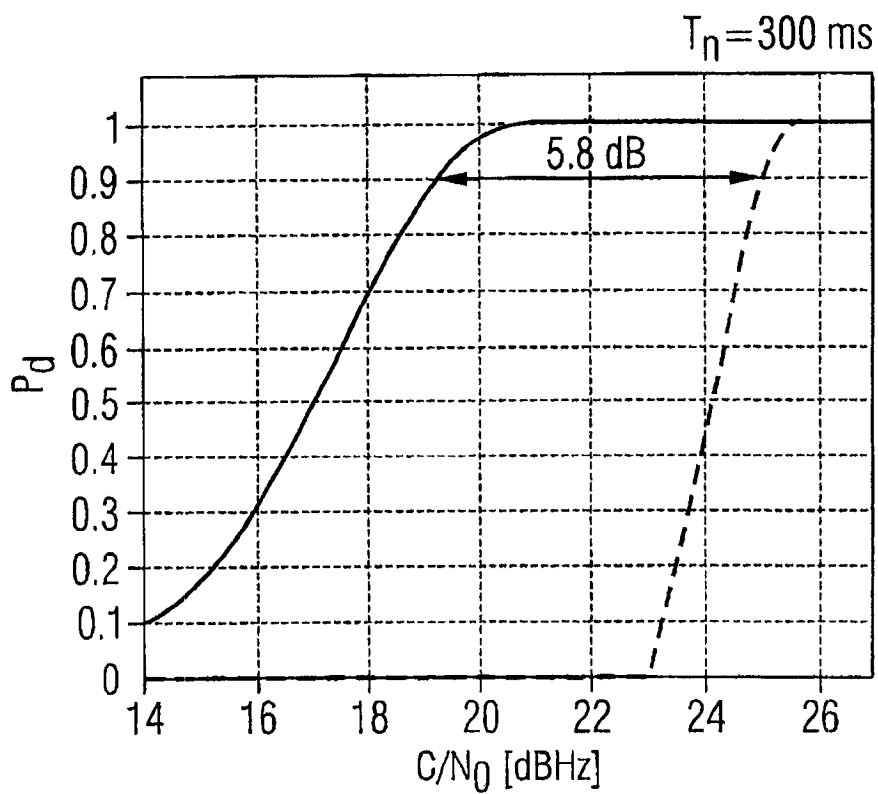


图 3F

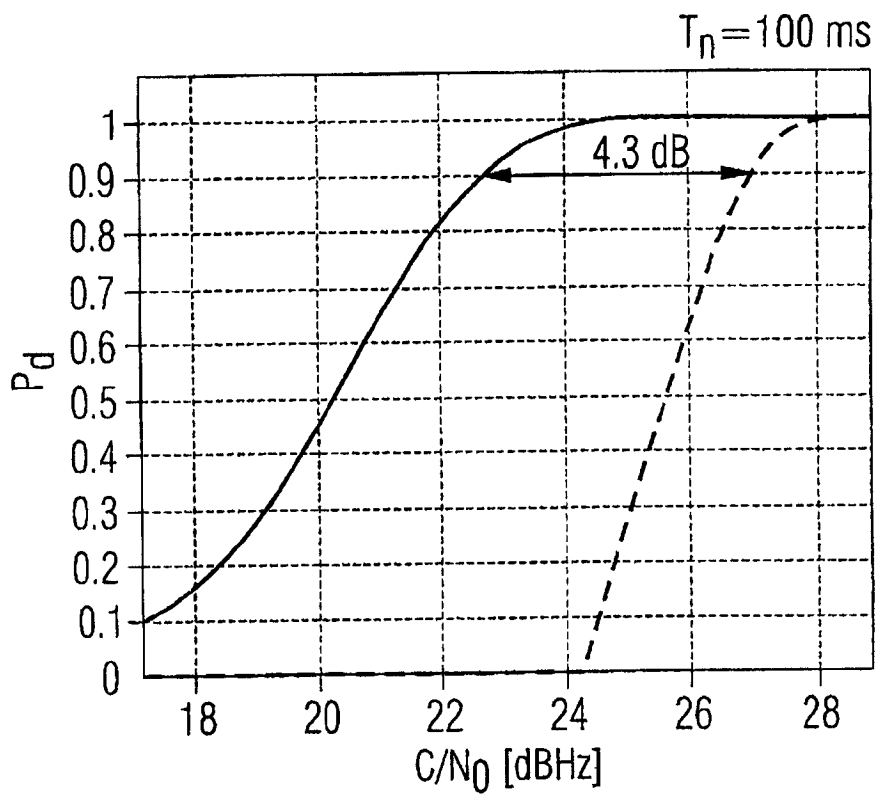


图 3G

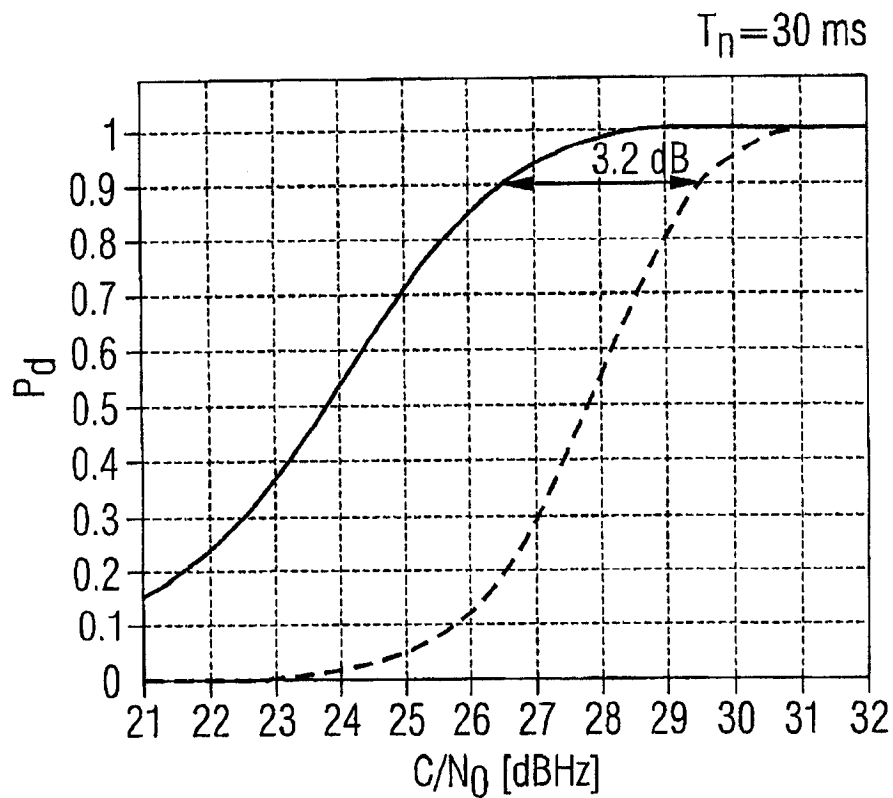


图 3H

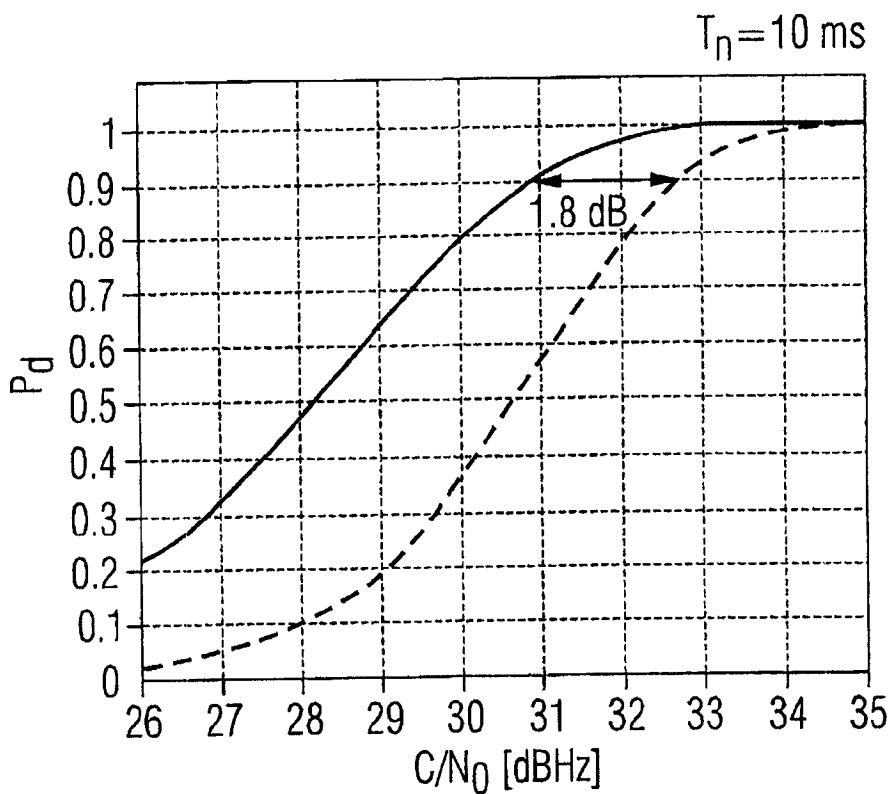


图 3I

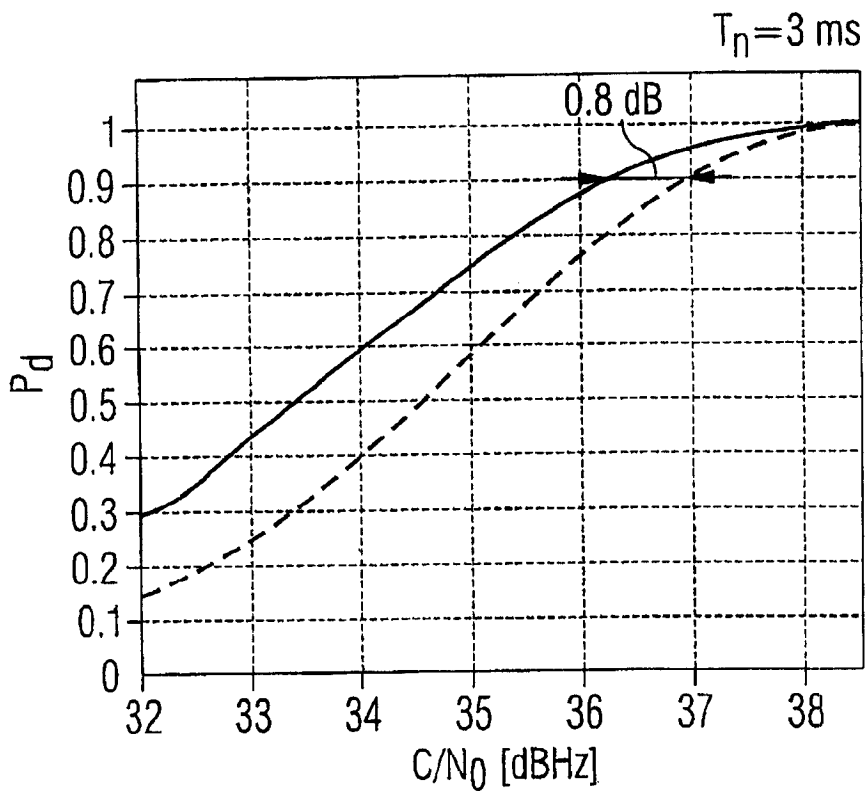


图 3J

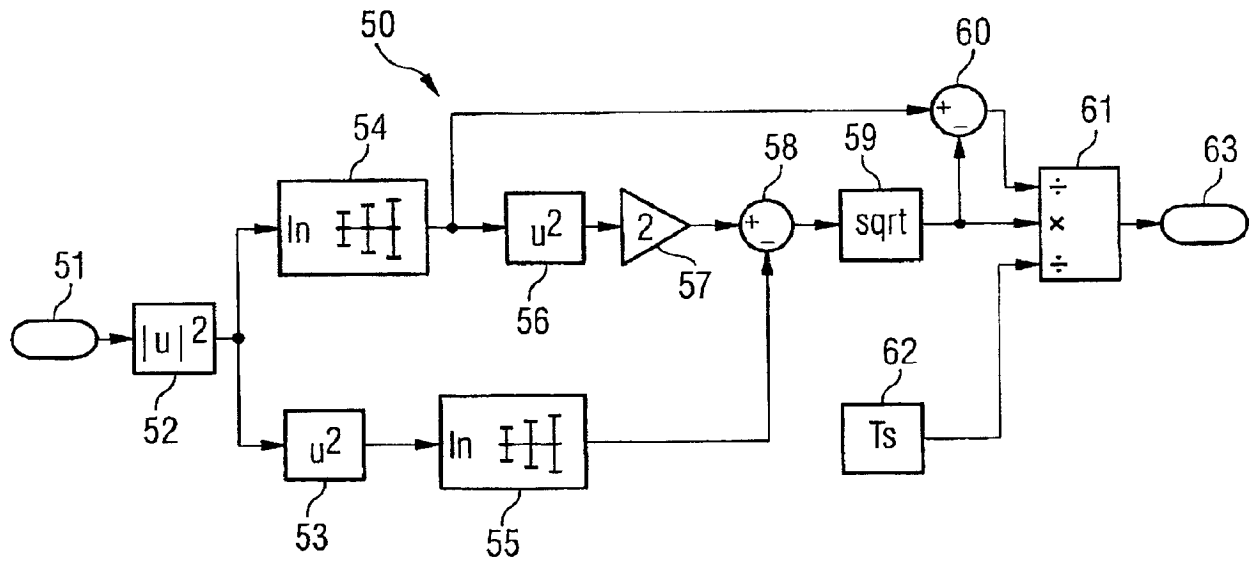


图 4

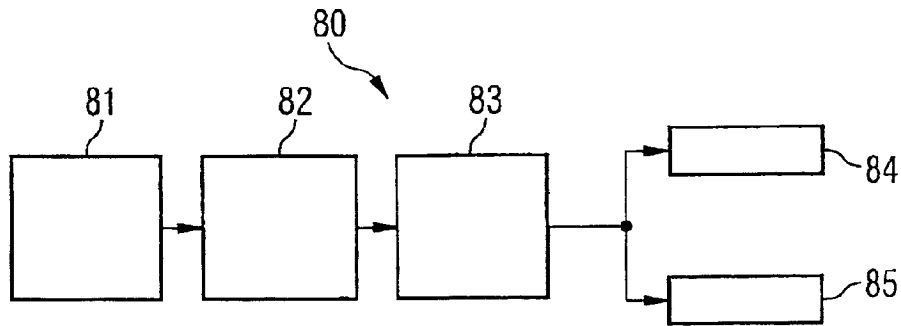


图 5

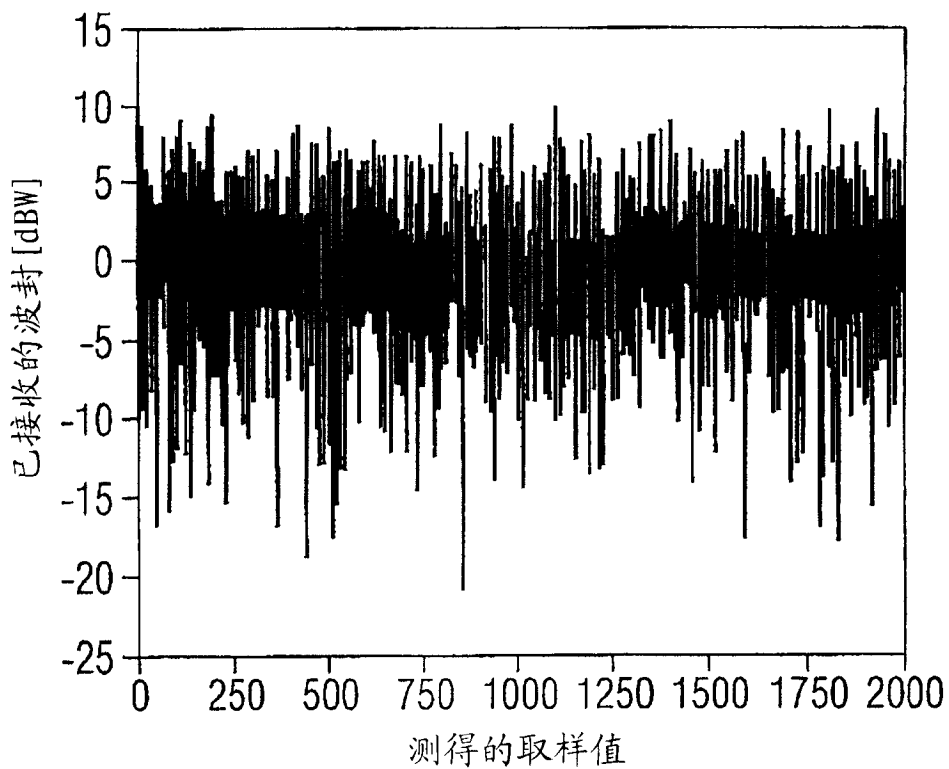


图 6

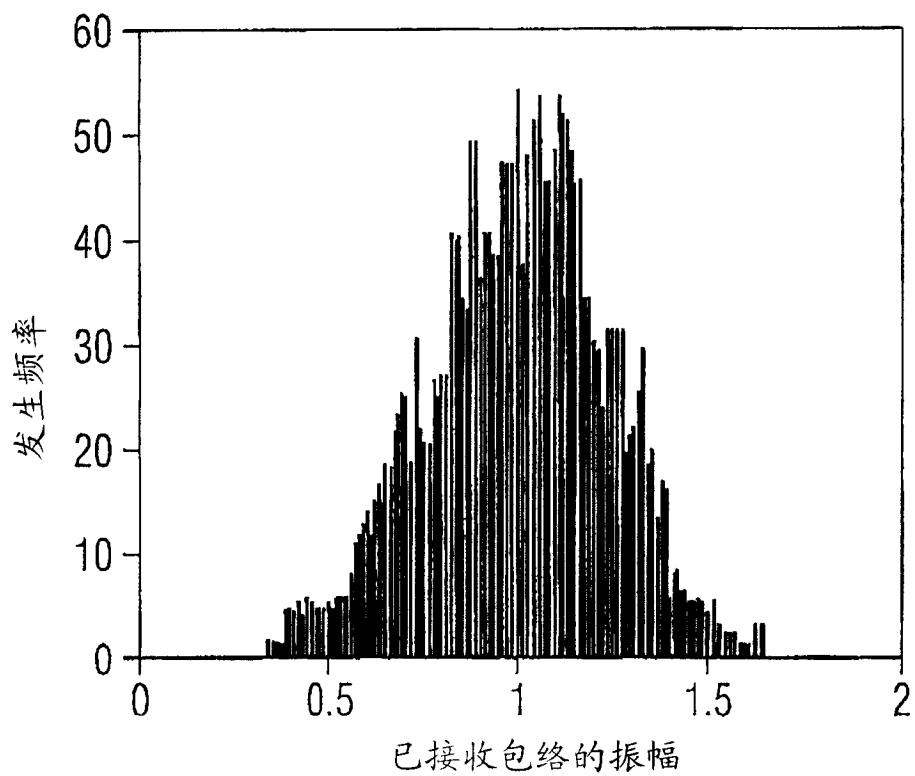


图 7

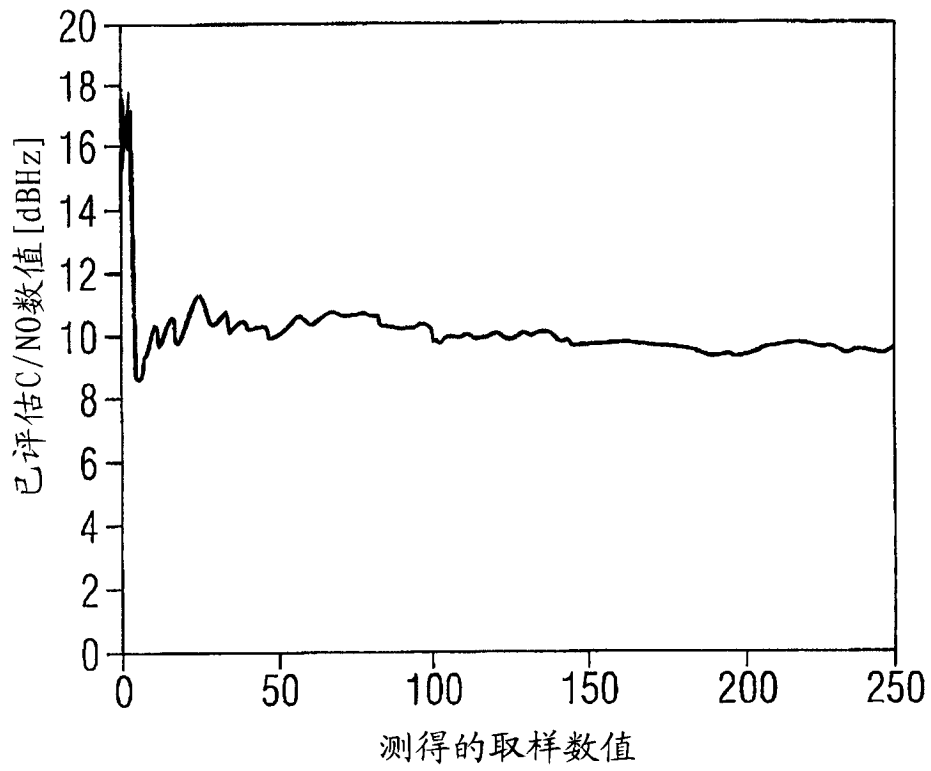


图 8A

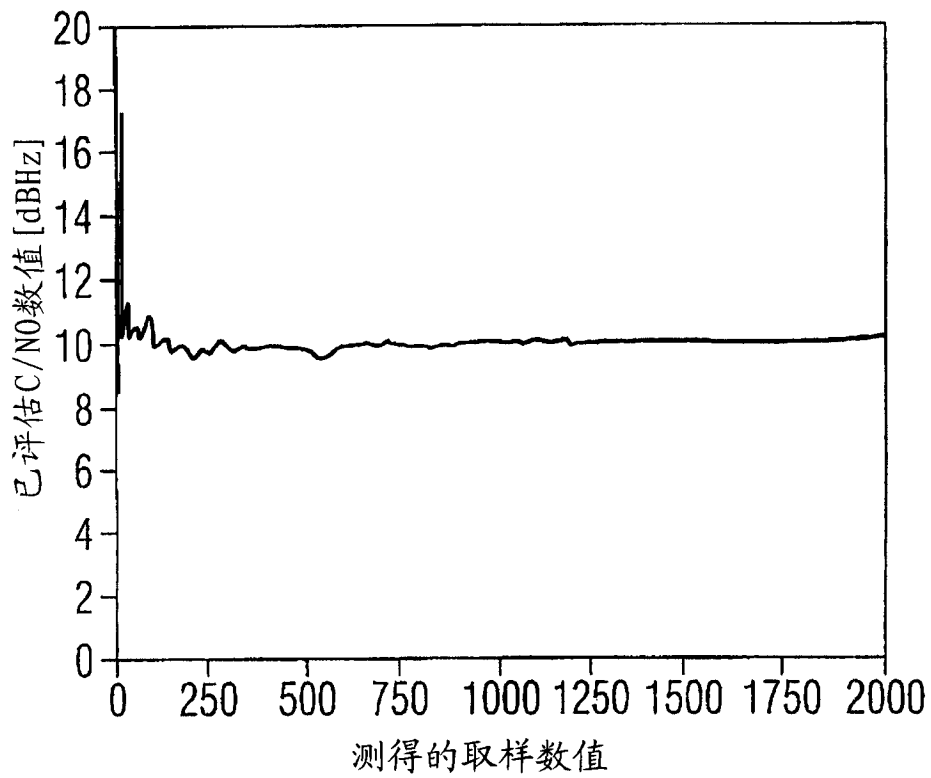


图 8B

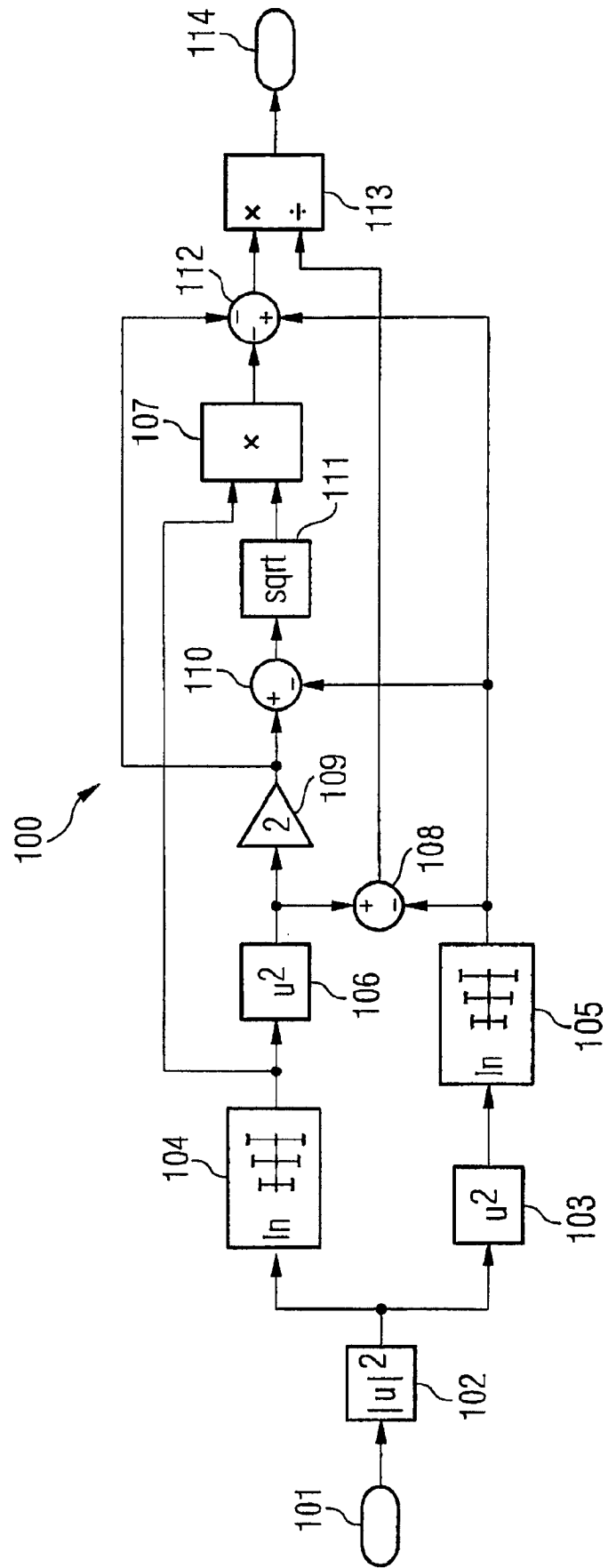


图 9