

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 27/233

H04L 7/04



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98812181.6

[45] 授权公告日 2004 年 11 月 3 日

[11] 授权公告号 CN 1174590C

[22] 申请日 1998.9.30 [21] 申请号 98812181.6

[30] 优先权

[32] 1997.10.14 [33] US [31] 08/950134

[86] 国际申请 PCT/US1998/019894 1998.9.30

[87] 国际公布 WO1999/020023 英 1999.4.22

[85] 进入国家阶段日期 2000.6.14

[71] 专利权人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72] 发明人 S·陈纳克舒 K·莫尔纳

审查员 贾丹明

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

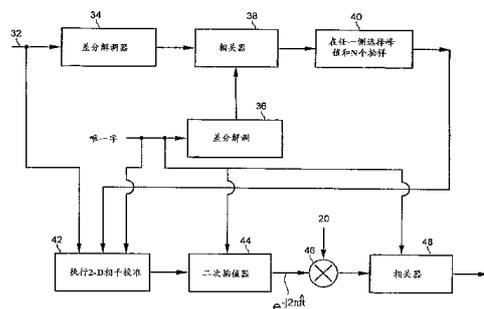
代理人 邹光新 陈景峻

权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 6 页

[54] 发明名称 无线通信的同步方法及设备

[57] 摘要

以带唯一字的帧格式发送的无线电波信号同步和解调的方法和装置，包括纠正接收信号的频偏以及频率纠正的信号与唯一字的差分相关。第一定时估计进一步通过频率和时间之间的 2-D 搜索来精调，而且第一频率估计进一步被二次插值所精调。精确同步的信号使用基于 Viterbi 的解调器解调。



ISSN 1008-4274

1. 一种接收机, 包括:

第一频率估计器(5), 用于确定接收信号载波频率同接收机被调谐的频率之间的频偏的第一估计;

5 使用所述第一估计产生纠正信号从而纠正所述接收信号的第一装置(30);

频率和定时估计器(7), 接收所述纠正信号并使用所述接收机已知的唯一字来确定频偏的第二估计, 并输出定时估计;

10 使用所述第二估计产生频率纠正信号, 从而纠正所述纠正信号的第二装置(46); 以及

使用所述定时估计同步到所述频率纠正信号的装置(9)。

2. 权利要求1的接收机, 其中所述第一频率估计器(5)还包括: 在所述接收信号的抽样之间提供差分相位信息的设备(22);

15 平均单元(24), 平均所述差分相位信息以便产生平均值; 以及
标定单元(26), 标定所述平均值以便调节偏置并产生所述第一估计。

3. 权利要求1的接收机, 其中所述用于纠正的第一装置(30)还包括:

频率乘法器(30), 将频偏的第一估计的共轭乘以所述接收信号。

20 4. 权利要求1的接收机, 其中所述频率和定时估计器(7)还包括:

第一差分解调器(34), 差分解调所述纠正信号;

第二差分解调器(36), 差分解调所述唯一字; 以及

25 相关器(38), 提供所述差分解调纠正信号和所述差分解调唯一字之间的第一组相关值, 其中与所述相关值关联的相关峰提供了所述定时估计的初值。

5. 权利要求4的接收机, 其中所述频率和定时估计器(7)还包括:

选择所述相关峰和所述相关峰附近预定数目抽样的装置(40);

30 二维相干相关器(42), 使用所选数目的抽样和所述相关峰, 将所述唯一字与所述接收信号的多个频偏和时移版本相关, 产生第二组相关值; 以及

插值器(44),平滑所述第二组相关值的所选子集,产生所述第二估计。

6. 权利要求1的接收机,其中所述用于纠正的第二装置(46)还包括:

5 频率乘法器(46),将频偏的第二估计的共轭乘以所述接收信号。

7. 权利要求1的接收机,其中所述频率和定时估计器(7)还包括:

相关器(48),将所述唯一字与所述频率纠正信号相关,识别所谓唯一字在所述接收信号内的位置。

10 8. 权利要求2的接收机,其中所述设备(22)是差分解调器。

9. 权利要求2的接收机,其中所述设备(22)包括至少一个相干相关器。

10. 权利要求1的接收机,其中所述接收信号使用如下接入方法中的至少一个接收:FDMA、TDMA和CDMA。

15 11. 一种接收包括一帧信息的信号的接收机,所述帧包括唯一字,所述接收机包括:

粗估计器(5),粗估在接收信号的载波频率同该接收机被调谐的频率之间的频偏并使用所述估计的偏差纠正所述信号;

20 精确估计器(7),接收所述纠正信号,估计精确的频偏,使用所述估计的精确频偏纠正所述纠正信号并识别所述唯一字在所述帧内的位置;以及

解调器(9),使用所述位置解调所述信号。

12. 同步以帧格式发送并具有唯一字的数据流的方法,包括如下步骤:

25 使用接收信号的载波频率同调谐频率之间的粗频偏估计来调节数据流,以提供频率纠正的数据流;

将所述频率纠正的数据流与所述唯一字的副本相关,提供多个相关值;

使用所述多个相关值中的至少一个计算第二频率估计;

30 使用所述第二频率估计纠正所述数据流;并

同步到所述纠正数据流。

13. 根据权利要求12的方法,其中所述调整数据流以提供频率纠

正数据流的步骤还包括如下步骤:

差分解调所述数据流的抽样; 并
平均和标定所述差分抽样, 产生该粗频偏估计; 以及
以所述粗频偏估计旋转所述数据流。

5 14. 根据权利要求 12 的方法, 其中所述相关步骤还包括如下步
骤:

在进行所述相关之前, 差分解调所述频率纠正数据流和所述唯一
字

10 15. 根据权利要求 12 的方法, 其中所述计算步骤还包括:
在多个频率组和基于所述多个相关值的所述至少一个而选择的多个
抽样点上进行 2-D 搜索, 以识别一组相关值, 并且

进行所述相关值集合和相应的频率估计集合的二次插值, 以识别
所述第二频率估计。

无线通信的同步方法及设备

背景

5 本发明涉及数字无线系统，更具体地涉及在无线通信系统中作为接收信号处理的一部分执行的同步。

无线通信系统包括在空中接口上传输信息，例如通过信息调制载频。当接收时，接收机试图通过执行恰当的解调技术，精确地从接收信号中提取信息。但是，为了对接收信号解调，首先必须对发射机和接收机之间的定时同步。例如，发射机和接收机之间的时钟差，产生
10 了比特定定时中的差别。此外，在一些无线通信系统中，信息以有时称为“帧”的突发形式发送。在这类系统中，也希望能够定位帧的开始，以便隔离并解调与特定接收机有关的信息。

不幸的是，存在很多与同步接收信号关联的难题。例如，尽管接收机可以调谐到用于发送信号的指定频率，但是当经过了空中接口到达接收机时，多普勒频移可能导致接收机调谐频率与希望的信息信号实际频率之间的很大频偏。此外，用于接收机的晶振只是精确到百万分之几，这就引入了附加的频偏。

除了未知的频偏，接收机必须也能处理未知的相位精确度，即，
20 接收机不知道它的频综器在上电时产生的信号相位与接收信号的相位之间的差别。因此，在同步接收信号时，接收机至少面临着三个难题：未知定时、未知频偏以及未知相位。

不管这些难题如何，为当今接收机建立的性能目标是相当高的。例如，大多数接收机设计要求在突发的第一帧内几乎总是（例如，96%的时间）能够捕获同步。这个性能目标在卫星通信系统领域就更令人望而却步，这里多普勒效应可能非常大，功率受限则要求容忍非常低的信噪比，而且频道可能非常窄。后一特性使上述频偏更显著，因此
25 所需信号频移到相邻信道的中央频率是完全可能的。

由于同步的重要性以及它对解调的影响，充满了各种讨论这些问题的文章。例如，移动-蜂窝标准对调制器-解调器（MODEM）选择和设计的影响在 Kamilo Feher 的题为“MODEMS for Emerging Digital Cellular-Mobile Radio System（新兴数字蜂窝-移动无线系统的调
30

制解调器)”(IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volv. 40, No. 2, 1991年5月)的文章中强调。这篇文章讨论了用于新兴第二代无线系统的各种调制技术。正如这篇文章所指出的,大多数系统标准没有规定解调结构。制造公司可以使用相干、差分或鉴别器技术进行信号解调。

上面的文章主要集中于II/4-QPSK调制信号。Feher主张大的频偏使offset-QPSK信号不适于低比特率通信系统。但是,本发明克服了这个问题。

特定的解调技术在Gardner的题为“Demodulator Reference Recovery Techniques Suited for Digital Implementation(适于数字实现的解调器参考恢复技术)”(ESA Final Technical Report 1989, ESTEC Contract No. 6847/86/NL/DG)的报告中描述。Gardner建议使用最大似然方法估计频率误差,然后用相位误差检测器纠正相位。

另一种解调技术在J. Ahmad等人的题为“DSP Implementation of Preambleless All-Digital OQPSK Demodulator for Maritime and Mobile Data Communications(海上以及移动数据通信的无前导全数字OQPSK解调器的DSP实现)”(IEEE, 1993, 4/1-5页)的文章中描述。根据Ahmad,一般用于相干检测的锁相环(PLLs)对于初始载波频率不具有足够的捕捉范围。Ahmad建议使用双滤波器鉴别器估计频偏,用AFC环纠正频率误差,二阶拆分环进行相位误差检测。

但是除了其它缺点,这些方案中没有一个被申请者认为在面临低信噪比、很高的第一帧成功率条件下能够充分实现精确的同步。因此,最好是提供同步接收信息信号的新技术,克服这些缺陷。

25 概述

本发明涉及数字无线信号的同步。除了其它步骤以外,本发明的示范实施例包括粗纠正接收信号的频偏,然后将频率纠正的信号与唯一字差分相关。差分相关提供了一个相关峰,得到定时的粗估计。因为这种同步方法是数据辅助的,因此它很快并确保在第一个发送帧上高概率地检测突发。

本发明的示范实施例包括在频率和时间之间使用2-D搜索,能够确定是否有比上述的差分相关所识别的更好相关峰。这个第二相关峰

提供了抽样和突发定时的更好估计。然后，二次插值对这个第二相关峰所对应的频率估计进行精调。这些定时和频率估计则用于同步接收信号。同步的信号再使用（例如）基于 Viterbi-算法的解调器解调。

附图的简单描述

5 现在将参考附图描述本发明，其中：

图 1 说明根据本发明示范实施例的接收机框图；

图 2 表示图 1 的粗频偏纠正器的示范实施例；

图 3 表示图 1 的精确定时和频率纠正器的示范实施例；

10 图 4 表示根据本发明示范实施例对 Inmarsat-M 终端有用的同步器和解调器；

图 5 是说明仿真本发明示范实施例的峰值检测概率与信噪比关系图；

图 6 是说明仿真本发明示范实施例的估计频差与信噪比关系图；

图 7 代表基于陆地的移动蜂窝系统；以及

15 图 8 代表基于卫星的移动蜂窝系统。

详细描述

当所需信息信号的第一帧被大多数通信系统中的接收机接收时，发射机的时钟与接收机的时钟是没有“锁定的”，即它们没有同步。很可能由于衰落、阴影、多普勒频移以及其它形式的随机频率调制而存在频偏。此外，接收信号的相对相位在不提供相位参考的系统中是未知的。因此，这种接收信号实际上未知定时、未知频率而且未知相位。

20 如图 1 所示，这是根据本发明示范实施例的接收机高级框图，接收信号通过天线 1 输入接收机。接收机使用模拟或数字滤波器 3 对接收信号滤波，使接收机所调谐的载波频率附近的能量通过。进行这个预滤波特别是要去掉无线信道引入的噪声。由于不知道在哪个方向以及多大程度地引入了频偏，这个预滤波器 3 应该相对信道所需带宽宽一些，以便考虑到最大的可能频偏。例如，10KHz 滤波器可以用于使用 5KHz-带宽信道的系统。

30 预滤波的信号首先在粗频率纠正器 5 中纠正频偏。正如下面更详细描述，粗频率纠正器 5 根据粗频偏估计旋转预滤波信号，提供粗（频率）信号。尽管图 1 的说明中只有单个块代表粗频率纠正器 5，

但是本领域技术人员会理解可以在精确定时和频率纠正器 7 之前顺序提供两个或更多的粗频率纠正器，以便进行反复的粗纠正，直到频偏纠正到所需程度。

5 正如下面针对图 2 更详细描述，信号频偏的粗纠正可以在粗频率纠正器 5 中进行，不使用接收信号中包括的唯一（同步）字。在本发明的示范实施例中，整个帧，即包括数据比特和唯一字比特在内的所有比特，都用于纠正频偏。粗频率纠正器 5 显著地降低了同步接收信号所需的整个时间和功率，特别是出现较大频偏的情况下。

10 一旦信号粗纠正了频偏，粗纠正信号可以使用更窄的滤波器（未表示）第二次滤波。由于信号已经纠正了频偏，第二个滤波器可以比滤波器 3 更窄，同时不损失消息信号部分，因此排除了附加噪声。

然后精确定时和频率纠正器 7 在整个粗纠正信号上进行与唯一字的差分相关，产生相关峰，如下面针对图 3 更详细描述的那样。相关峰提供定时的粗估计。然后，频率和时间之间的 2-D 搜索（即使用时间偏移并轮流使用频率旋转）可以用于确定是否存在更好的相关峰。2-D
15 搜索得到新的一组相关值。这新的一组相关值的相关峰被认为提供最佳突发和抽样定时估计。

对应于最佳定时估计的频率估计通过插值（平滑）来精调。这个插值找到频率“最佳适配”。一旦得到了最佳定时和最佳频率估计，信号就被精确地同步并准备好由解调器 9 来解调。解调器 9 可以是任何
20 已知的解调器，例如使用 Viterbi 算法、通过一组状态跟踪接收数据并因此而恢复消息信号的那些。2-D 搜索和二次插值可以重复，以便得到更好的定时和频率估计。

图 2 说明了图 1 所示的粗频率纠正器的更详细示范实施例。其中，在线路 20 上到达的输入信号被抽样预定的次数，例如每比特四次，提供输入抽样流。由于每比特抽样四次，可以从每比特中取出第一个抽样构成第一组抽样，每比特中的第二个抽样构成第二组抽样，依次类推。在这个示范实施例中粗频率纠正器 5 使用差分解调器 22
25 差分检测每组抽样，提供四组差分抽样。假设接收抽样表示为：

$$30 \quad r_n = e^{j\theta_n} S_n + n_n \quad (1)$$

这里： $e^{j\theta}$ = 时间 n 处的频偏

S_n = 与时间 n 处的所需信号关联的能量；以及

n_n = 与时间 n 处的噪声关联的能量。 (2)

则时间 $n-1$ 处的以前接收的抽样表示为:

$$r_{n-1} = e^{j\theta_{n-1}} S_{n-1} + n_{n-1}$$

差分检测器 2 执行运算 $r_n r_{n-1}^*$, 这里符号“*”代表共轭。使用式 (1) 和 (2) 扩展这个运算, 得到:

$$r_n r_{n-1}^* = S_n S_{n-1}^* e^{j(\theta_n - \theta_{n-1})} + S_n e^{j\theta_n} n_{n-1} + S_{n-1}^* e^{-j\theta_{n-1}} n_n + n_n n_{n-1} \quad (3)$$

粗频率纠正器 5 使用平均器 24 和标定器 26 平均和标定差分抽样, 提供粗频偏估计。通过取差分检测器 22 输出的长期平均 (即期望值), 并假设是高斯噪声分布, 式 (3) 中的最后三项将接近零。标定器 26 消除平均器 24 引入的偏置, 这是本领域技术人员能够理解的。在模块 28, 构成粗频偏估计的共轭, 准备将该估计用于乘法器 30 中纠正频偏。即, 通过将接收抽样与粗频偏估计的共轭相乘, 输入抽样流向着正确 (调谐的) 频率转回。粗纠正信号然后在线路 32 上输出到精确定时和频率纠正器 7, 或者如果需要在同步到接收信号之前另一次重复上述技术提供更高的频率精度, 就输出到另一个粗频率纠正器 5。

尽管本发明的这个示范实施例将粗频率估计器 5 描述为使用差分解调器 (检测器) 22 提供相差信息, 但是本领域技术人员将会理解可以使用其它设备在单元 5 中提供这个差分相位信号。例如, 两个相干相关器可以用于将输入符号流与时间 n 和时间 $n-1$ 处的唯一字相关, 并取它们的相差。但是用另外这种方法, 应该注意相关的持续时间应该足够短以便接收信号的频率在相关过程中不会改变太大。所得到的相差然后被平均、标定并用于如上所述地旋转接收信号。

图 3 说明了图 1 所示的精确定时和频率纠正器 7 的示范实施例。作为输入, 精确定时和频率纠正器接收粗纠的输入流, 例如在线路 32 上。这个输入流再次在模块 34 中差分解调。通过在模块 34 差分解调符号流, 其余残留的频率旋转影响 (即, 粗频率纠正器 5 没有纠正的那些) 将被隔离到相邻符号差。

每个信息突发包括数据域或对于哪个突发或时隙唯一的字 (有时也称为同步字)。这个唯一字是接收机已知的, 可以作为使用相关技术的同步过程的一部分与接收信号比较。由于输入符号流在模块 34

中差分解调，已知的唯一字也在模块 36 中差分解调，向相关器 38 提供类似的输入。相关可以使用（例如）两个快速傅立叶变换（FFT）以及圆周卷积来找到。相关器 38 输出相关值；其中一个相关峰。这个相关峰是定时的粗估计。但是，由于（例如）一些残余的频偏，
5 这个峰可能不是“真正”的相关峰。由于“真正”的相关峰至少在相关器 38 确定的峰值附近，也选择峰值两侧的一定数量 N 个附加抽样用于模块 40 中的进一步处理。

然后，精确定时和频率纠正器 7 使用最佳定时估计器 42 在频率和时间之间进行 2-D 搜索（即使用时间偏移并轮流使用频率旋转），
10 确定是否存在比相关器 38 所识别的更好的相关峰。搜索的时间参数通过在模块 40 中选择抽样来建立。可以使用仿真提供与输入到精确定时和频率纠正器 7 的信号关联的最大残余频偏估计。例如，仿真可以体现最差情况 SNR 下，残余频偏应该不超过 $\pm 200\text{KHz}$ 。这个信息用于建立搜索的频率参数。搜索可以理解如下。假设建立两个轴—一个
15 是时间一个是频率。沿着时间轴，建立与模块 40 所选的 $N+1$ 个抽样关联的多个划分。沿着频率轴，最大频偏误差（例如， $\pm 200\text{KHz}$ ）被分成一些适当数目的倍数（例如，40 倍的（每个） 10KHz ）。更一般地，这样建立 $N+1$ 时间 \times M 频率“bins（组）”。注意通过粗纠精确定时和频率纠正器 7 前端的频偏，用于 2-D 搜索引擎 42 中的“bins
20 （组）”数会减少，使本发明更快地并且/或者使用更少的处理能力 MIPS 同步于接收信号。然后，针对每个组，即每个 $N+1$ 时间偏移和 M 频偏的组合，接收输入流和唯一字被相干地相关。这类 2-D 搜索技术的更详细描述可以在美国专利 No. 5, 151, 926 中找到，其揭示明确地在这里结合参照。最佳定时估计器 42 则提供一组新的相关值。这新
25 的一组相关值的相关峰提供最佳突发和抽样定时估计。

对应于这个最佳定时估计的频率估计 f_0 还在二次插值器 44 中精调（平滑）。首先，二次插值器 44 选择两个频率， f_1 和 f_2 ，使 f_1 略小于 f_0 ， f_2 略小于 f_0 。二次插值器 44 使用 f_0 、 f_1 、 f_2 以及唯一字的短片段进行相干相关。使用唯一字的短片段防止由于相关过程中的频率
30 改变使一个符号转到另一个符号。二次插值器 44 非相干地将片段的幅度相加以便分别提供三个新相关值 y_0 、 y_1 和 y_2 。然后使用这些值计算下式（4）找到最佳定时估计。二次插值器接着确定二次方程式的

最大值，以便确定剩余频偏。

$$f_{best} = f_{max} = -b/(2a)$$

$$a = \left[\frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1} - \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} \right] \frac{1}{x_1 - x_2} \quad (4)$$

$$b = \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} - a(x_0 + x_2)$$

这里 $X_i = f_i$ 。已经得到了任何残余频偏 f 的精确估计，精确定时和频率纠正器 7 就使用乘法器 46 旋转输入数据流，提供精确同步的信号。

- 5 最后，精确定时和频率纠正器 7 在相关器 48 中进行精确相关，以便定位唯一字并输出同步信号（例如）到解调器 9。2-D 搜索和二次插值可以用更小的频率组重复，以便得到更精确的估计。

图 4 说明本发明对 Inmarsat-M 或类似终端有用的示范实施例。前面描述技术的一些细节为了清楚起见在这里忽略。接收数据 91 可以
10 可以被缓存，然后使用六十四抽头有限冲击响应（FIR）预滤波器 92 以四个抽样/比特滤波。滤波器 92 是高达 -6dB 的缓变高斯，即大约 6.84kHz 宽。滤波的数据 93a 由差分检测器 93b 对每个抽样点差分检测（间隔 1 比特），以便提供四组差分抽样。差分抽样 93c 被平均器 93d 平均，被标定器 93f 标定，提供粗频偏估计 93g。滤波的数据 93a
15 由乘法器 93h 旋转，提供频率纠正的数据流 93i。这个频率纠正的数据流 93i 使用六十四抽头的 FIR 后滤波器 94 滤波。滤波器 94 是 5kHz 宽并具有 4.75kHz 的 3dB 带宽。滤波的频率纠正的数据流 95a 使用差分相关器 95b 差分相关。差分相关器 95b 使用两个 2048 点 FFT 以及圆周卷积。差分相关器 95b 提供一组相关值以及相关峰 95c。最佳定时估计器 95d 在相关峰 95c 附近的二十一频率组和九抽样点上进行
20 2-D 搜索（相干相关）。新相关值组的最佳峰 95e 给出抽样定时和突发定时。最佳的三个相关值从 2-D 搜索得到并由插值器 95f 二次插值。

滤波的频率纠正的数据流 95a 被乘法器 95h 旋转，提供精确同步
25 的数据流 95i。精确同步的数据流 95i 由 Viterbi 解调器 96 使用 32 态解调。Viterbi 解调器使用唯一字计算转移矩阵值，以便估计随机相差。

当图 4 中说明以及上面描述的方法用 offset-QPSK 仿真时，条件

是：5.7kbps 的数据率、AWGN 5kHz 信道中 2dB 信噪比 (E_b/N_0)、 $\alpha=0.6$ 的均方根余弦滚降传输滤波器、以及连续帧传输，每帧包括 96 个唯一字比特，跟随 576 个数据比特以及 12 个空比特，结果是在 120ms 内以 98% 的概率捕获帧同步。此外，频差估计在 $\pm 3\text{Hz}$ 的标准差之内。

图 5 是表示在一定范围的 E_b/N_0 值上， $\pm 1/2$ 比特精度 (1 比特精度) 内帧检测概率的仿真结果图。结果表明在 2dB 的信噪比上，图 4 的示范实施例以 98% 的概率提供比特精度内的帧捕获。即，发明的技术在真正开始抽样附近的 \pm 比特内定位唯一字的开始。注意，这个检测概率的条件是出现有效的传输帧，换句话说，虚警概率没有在这个仿真中考虑。图 6 说明一定范围的 E_b/N_0 值上残余频差的标准偏差。可以看到发明的技术在 2dB E_b/N_0 上以 $\pm 3\text{Hz}$ 精度的标准偏差提供频率估计。这个误差对应于大约 ± 0.2 度/比特的相位旋转。

图 7 说明可以实现上述技术的普通基于陆地的移动蜂窝系统，其中接收机 112 通过基于陆地的无线发射机 110 链接到另一个移动站或个人电话用户 (未表示)。无线发射信号 111 根据本发明同步并解调。图 8 说明普通的基于卫星的移动蜂窝系统，其中接收机 115 通过基于卫星的无线发射机 113 链接到另一个移动站或个人电话用户 (未表示)。无线发射信号 114 根据本发明同步并解调。

超大规模集成电路 (VLSI) 以及数字信号处理 (DSP) 技术的发展使数字调制比模拟传输系统性能价格比更高。可编程的数字信号处理器使完全用软件实现数字调制器和解调器成为可能。因此，本领域技术人员将会理解本发明的硬件及/或软件实现是在本发明范围内的。

多址接入方案，例如频分多址 (FDMA)、时分多址 (TDMA) 和码分多址 (CDMA) 用于使很多用户同时共享无线频谱内的有限带宽。本发明的示范实施例与特定的多址接入方案无关，因此可以结合这些或其它一些方案而使用。

本发明不限于现有的数字调制方案。对于要求频率估计和抽样及突发定时的任何无线发送信号的解调都是有用的。本发明已经通过不限制发明的示范实施例进行了描述。在不背离所附权利要求定义的发明精神和范围前提下，本领域技术人员可以进行修改和变化。

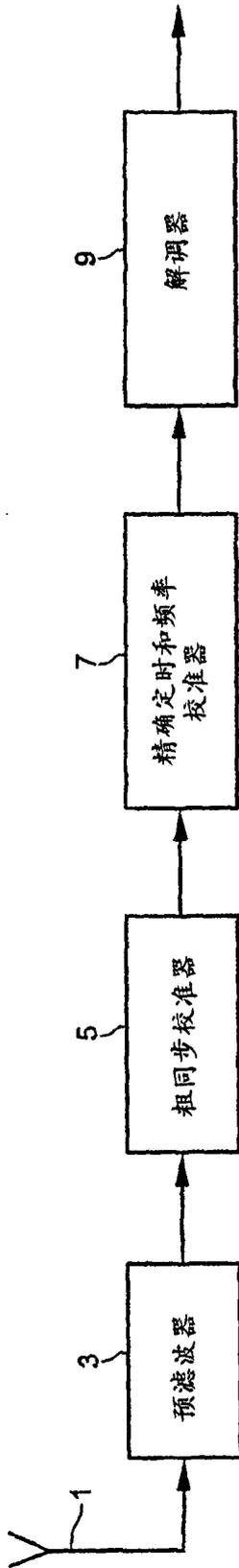


图 1

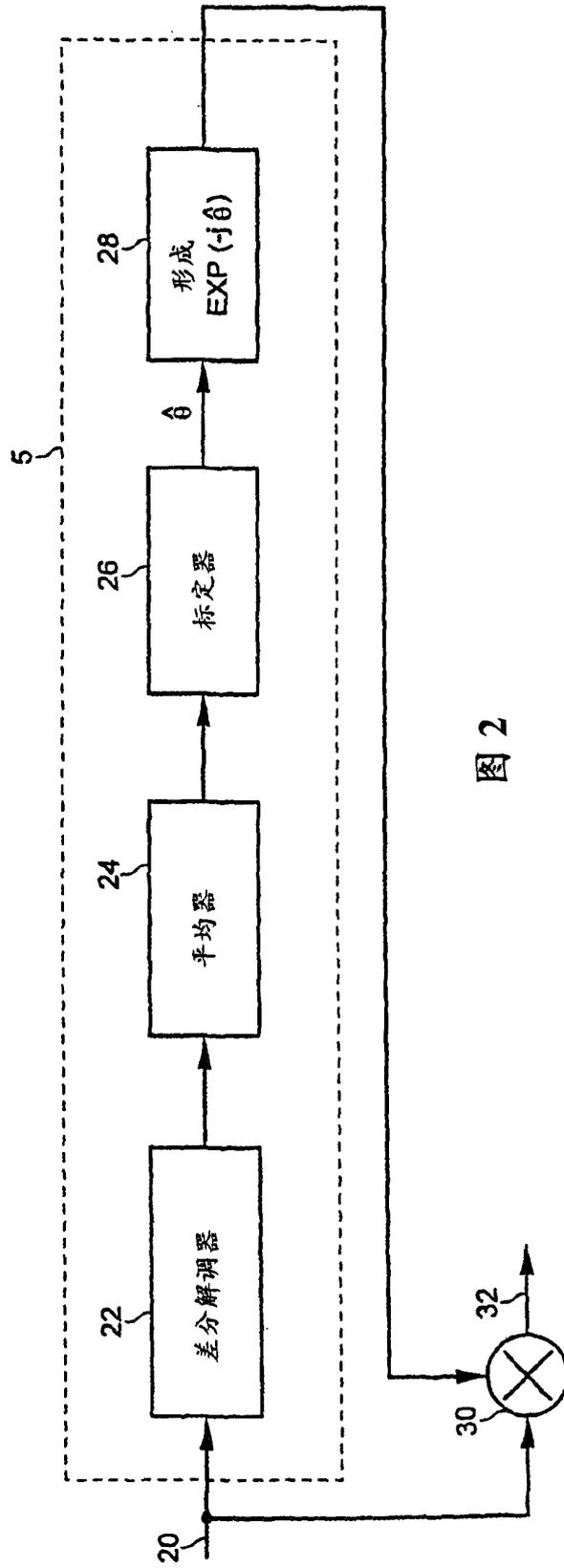
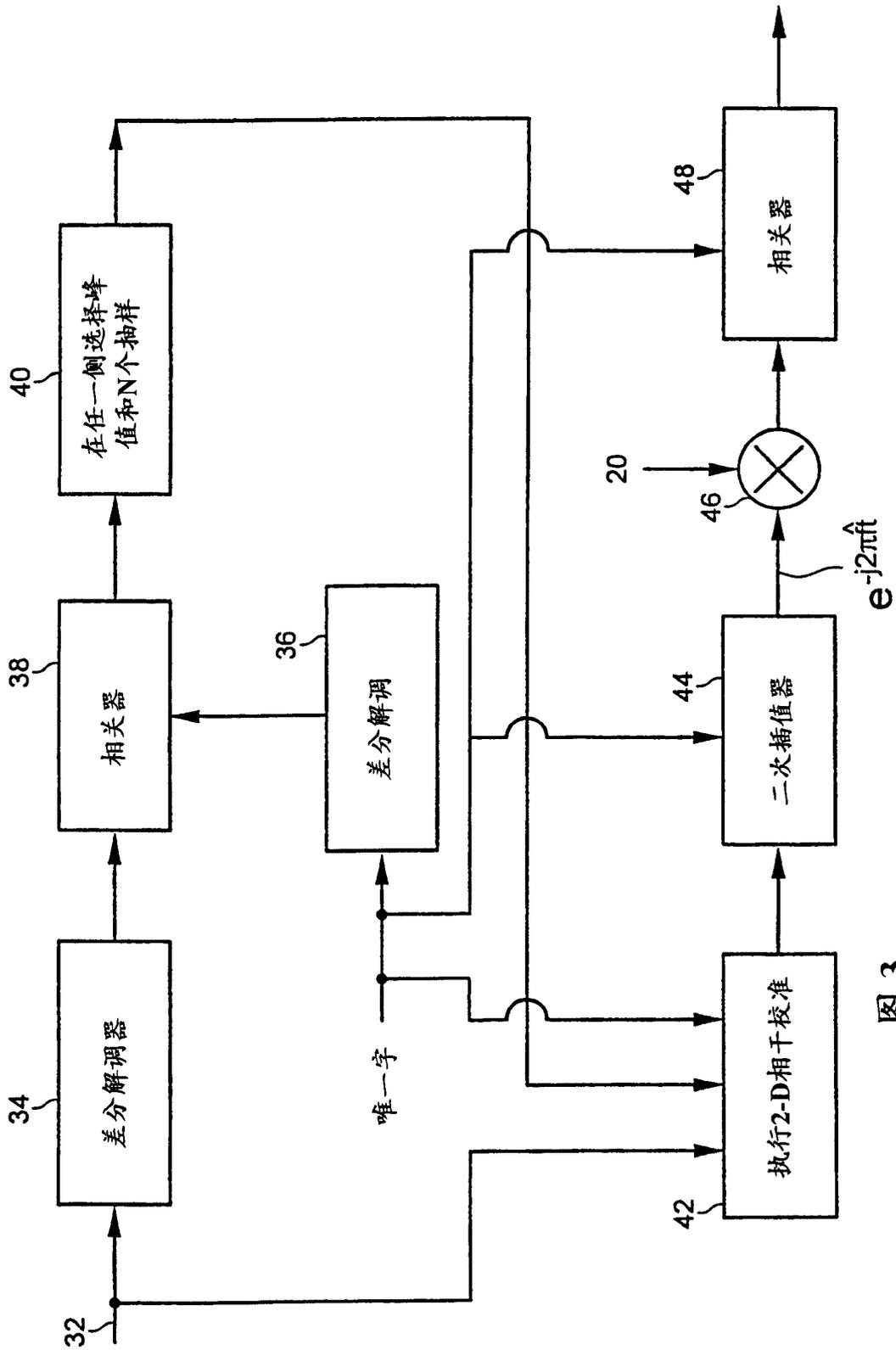


图 2



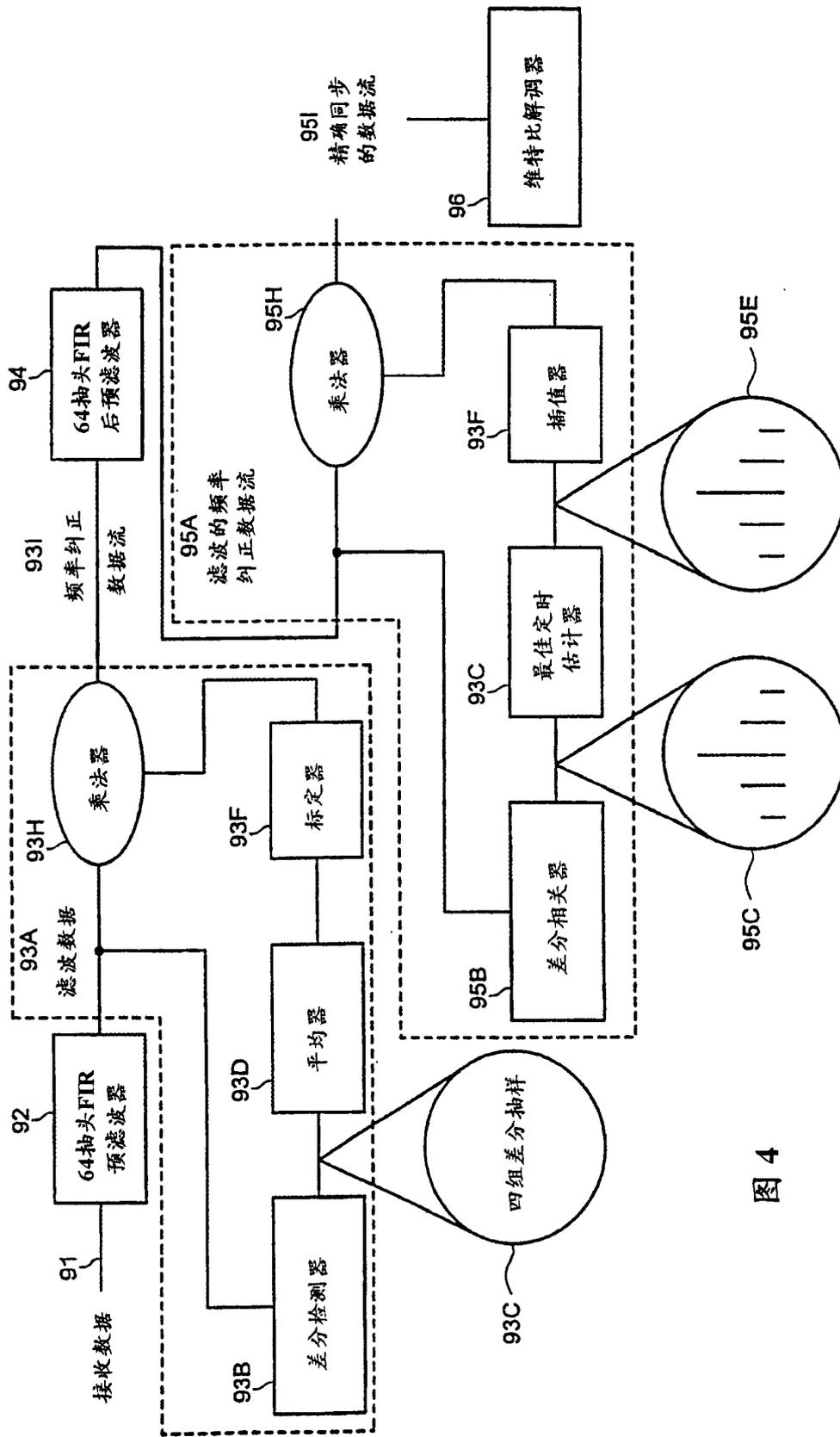


图 4

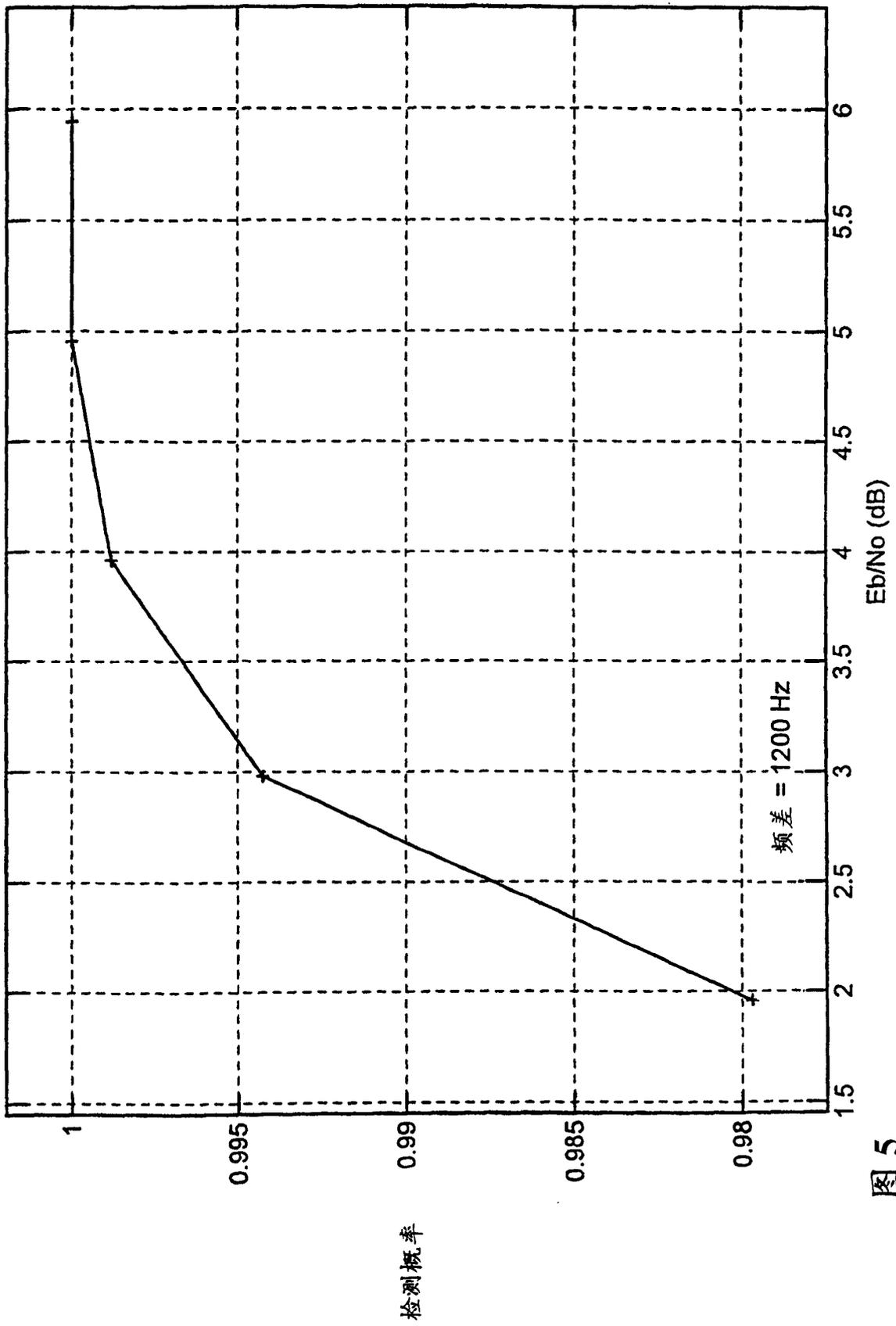


图 5

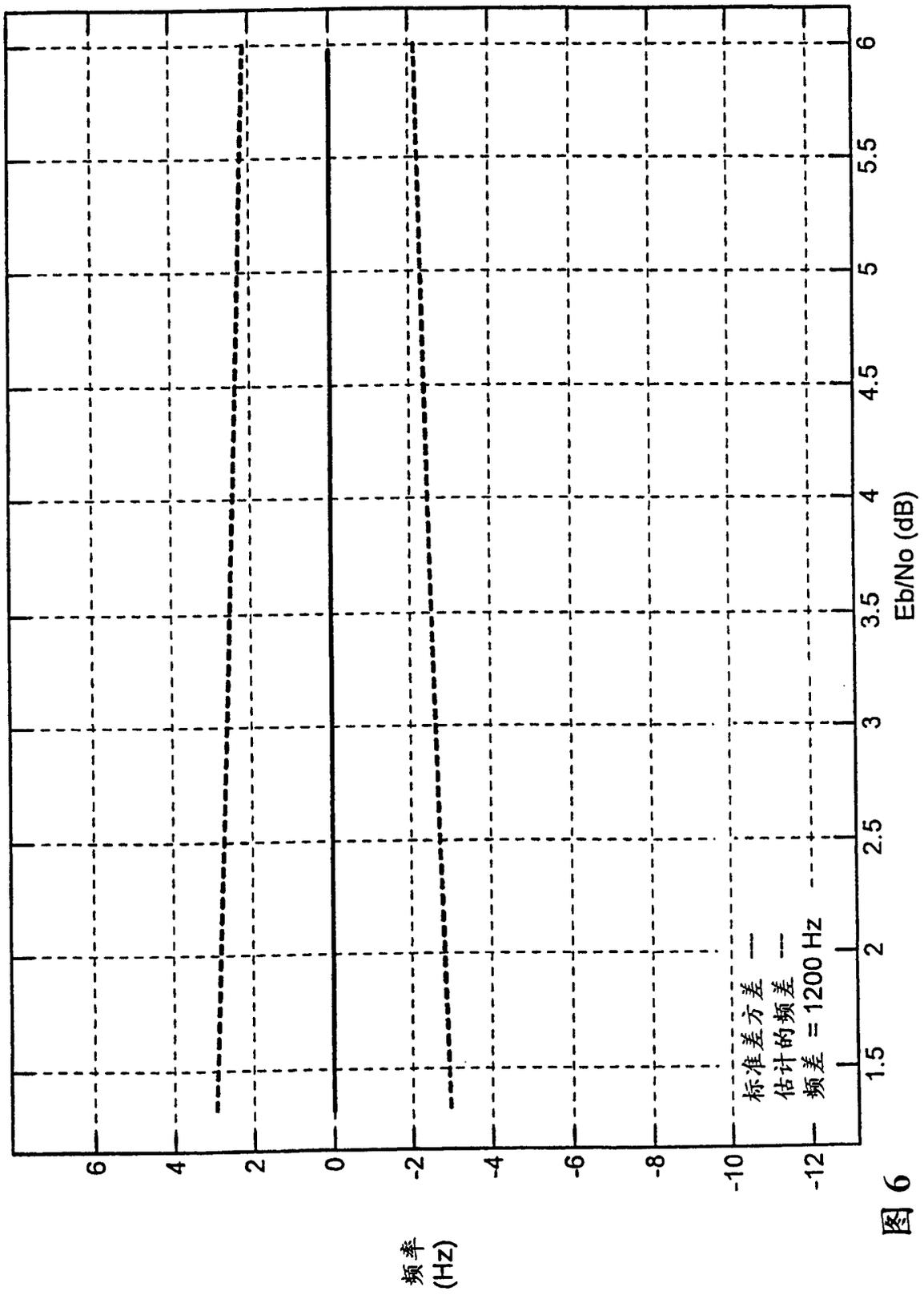


图 6

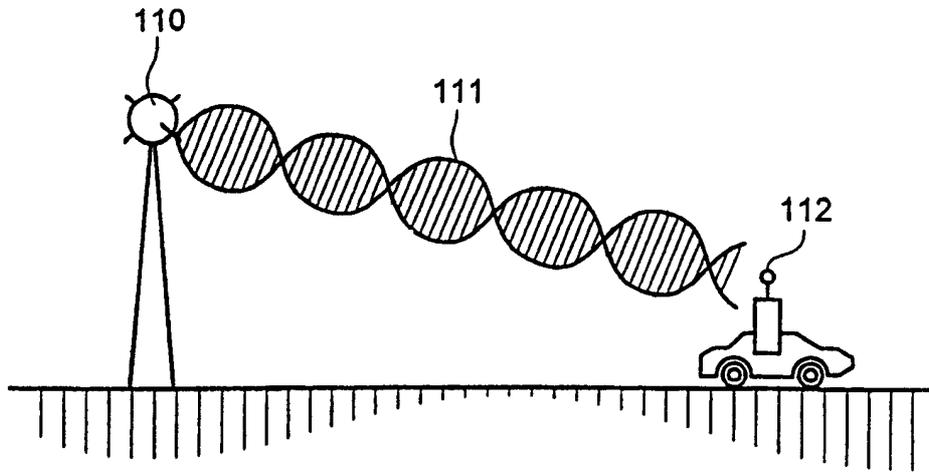


图 7

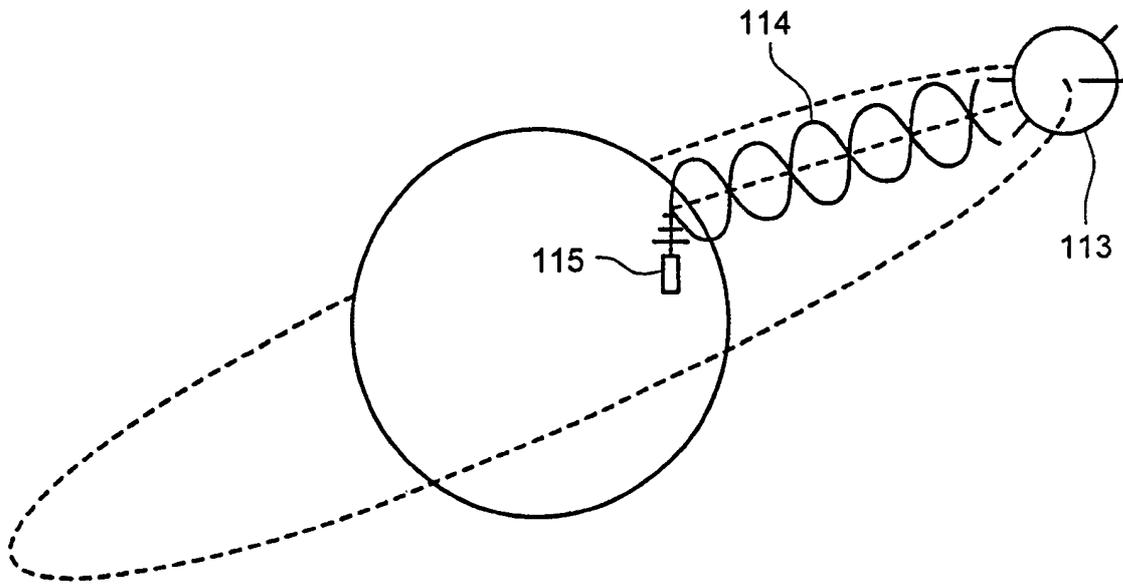


图 8