



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200610058097.7

[43] 公开日 2006 年 9 月 6 日

[11] 公开号 CN 1829209A

[22] 申请日 2006.2.28

[21] 申请号 200610058097.7

[30] 优先权

[32] 2005.2.28 [33] EP [31] 05075480.3

[71] 申请人 精工爱普生株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 若泽·玛丽亚·洛佩斯·比烈加斯

若泽·哈维尔·西埃罗·科多巴

琼·艾图尔·奥索里奥·马蒂

何塞普·伊格斯·卡伊罗·莫林

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

代理人 李 辉

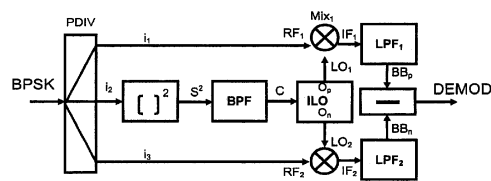
权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 6 页

[54] 发明名称

对二进制相移键控 (BPSK) 信号进行相干解调的系统

[57] 摘要

一种用于对频率为 f 的二进制相移键控 (BPSK) 信号进行相干解调的系统, 其包括: 用于从所述 BPSK 信号中恢复出频率为 $2f$ 的载波信号 (C) 的装置; 用于将频率为 $2f$ 的所述信号注入到注入锁定振荡器 (ILO) 中的装置, 该注入锁定振荡器的固有谐振频率为 f_r , 该 f_r 大致等于 f , 该注入锁定振荡器提供用于恢复具有 $(\theta_e - k)/2$ 相移的原始载波的差分输出 (O_p 、 O_n) 信号, 其中 $\theta = \arcsin [(f_r - f)/\alpha A_i f]$, 其中 α 和 k 是取决于所述注入锁定振荡器 (ILO) 中的主要非线性的类型的参数, 而 A_i 是所恢复的频率为 $2f$ 的载波信号的幅值, 以及用于将所述差分输出 (O_p 、 O_n) 信号与所述输入 BPSK 信号的副本进行组合, 以产生解调信号 (DEMOM) 的装置。



1、一种用于对频率为 f 的二进制相移键控 (BPSK) 信号进行相干解调的系统, 其包括:

- 5 - 用于从所述 BPSK 信号中恢复出频率为 $2f$ 的载波信号 (C) 的装置,
 - 用于将频率为 $2f$ 的所述信号注入到注入锁定振荡器 (ILO) 中的
 装置, 该注入锁定振荡器的固有谐振频率为 f_r , 该 f_r 大致等于 f , 该注入
 锁定振荡器提供用于恢复具有 $(\theta_e - k)/2$ 相移的原始载波的差分输出 (O_p 、
 O_n) 信号, 其中

$$10 \quad \theta_e = \arcsin \left(\frac{f_r - f}{\alpha A_i f} \right)$$

其中 α 和 k 是取决于所述注入锁定振荡器 (ILO) 中的主要非线性的类型的参数, 而 A_1 是所恢复的频率为 $2f$ 的载波信号的幅值, 以及

- 用于将所述差分输出 (o_p 、 o_n) 信号与所述输入 BPSK 信号的副本进行组合, 以产生解调信号 (DEMOD) 的装置。

15 2、根据权利要求 1 所述的用于进行解调的系统，其中，用于将所述差分输出 (O_p 、 O_n) 信号与所述输入 BPSK 信号的副本进行组合的装置包括：

- 20 - 用于将所述注入锁定振荡器 (ILO) 的差分输出信号 (O_p 、 O_n) 与作为所述输入 BPSK 信号的副本并且具有相同频率及非常相似的幅值和相位的信号 (i_1 、 i_3) 相乘的装置 (Mix_1 、 Mix_2), 其分别提供输出 (IF_1 、 IF_2) 信号,

- 用于分别对所述输出 (IF_1 、 IF_2) 信号进行低通滤波, 以产生基带信号 (BB_b 、 BB_n) 的装置 (LPF_1 、 LPF_2),

- 用于减去所述基带信号，以产生解调信号（DEMOD）的装置。

25 3、根据以上任一权利要求所述的用于进行解调的系统，其中，用于恢复出频率为 $2f$ 的载波信号 (C) 的装置包括平方电路。

4、根据权利要求3所述的用于进行解调的系统，还包括带通滤波器块，其连接在所述平方电路块和所述注入锁定振荡器（ILO）之间。

5、根据权利要求2-4中的任意一项所述的用于进行解调的系统，其

中，用于进行相乘的装置（Mix₁、Mix₂）是相同的。

6、一种基于通过注入频率为 2f 的信号对振荡器进行的同步，来对频率为 f 的二进制相移键控（BPSK）信号进行相干解调的方法。

7、根据权利要求 6 所述的方法，其中，当注入频率为 2f 的信号并
5 且所述振荡器的固有谐振频率 f_r 大致等于 f 时，所述振荡器被同步。

8、根据权利要求 7 所述的方法，包括

- 从所述 BPSK 信号中恢复出频率为 2f 的载波信号（C），

- 将频率为 2f 的所述信号注入到注入锁定振荡器（ILO）中，以恢复出具有 (θ_e - k)/2 相移的原始载波，其中

10
$$\theta_e = \arcsin\left(\frac{f_r - f}{\alpha A_i f}\right)$$

其中，α 和 k 是取决于所述注入锁定振荡器（ILO）中的主要非线性类型的参数，而 A_i 是所恢复的频率为 2f 的载波信号的幅值，以及

- 将差分输出（O_p、O_n）信号与所述输入 BPSK 信号的副本进行组合，以产生解调信号（DEMOD）。

15

对二进制相移键控（BPSK）信号进行相干解调的系统

5 技术领域

本发明涉及一种对二进制相移键控（BPSK）信号进行解调的系统。
本发明的一般应用领域是数字通信，具体地是无线数字通信。

背景技术

10 正弦信号的数字相移键控（PSK）在抗扰性和要求带宽这两方面都是最有效的调制技术之一。然而，PSK 信号的解调需要复杂的解调器系统。因此，其他低效的数字调制方案通常是优选的，因为它们的解调更简单，例如频移键控（FSK）或者幅移键控（ASK）。

最简单的 PSK 信号是二进制 PSK 信号（BPSK）。在这种情况下，载
15 波相位根据比特流在两个可能的状态 0° 和 180° 之间切换。通过把载波乘以 +1（ 0° 相位状态）或者 -1（ 180° 相位状态），可以容易地得到 BPSK 信号。从接收机的角度看，不可能知道输入 BPSK 信号的相位对应于 0° 状态还是对应于 180° 状态。这是由于从发射机到接收机的实际传播路径通常是未知的。为了避免这种不确定性，将要发送的信息编码为相位状态
20 之间的转换，而不是编码为固定的相位值。因此，当必须要发送逻辑“1”时，转换该载波信号的相位，而对逻辑“0”则不改变相位，反之亦然。以这种方式编码的信号被称为差分 BPSK（DBPSK）。应该注意，从信号的角度来看，BPSK 和 DBPSK 之间没有差别。它们之间仅有的差别是基带信号的预处理（在发送机方）或者后处理（在接收机方）。图 1 示出了
25 BPSK 或 DBPSK 信号的产生，该信号是基带信号（从比特流或从处理过的比特流得到的）与期望频率的正弦载波的乘积。

用于解调 BPSK 信号的通常方法是相干解调。基本上，解调处理包括以下操作：用频率与原始载波相同的基准信号乘以所接收的信号。

在数学上，BPSK 信号可以表示为：

$$\text{BPSK} = \pm A \cos(\omega t + \psi) \quad (1)$$

这里，+号对应于 0° 相位状态，-号对应于 180° 相位状态。 A 是所接收信号的幅值， ψ 是由于信号传播而产生的任意相位。

基准信号 S 由下式给出（为了简化，将幅值设为 1）：

$$S = \cos(\omega t) \quad (2)$$

乘积 P 可以表示如下：

$$P = \pm A \cos(\omega t + \psi) \cdot \cos(\omega t) = \pm A/2 \cos(\psi) \pm A/2 \cos(2\omega t + \psi) \quad (3)$$

最后，通过对 P 进行低通滤波，得到下面的基带项：

$$P_{\text{LPF}} = \pm A/2 \cos(\psi) \quad (4)$$

10 结果为信号 P_{LPF} ，该信号再现了原始调制（ $\pm$ ）。从（4）中可以看出，如果传播相位 ψ 是 0° 或者 180° ，那么解调处理的效率达到其最大值（与相位不确定性无关）。相反，如果 $\psi = \pm 90^\circ$ ，那么解调处理的效率为零。该事实指出了 PSK 信号的相干解调的第一个缺点，就是传播相位不定性。第二个且最重要的缺点是频率与原始载波精确相同的基准信号的可用
15 性。

解决这两个问题的通常方式是使用载波恢复电路。通过使用同步环来实现载波恢复。使用最广泛的是平方环和 Costas 环，图 2 和 3 中分别表示了它们的特性和操作。

如图 2 所示，平方环包括平方块和带通滤波器（BPF），其根据 BPSK
20 输入信号产生频率为原始载波的两倍的基准信号，并且，理想地，不进行任何相位调制。锁相环（PLL）包括相位/频率检测器、环路滤波器和压控振荡器（VCO），用来恢复倍频的载波。最后使用除 2 分频器来恢复原始载波。通过用输入 BPSK 信号乘以所恢复的载波来实现解调。

Costas 环包括两个混频器，它们产生输入信号与两个基准正交信号
25 （ $0^\circ/90^\circ$ ）的乘积。用作相位检测器的第三混频器产生作为前两个混频器的低通滤波输出的乘积的误差信号。最后，该误差信号通过环路滤波器（即，积分器），以产生压控振荡器（VCO）的控制信号，当压控振荡器和 90° 移相器组合时；该压控振荡器产生基准正交信号，并且使环路闭合。当基准正交信号的频率等于原始载波的频率时，误差信号为零。此外，

VCO 输出基准信号（同相信号）将具有与载波相同的传播相位 ψ 或者与载波相差 180° 的传播相位。在锁定状态下，也就是说当误差函数为零时，Costas 环用作 BPSK 信号的解调器。实际上，基带调制器信号出现在第一低通滤波器（图 3 中的 LPF 1）的输出端（与符号不确定性无关）。

- 5 前两个方案执行的相干解调的最主要优点在于输入信号的跟踪。这使得能够进行频偏（例如，由于移动系统中的发送机和接收机之间的相对运动而产生的频偏）的校正。此外，不需要与调制信号有关的在先信息（即，比特周期）。但是，同步时间通常很长，从而导致通信开始时的数据丢失，或者突发模式传输中的故障。同步环的另一个重要缺点是需要环路滤波器，这难以通过单片电路的形式实现。

至于示例，专利 US-5347228 采用相干解调过程，其基于 Costas 环（如图 3 所示），并且补充有用于检测解调器调谐状态（输入信号的相位调谐和正确解调）或者伪调谐状态（错误调制）的一系列附加组件。

- 15 专利 US-4631486 提出了一种另选过程，用于获得使得可以进行解调的相位基准。在这种情况下，执行所接收相量（phasor）的特定平均，根据该处理获得相位基准估计值。将每一个所接收的相量与该基准相比较，以解调信号，然后将其用来改善相位基准估计值。该过程具有以下优点：能够正确解调以不连续的形式接收的信号，而不丢失与调谐时间相关的信息。其不便之处在于，为了执行相量平均，解调器系统的更大复杂性以及
- 20 以及对获知调制信号比特周期的隐性需求。

- 专利 US-4989220 中提出了用于采用数字相位调制的信号的另一种可能的解调方法。该方法可应用于数字相位调制信号，该信号仅涉及相邻相位状态之间的变化。基本上，其工作原理包括：将在一时间周期内接收的信号与在前一时间周期内接收的信号相乘。通过使用延迟组件得到时间差，并对其进行调节，以使其等于比特时间。通过低通滤波器对该相乘的结果进行滤波，以产生所得到的信号的 DC 分量。仅当在一个比特周期中存在相位变化时，DC 分量的值才会有变化。在这种情况下，直接执行解调，而不需要同步。其基本缺点在于必须预先知道调制信号比特周期。

发明内容

相对于所说明的背景，本发明提供了与相干解调相对应的优点（输入信号跟踪以及与调制信号比特周期无关的解调处理），而不需要明确使用频率和相位锁定环（PLL 或 Costas 环）。本发明的基本工作原理是通过
5 超高次谐波注入来锁定谐振电路，以恢复 BPSK 信号的载波。这样，通过振荡器的超高次谐波注入锁定实现了载波恢复，而不需要外部反馈路径。因此，不需要环路滤波器，于是所得到的结构适于单片电路集成。

本发明涉及根据权利要求 1 的用于二进制相移键控信号（BPSK）的解调的系统和根据权利要求 6 的方法。从属权利要求中限定了该系统和
10 方法的优选实施例。

本发明的第一方面涉及一种用于二进制相移键控 BPSK 信号的相干解调的系统，所述二进制相移键控 BPSK 信号的频率为 f ，用于解调的该系统包括：

- 用于从所述 BPSK 信号中恢复出频率为 $2f$ 的载波信号（C）的装
15 置，
- 用于把频率为 $2f$ 的所述信号注入到注入锁定振荡器 ILO 中的装置，该注入锁定振荡器 ILO 的固有谐振频率为 f_r ，该 f_r 基本等于 f ，该注入锁定振荡器提供用于恢复具有 $(\theta_e - k)/2$ 相移的原始载波的差分输出 O_p 、 O_n 信号，其中

$$20 \quad \theta_e = \arcsin\left(\frac{f_r - f}{\alpha A_i f}\right)$$

其中 α 和 k 是取决于注入锁相振荡器 ILO 中的主要非线性的类型的参数，而 A_i 是所恢复出的频率为 $2f$ 的载波信号的幅值，以及

- 用于对差分输出 O_p 、 O_n 信号和输入 BPSK 信号的副本进行组合，以产生解调信号（DEMOD）的装置。

25 如果 f_r 不是大致等于 f ，则相干解调器的输出会低于 $f_r \approx f$ 的情况，但是解调器还可以工作。

本发明的工作原理是当注入频率与其固有谐振频率 f_r 的第二谐波接近的信号时，注入锁定振荡器 ILO 或者辐角除 2 电路（argument divide-by-two circuit）的频率和相位的锁定现象。根据发明人建立并验证

的，这种辐角锁定现象（频率和相位）是由非线性响应引起的，ILO 电路中使用的组件把这种现象表现为更大或更小程度。

下面指出更常见的非线性源：

5 a) 在采用变容二极管的情况下，变容二极管的电容随所施加的偏压的变化。

b) 在采用双极晶体管的情况下，双极晶体管的基极-发射极和基极-集电极接头中的电容的变化。

c) 在采用 MOSFET 晶体管的情况下，MOSFET 晶体管栅极-源极、栅极-漏极以及栅极-基板中的电容的变化。

10 d) MOSFET 晶体管中的漏电流和双极晶体管中的基极-集电极电流根据平方或更高阶法则而取决于极化电压。

非线性是造成谐波混频的原因，该谐波混频随后产生新的频谱分量。当将频率为 $2f$ 的信号注入 ILO 时，非线性（特别是二阶非线性）导致对频率 $2f - f_r \approx f_r$ 的（电压和/或电流的）附加贡献，其中 $2f$ 接近于 $2f_r$ （这里 f_r 是 ILO 的固有谐振频率）。该贡献被添加到相同频率的已有信号上，从而改变了 ILO 的谐振特性。这在分析上和实验上都证明了，ILO 工作条件的变化可以表达为其谐振频率的变化 Δf_r ，它可以由下式给出：

$$\Delta f_r = \alpha A_i f \sin(\theta) \quad (5)$$

20 其中， α 是取决于主要非线性的类型的参数， A_i 是频率为 $2f$ 的输入信号的幅值，而角度 θ 被表示为：

$$\theta = 2\varphi(t) - \phi + k \quad (6)$$

其中， ϕ 和 $\varphi(t)$ 分别是输入和输出信号相位， t 是时间。 k 的值也取决于电路中的主要非线性，例如，如果非线性是由可随偏压变化的电流而引起的，那么 $k=0$ ，而如果非线性可归因于可变电容，那么 $k=\pi/2$ 。

25 此外，从来自 ILO 的 O_p 和 O_n 输出可以表示为：

$$O_p = B \cos(2\pi f t + \varphi(t)); \quad O_n = O_p + \pi \quad (7)$$

其中， B 是输出信号的幅值，并且 $\varphi(t)$ 证明了：

$$\Delta f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} (2\pi f t + \varphi(t)) - f_r = (f - f_r) + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} \quad (8)$$

将 (5) 和 (6) 与 (8) 进行组合，可以得到下述的差分方程，该差

分方程决定了对所注入的输入信号的 ILO 动态响应。当 $d\phi/dt=0$ 时，或者换句话说，当输出信号频率正好是输入信号频率的一半并且由此 $\Delta f_r = f - f_r$ 时，达到平衡状态（锁定状态）。

通过替换 (5) 中的该条件，对于角度 θ 可以得到两个可能的平衡值，
5 其可以表示为：

$$\theta_e = \arcsin\left(\frac{f_r - f}{\alpha A_i f}\right) \text{ 和 } \theta_m = \pi - \theta_e. \quad (9)$$

这表明，第一可能性 θ_e 对应于稳定平衡情形，而第二可能性 θ_m 是亚稳平衡情形。假定输入信号的频率接近于 ILO 的固有谐振频率的两倍，那么稳定平衡角 θ_e 将较小。

10 从 (6) 中可以推导出，锁定条件对于输出相位 ϕ 不唯一，并且存在 π 弧度的不确定性，这只是由 ILO 电路执行的辐角除 2 的数学结果。

用于将差分输出 O_p 、 O_n 信号与输入 BPSK 信号的副本进行组合的装置可以包括：

- 用于将注入锁定振荡器 ILO 的差分输出信号 O_p 、 O_n 与信号 i_1 、 i_3 相
15 乘的装置 Mix_1 、 Mix_2 ，其分别提供输出 IF_1 、 IF_2 信号，其中信号 i_1 、 i_3 是输入 BPSK 信号的副本并且具有相同的频率和非常相似的幅值和相位。

- 用于分别对所述输出 IF_1 、 IF_2 信号进行低通滤波，以产生基带信号 BB_p 、 BB_n 的装置 LPF_1 、 LPF_2 ，

- 用于减去这些基带信号，以产生解调信号 DEMOD 的装置。

20 用于恢复频率为 $2f$ 的载波信号 C 的装置优选地包括平方电路。

用于解调的系统优选地包括连接在平方电路块和注入锁定振荡器 (ILO) 之间的带通滤波器块。

频率为 f 的一般 BPSK 信号可以表示为：

$$BPSK = \pm A \cos(2\pi ft + \psi) \quad (10)$$

25 对其进行平方和带通滤波，以获得频率为 $2f$ 的载波 C，载波 C 由下式给出：

$$C = \frac{A^2}{2} \cos(4\pi ft + 2\psi) \quad (11)$$

考虑表达式 (6) 并且用 2ψ 代替 ϕ ，可以得到在锁定状态下 ILO 的

输出 O_p 的相位 ϕ_e 和输入 BPSK 信号的相位 ψ 之间的以下关系:

$$\phi_e = \psi + (\theta_e - k)/2 + n\pi; \quad n=0, 1, 2 \dots \quad (12)$$

也就是, ILO 输出 O_p (O_n 类似) 恢复了具有 $(\theta_e - k)/2$ 的相移和 π 的相位不确定性的原始载波。

5 根据 (12) 的相位关系, 在 Mix_1 、 Mix_2 的输出 IF_1 、 IF_2 , 可以得到:

$$IF_1 = \pm AB \cos(2\pi ft + \psi) \cdot \cos(2\pi ft + \phi_e) \quad (13)$$

$$IF_2 = \pm AB \cos(2\pi ft + \psi) \cdot \cos(2\pi ft + \phi_e + \pi) \quad (14)$$

并且在低通滤波之后:

$$BB_p = \pm AB/2 \cos[(\theta_e - k)/2 + n\pi] \quad (15)$$

$$10 \quad BB_n = \pm AB/2 \cos[(\theta_e - k)/2 + (n+1)\pi] \quad (16)$$

应该注意, BB_p 或 BB_n 是二值信号 (彼此互补), 其符号变化已经再现了输入 BPSK 信号的相位变化。但是, 由于失配或者不对称, 这些信号可能会受到共模偏移的影响, 这可能影响后续级 (即, 饱和基带放大器或信号再生器) 的正常操作。为了避免该问题, 这两个信号都被减去,

15 以产生最终的解调输出 DEMOD, 它可以表示为:

$$DEMOD = \pm AB \cos[(\theta_e - k)/2 + n\pi] \quad (17)$$

解调处理的最大效率对应于 $\theta_e = k$ 的情况。在这些条件下, $DEMOD = \pm AB \cdot (\pm 1)$ 。

根据主要非线性, 我们可以区分两种不同的情况:

20 a) 非线性电流 ($k=0$)。

在这种情况下, 在 $\theta_e = 0$ 时达到解调处理的最大效率。从 (9) 中看出, 这对应于 $f = f_r$, 这也是锁定处理的最大灵敏度 (即, 对 ILO 进行相位锁定所需的最小注入功率) 的条件。

b) 非线性电容 ($k = \pi/2$)。

25 在这种情况下, 当 $\theta_e = \pi/2$ 时达到最大效率。但是, 根据 (9), 这对应于在锁定限制内的频率 f 和 f_r , 也就是说, $(f_r - f)/(\alpha A_i f) = 1$ 。相对于固有谐振频率 f_r 的初始值的任何偏差 (例如由于组件特性中的噪声或漂移而造成的) 都将导致锁定消失。如果我们需要最大锁定灵敏度 (即 $\theta_e = 0$), 而非最大解调效率, 那么 $DEMOD = \pm AB \cdot (\pm \sqrt{2}/2)$, 也就是说, 最大效率的

70%。因此，必须建立最大解调效率和最大锁定灵敏度之间的折衷，或者包括延迟路径，以对相位偏差进行补偿，来获得最佳锁定和最佳解调。延迟块可以设置在图 4 中的从 i_2 到 C 的链路中的任何地方，或者同时设置在 i_1 和 i_3 路径中。在第一种情况下，延迟路径必须产生 $\pi/2$ 的相移（如果连接在平方级之前，那么是该值的一半），而在第二种情况下是 $-\pi/2$ 。

本发明的第二方面涉及一种基于通过注入频率为 $2f$ 的信号对振荡器进行的同步，对频率为 f 的 BPSK 信号进行相干解调的方法。

当注入频率为 $2f$ 的信号并且振荡器的固有谐振频率 f_r 大致等于 f 时，该振荡器被同步。

10 用于对频率为 f 的 BPSK 信号进行相干解调的方法，包括：

- 从所述 BPSK 信号中恢复出频率为 $2f$ 的载波信号 (C)，
- 将频率为 $2f$ 的所述信号注入到注入锁定振荡器 (ILO) 中，以恢复出具有 $(\theta_e - k)/2$ 相移的原始载波，其中

$$\theta_e = \arcsin\left(\frac{f_r - f}{\alpha A_i f}\right)$$

15 其中， α 和 k 是取决于注入锁定振荡器 (ILO) 中的主要非线性的类型的参数，而 A_i 是所恢复的频率为 $2f$ 的载波信号的幅值，以及

- 将差分输出 (O_p 、 O_n) 信号与输入 BPSK 信号进行组合，以产生解调信号 (DEMOD)。

20 附图说明

图 1 是 BPSK 信号的产生的示意表示。

图 2 是平方环的简图。

图 3 是 Costas 环的简图。

图 4 表示根据本发明的优选 BPSK 解调器。

25 图 5 表示频率为 f 的 BPSK 信号和频率为 $2f$ 的 S^2 信号的测量时域波形。

图 6 表示使用非线性变容二极管的注入锁定振荡器 (ILO) 的优选实现。

图 7 表示在注入频率为 $2f$ 的输入信号 C 之前 (自由振荡) 和处于锁

定状态（锁定）下，ILO 的输出之一（ O_p 或 O_n ）的测量频谱。

图 8 表示频率为 $2f$ 的 ILO 的 ILO 输入波形 C 和频率为 f 的 ILO 的输出之一（ O_p 或 O_n ）的测量时域波形。

图 9 表示频率都为 f 的 BPSK 信号和 ILO 的差分输出 O_p （—）或 O_n （---）的测量时域波形。

图 10 表示 BPSK 输入信号和解调输出 DEMOD。

图 11 表示与每隔 500 ns 相位改变 180° 的 BPSK 输入信号相对应的 DEMOD 输出。

10 具体实施方式

本发明涉及一种用于对二进制数字相移键控（BPSK）信号进行解调的系统。图 4 表示该解调器系统的一种可能版本，其可以分为以下部分：

（a）功率分配器 PDIV，其输入是频率为 f 的 BPSK 相位调制信号，其中 f 是载波信号的频率。该功率分配器在其输出端提供具有与该输入信号相同频率 f 的信号 i_1 、 i_2 和 i_3 。此外， i_1 和 i_3 的幅值相等并且处于相同的相位状态，该相位状态可以与输入信号相同或者与输入信号有一定的相位不平衡度或延迟，该相位不平衡度或延迟对于两者来说是相同的。信号 i_2 的幅值和相位状态可以与信号 i_1 和 i_3 的相同，或者有一定的幅值和/或相位不平衡度。该功率分配器可以是无源或者有源的。

（b）平方电路块，其可以使用在从输入到输出的传递函数中具有二次项的任何有源或者无源电路来实现。这些电路的示例是用作模拟乘法器的全波二极管整流器或者混频器。

（c）带通滤波器（BPF）（如果需要的话），用来从平方块的输出中选择频率为 $2f$ 的适当分量。

（d）用作除 2 模拟辐角分频器（argument divider）的注入锁定振荡器（ILO），其固有振荡频率为 f_i （在没有注入信号的情况下）。该 ILO 提供频率为 f 的差分输出信号 O_p 和 O_n 。根据表达式（6），差分输出相位由频率为 $2f$ 的信号 C 固定。

（e）有源或者无源的两个混频器 Mix_1 和 Mix_2 ，其与低通滤波器 LPF_1

和 LPF_2 组合，以将 BPSK 输入信号下转换为基带信号 BB_p 和 BB_n 。

(f) 无源或者有源减法器，其根据基带信号 BB_p 和 BB_n 产生 DEMOD 输出。

图 5 表示所测量的 BPSK 输入信号与平方块的输出信号 S^2 之间的时间关系。在本示例中，使用商品化的倍频器电路来产生 S^2 信号。

图 4 的注入锁定振荡器 (ILO) 可以按照多种方式来实现。图 6 包含了该 ILO 电路的一种优选但非唯一的实现。如已经阐述的，分频处理所基于的原理是，当向谐振电路注入频率与谐振电路的基频的二次谐波的频率接近的信号时，谐振电路的频率和相位锁定现象。该电路包括以下部分：

(a) 偏 T 电路 BT，用于将频率为 $2f$ 的注入信号 (i) 与谐振电路工作所需的连续 DC 偏压进行组合。

(b) 倒相变压器 T1，其初级和次级绕组的一端连接到偏压网络输出，而另一端连接到变容二极管 V1 和 V2。

(c) 所述变容二极管 V1 和 V2，其正极连接到控制电压 V_c 。

(d) 两个交叉耦合的晶体管 Q1 和 Q2。

(e) 差分输出 O_p 和 O_n 。

(f) 电流源 S1，用于保证正确的晶体管极化。

重要的是要注意，作为这种分频器电路的特性的频率/相位锁定处理比与平方环或 Costas 环相关的处理快得多，因为这是实际的组件所固有的而不是作为整体的锁定电路所固有的。

变压器和两个变容二极管构成谐振槽电路 (resonant tank circuit)，其谐振频率由控制电压 V_c 的值固定。这两个变容二极管可以用固定值的电容器代替，在这种情况下，会失去控制谐振频率的可能性。交叉耦合晶体管对 (在图 6 中它们是 MOSFET，但它们可以是双极的) 用于提供足够的增益，以补偿谐振槽电路损耗以及产生谐振频率为 f_r 的恒幅振荡。当注入信号具有足够的功率时，槽的谐振特性发生改变。这是由变容二极管响应和/或放大器级晶体管中的非线性特性导致的。新的谐振频率被调谐为注入信号的一半，而相位被调整为具有 180° 差值的两个可能值中

的任意一个。

图 7 表示在注入之前（自由振荡）和注入频率为 506 MHz 的输入信号 C 之后处于锁定状态（锁定）下，ILO 的输出之一（ o_p 或 o_n ）的测量频谱。注意，通过锁定使 255.5 MHz 的固有频率偏移了 -2.5 MHz。

5 图 8 表示频率为 $2f$ 的 ILO 输入波形 C 和频率为 f 的 ILO 输出之一（ o_p 或 o_n ）的测量时域波形。应该注意，锁定状态下的相位关系在频率为 f 的基本振荡和频率为 $2f$ 的二次谐波之间。

图 9 表示频率都为 f 的 BPSK 信号和 ILO 的差分输出 o_p （—）或 o_n （---）的测量时域波形。注意，BPSK 信号在 180° 相位变化之前与 o_p 输出同相，而在相位变化之后与 o_n 输出同相。

10 图 10 表示 BPSK 输入信号和解调输出 DEMOD。在图中所示的情况下，DEMOD 信号的下降时间为大约 15-20 ns，这暗示了大约 50-60 Mbits/s 的最大解调速率。

图 11 表示与每隔 500 ns 相位改变 180° 的 BPSK 输入信号相对应的
15 DEMOD 输出。

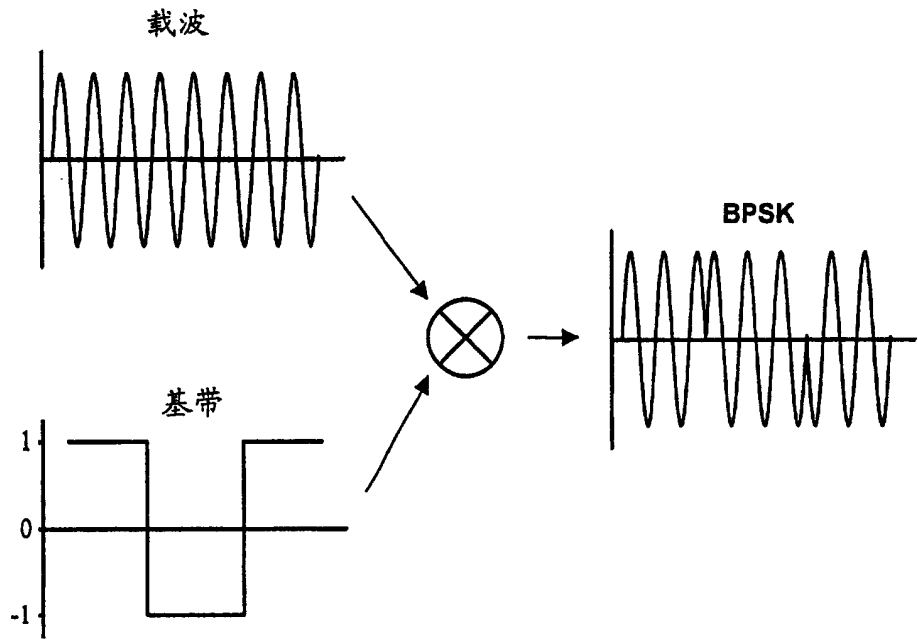


图1
现有技术

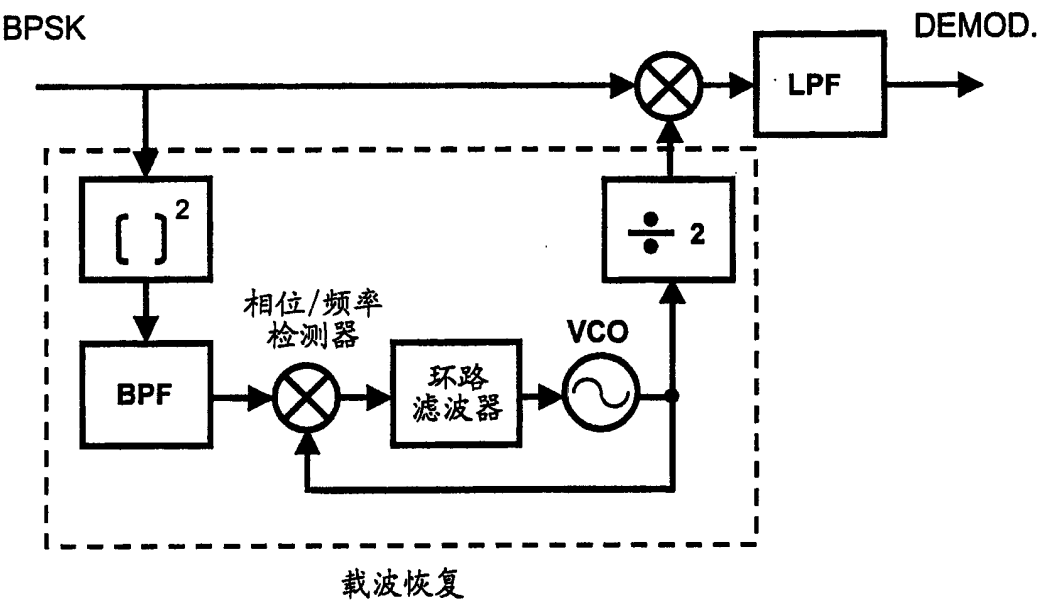


图2
现有技术

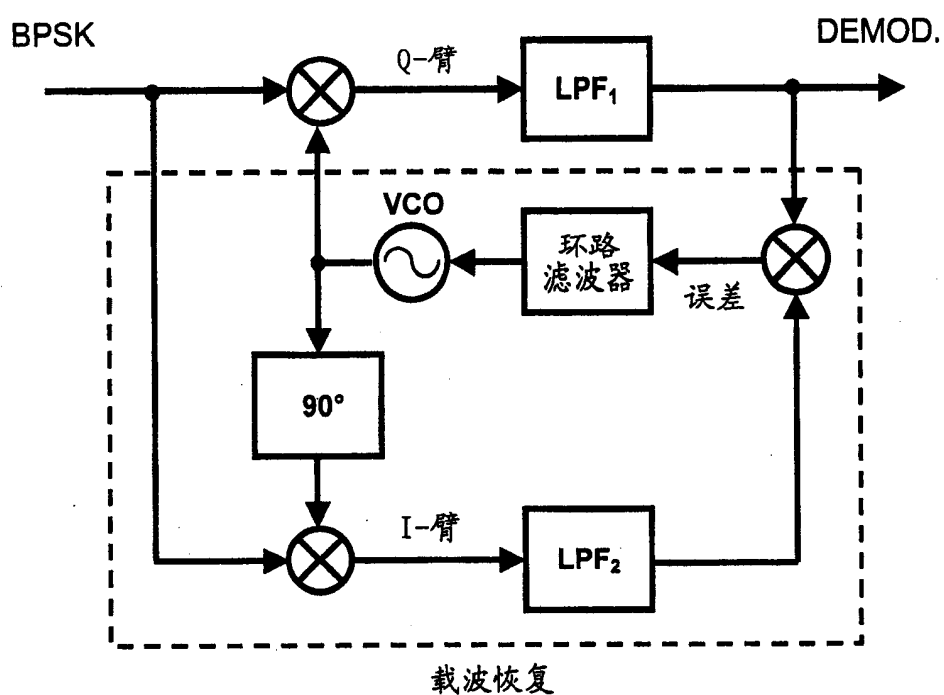


图3
现有技术

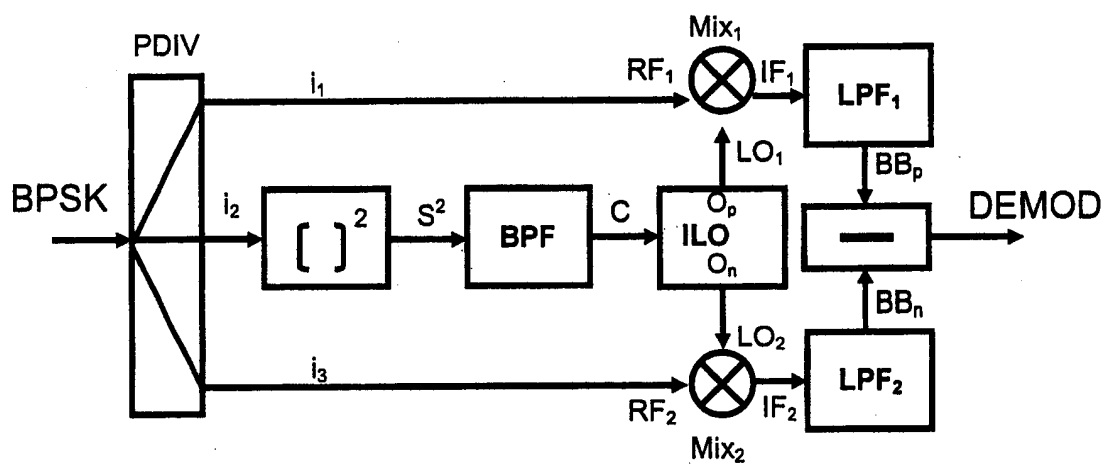


图4

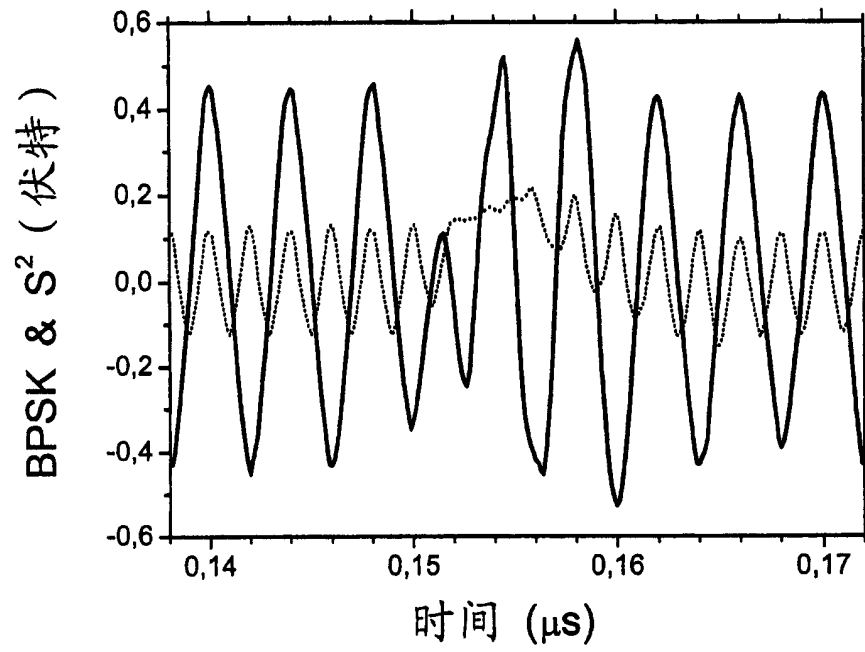


图 5

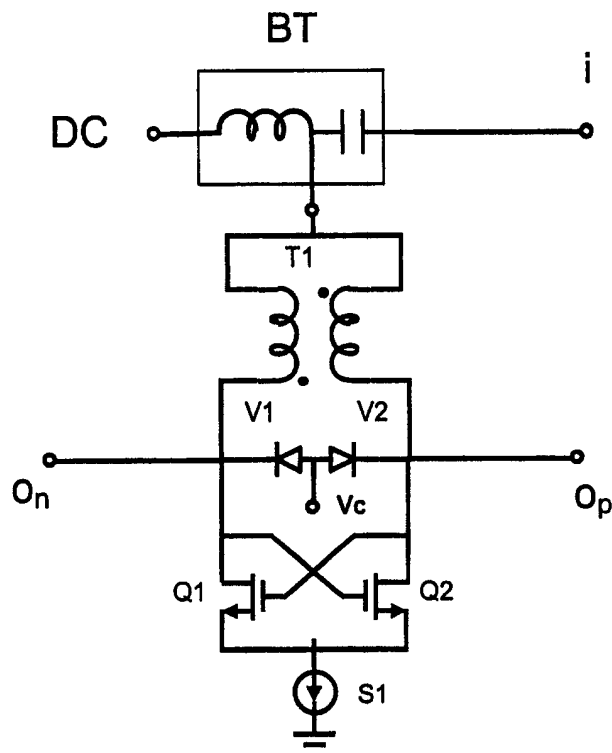


图 6

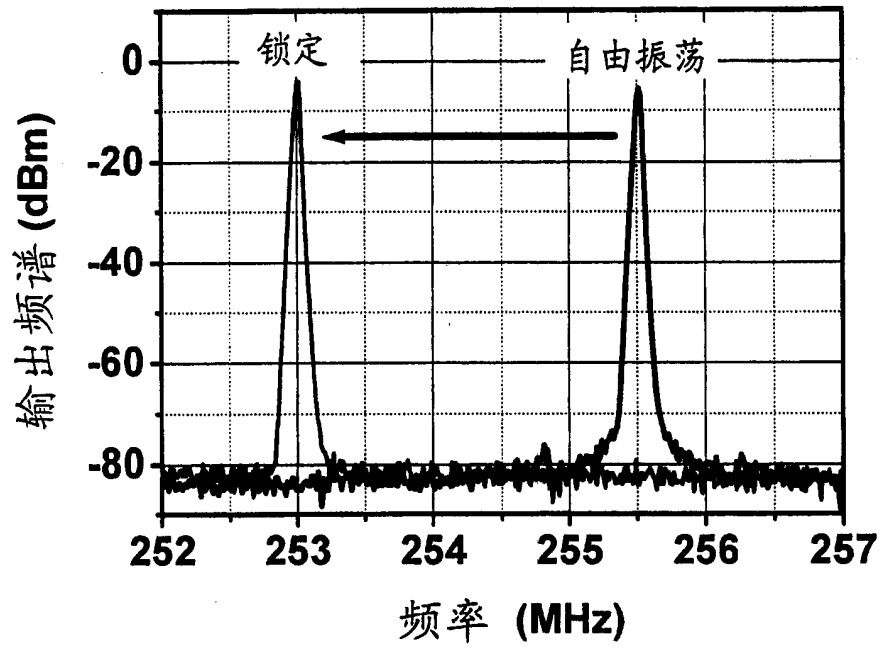


图 7

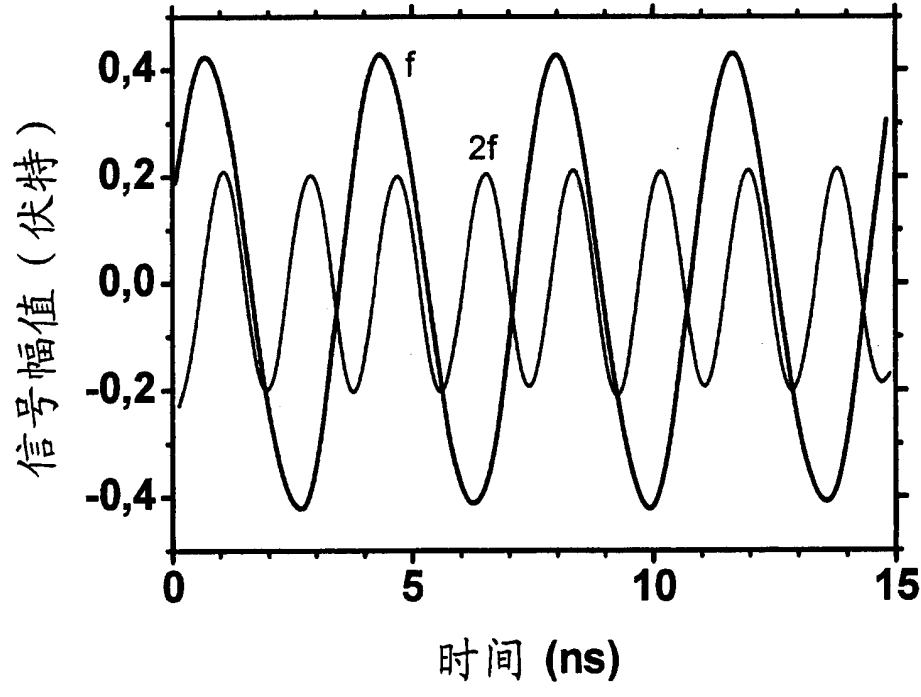


图 8

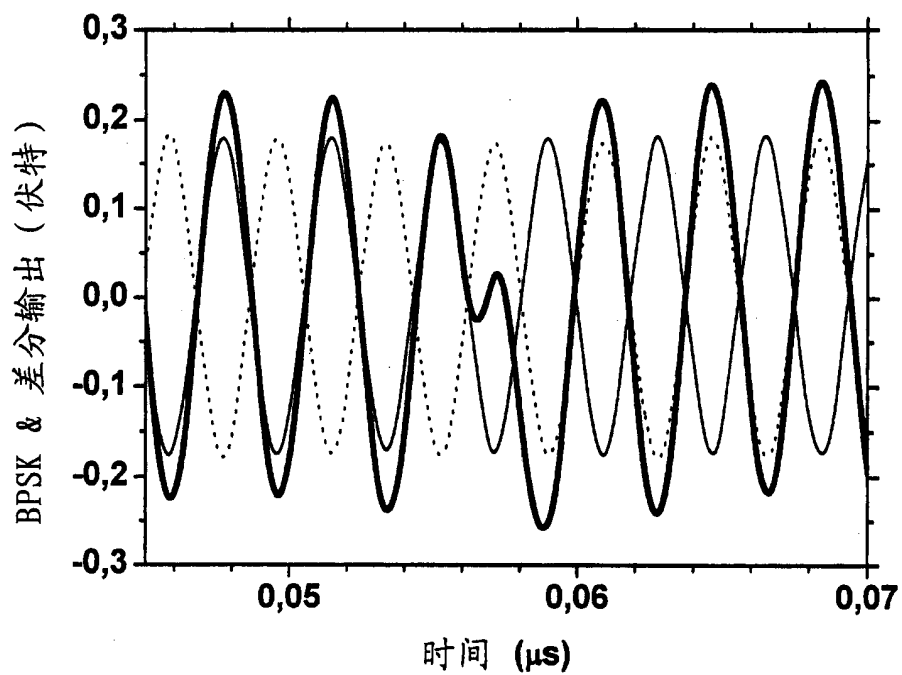


图9

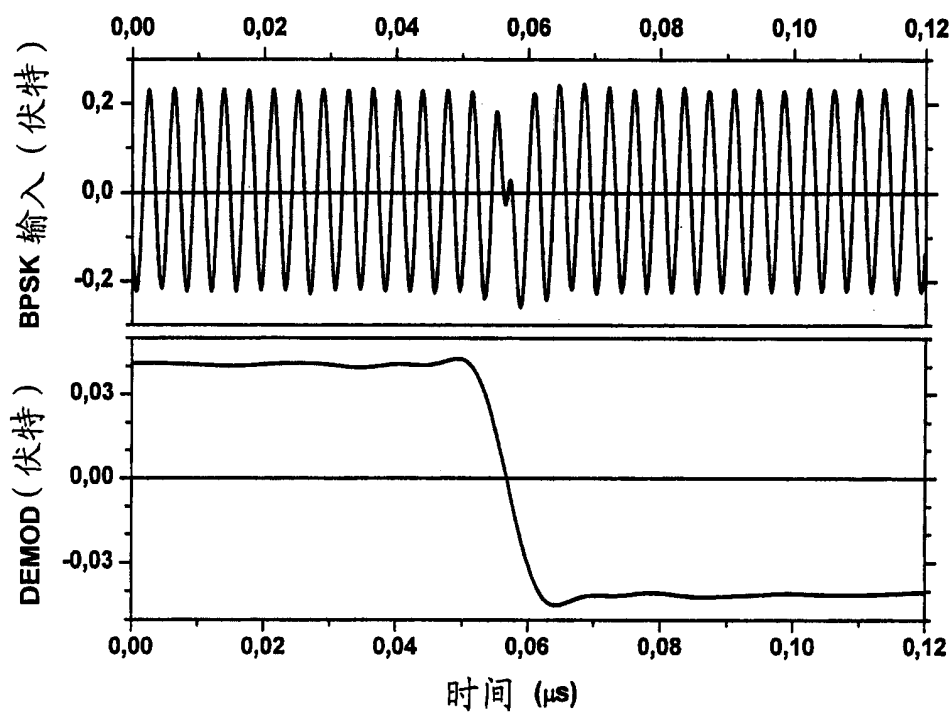


图10

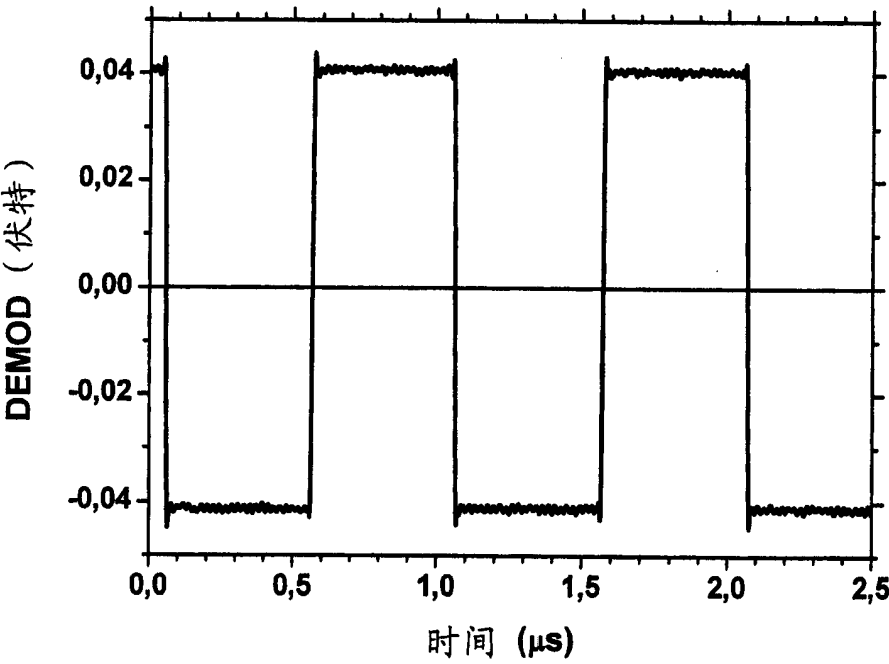


图11