

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

G11B 5/584 (2006.01)

G11B 21/10 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200710102594.7

[43] 公开日 2008年1月30日

[11] 公开号 CN 101114462A

[22] 申请日 2007.5.16

[21] 申请号 200710102594.7

[30] 优先权

[32] 2006.7.30 [33] US [31] 11/460,987

[71] 申请人 国际商业机器公司

地址 美国纽约

[72] 发明人 卓奥瓦尼·谢吕比尼

伊万格罗斯·S·埃列夫特里奥

詹斯·杰里托

罗伯特·A·哈特金斯

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商  
标事务所

代理人 李镇江

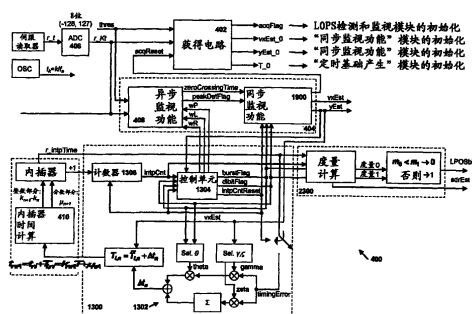
权利要求书5页 说明书31页 附图17页

## [54] 发明名称

同步伺服通道及其操作方法

## [57] 摘要

提供了一种用于数据磁带驱动器的完全同步的伺服通道，这种提供包括：初始获得同步伺服通道参数；产生用于信号内插的定时基础；产生磁带速度估计和  $y$ -位置估计；及最优地检测嵌入在伺服突发中的纵向位置(LPOS)码元。



1. 一种在数据磁带驱动器中操作同步伺服通道的方法，在数据磁带驱动器中装载的磁带具有速度、相对于伺服元件的横向（y）位置和相对于磁带的末端的纵向位置（LPOS），该方法包括：

在未事先指示出磁带速度或磁带的 y-位置的情况下，从伺服通道模数转换器（ADC）输出的信号采样序列中获得初始伺服通道参数；

从内插伺服通道信号的零交叉中产生用于伺服通道信号内插的定时基础，由此提取定时信息，而不管包括在伺服通道信号中的非等距隔开的伺服突发；

从通道 ADC 输出的信号采样序列中产生磁带速度估计和 y-位置估计；

检测并解码在伺服突发中编码的 LPOS 码元；以及

监视 LPOS 检测并给解码后的 LPOS 码元分配可靠性测量值。

2. 根据权利要求 1 的方法，其中获得初始伺服通道参数的步骤包括识别在伺服通道信号中的正或负峰值的有效 4455 序列。

3. 根据权利要求 1 的方法，其中产生定时基础的步骤包括执行定时恢复环路，在定时恢复环路中由内插伺服通道信号的零交叉触发定时调整。

4. 根据权利要求 3 的方法，其中定时环路保持基本独立于磁带的速度。

5. 根据权利要求 3 的方法，其中产生定时基础的步骤是在磁带加速和减速期间执行的。

6. 根据权利要求 1 的方法，其中产生磁带速度估计和 y-位置估计的步骤包括通过使用从通道 ADC 输出的信号采样确定伺服通道信号的零交叉。

7. 根据权利要求 6 的方法，其中产生磁带速度估计和 y-位置估计的步骤还包括监视伺服通道信号的双位的峰值的发生。

8. 根据权利要求 7 的方法，其中产生磁带速度估计和 y-位置估

计的步骤还包括如果双位的峰值数小于预定阈值，则宣告锁定丢失，并重新开始初始获得。

9. 根据权利要求 1 的方法，其中检测 LPOS 码元的步骤包括脉冲宽度调制 (PWM) 检测。

10. 根据权利要求 1 的方法，其中：

检测和解码 LPOS 码元的步骤包括同时在第一和第二并行伺服通道中检测和解码 LPOS 码元，从而分别产生第一和第二 LPOS 码元；及

给解码后的 LPOS 码元分配可靠性测量值的步骤包括给第一 LPOS 码元分配第一可靠性测量值并给第二 LPOS 码元分配第二可靠性测量值；

该方法还包括在第一和第二 LPOS 码元之间选择具有最高的分配的可靠性的 LPOS 码元。

11. 一种用于数据磁带驱动器的同步伺服通道，包括：

伺服读取器，被配置为从数据磁带读取伺服突发；

固定频率时钟；

模数转换器 (ADC)，可操作用于以由时钟提供的采样速率输出信号采样，并被耦合以从伺服读取器接收包括伺服突发的伺服通道信号；

获得模块，具有被耦合以便以由所述时钟建立的采样速率从 ADC 接收信号采样序列的第一输入端，并可操作用于在没有事先指示出磁带速度或磁带的 y-位置的情况下从所述信号采样序列中产生初始伺服通道参数；

定时基础产生器，对内插伺服通道信号的零交叉作出响应，工作于由所述时钟建立的速率，并可操作用于输出多个信号，所述多个信号包括用于产生内插伺服信号采样的定时信息；

伺服通道信号内插器，具有被耦合以从 ADC 接收信号采样序列的第一输入端和被耦合以从定时基础产生器接收定时信息用于产生内插伺服信号采样的第二输入端；

最优纵向位置 (LPOS) 检测器, 具有被耦合以接收来自伺服通道信号内插器的输出的第一输入端和被耦合以接收从定时基础产生器输出的所述多个信号中的至少一个的第二输入端, 所述 LPOS 检测器可操作用于检测和解码嵌入在伺服突发中的 LPOS 码元;

LPOS 检测监视器, 可操作用于给解码后的 LPOS 码元分配可靠性测量值; 及

通道参数估计器, 其初始对来自获得模块的初始伺服通道参数作出响应, 该通道参数估计器具有被耦合以接收来自 ADC 的信号采样序列的第一输入端和被耦合以接收从定时基础产生器输出的信号中的至少一个的第二输入端, 该通道参数估计器可操作用于从通道 ADC 输出的信号采样序列中产生磁带速度估计和 y-位置估计。

12. 根据权利要求 11 的伺服通道, 其中获得模块被配置为通过使用从通道 ADC 输出的信号采样, 识别在伺服通道信号中的正或负峰值的有效 4455 序列。

13. 根据权利要求 11 的伺服通道, 其中定时基础产生器还可操作用于在磁带加速和减速期间产生所述多个信号。

14. 根据权利要求 11 的伺服通道, 其中通道参数估计器还可操作用于通过使用从通道 ADC 输出的信号采样从伺服通道信号的零交叉中产生磁带速度估计。

15. 根据权利要求 14 的伺服通道, 其中通道参数估计器还可操作用于通过监视伺服通道信号中的双位的峰值的发生而产生磁带速度估计和 y-位置估计。

16. 根据权利要求 11 的伺服通道, 其中:

该伺服通道包括第一和第二并行伺服通道;

所述 LPOS 检测器还可操作用于同时在第一和第二并行伺服通道中检测和解码 LPOS 码元, 从而分别产生第一和第二 LPOS 码元; 及

所述 LPOS 检测监视器还可操作用于:

给第一 LPOS 码元分配第一可靠性测量值并给第二 LPOS

码元分配第二可靠性测量值；及

在第一和第二 LPOS 码元之间选择具有最高的分配的可靠性的 LPOS 码元。

17. 一种用于数据磁带驱动器的同步伺服通道，包括：

伺服读取器，被配置为从以磁带速度纵向运动通过伺服读取器的数据磁带读取伺服突发，该磁带还具有相对于伺服读取器的横向（y）位置和相对于磁带的末端的纵向位置（LPOS）；

可工作于固定频率的时钟；

模数转换器（ADC），可操作用于以由时钟提供的采样速率输出信号采样，并被耦合以从伺服读取器接收包括伺服突发的伺服通道信号，所述伺服突发包括嵌入其中的编码的 LPOS 码元；

工作于由所述时钟建立的速率的通道参数获得模块，包括：

被耦合以从 ADC 接收信号采样序列的第一输入端；

被耦合以从所述通道参数估计器接收至少一个控制信号的第二输入端；及

多个输出端，用于至少输出初始磁带速度估计和初始 y-位置估计；

定时基础产生器，初始至少对来自参数获得模块的初始磁带速度估计和初始 y-位置估计作出响应，该定时基础产生器包括控制单元并可操作用于输出多个控制信号和定时误差信号；

伺服通道信号内插器，工作于由所述时钟建立的速率，包括：

被耦合以从 ADC 接收信号采样序列的第一输入端；及

被耦合以从定时基础产生器接收定时信息用于产生内插伺服信号采样的第二输入端；

通道参数估计器，初始至少对来自参数获得模块的初始磁带速度估计和初始 y-位置估计作出响应，该参数估计器包括：

被耦合以从 ADC 接收信号采样序列的第一输入端；及

被耦合以接收从定时基础产生器输出的信号中的至少一个的第二输入端；及

从通道 ADC 输出的信号采样序列中提供磁带速度估计的第一输出端和从通道 ADC 输出的信号采样序列中提供 y-位置估计的第二输出端;

最优纵向位置 (LPOS) 检测器, 包括:

被耦合以接收来自伺服通道信号内插器的输出的第一输入端;

被耦合以接收从定时基础产生器输出的所述多个信号中的至少一个的第二输入端; 及

提供解码后的 LPOS 码元的输出端; 及

LPOS 检测监视器, 可操作用于给解码后的 LPOS 码元分配可靠性测量值。

18. 根据权利要求 17 的伺服通道, 其中参数获得模块被配置为通过使用从通道 ADC 输出的信号采样, 识别在伺服通道信号中的正或负峰值的有效 4455 序列。

19. 根据权利要求 17 的伺服通道, 其中通道参数估计器还可操作用于通过使用从通道 ADC 输出的信号采样从伺服信号的零交叉中产生磁带速度估计和 y-位置估计。

20. 根据权利要求 19 的伺服通道, 其中通道参数估计器还可操作用于通过监视伺服通道信号的双位的峰值的发生而产生磁带速度估计和 y-位置估计。

21. 一种可用于可编程计算机的计算机可读介质的计算机程序产品, 该计算机程序产品具有体现于其中的计算机可读代码, 用于在数据磁带驱动器中操作同步伺服通道, 在数据磁带驱动器中装载的磁带具有速度、相对于伺服元件的横向 (y) 位置和相对于磁带的末端的纵向位置 (LPOS), 该计算机可读代码包括用于执行根据权利要求 1-10 中的任一个的方法中的步骤的指令。

## 同步伺服通道及其操作方法

### 技术领域

本发明总体上涉及磁带存储系统中的伺服通道体系结构，尤其涉及同步伺服通道体系结构。

### 背景技术

基于定时的伺服（TBS）是 90 年代末专门为线性磁带驱动器开发的技术。在 TBS 系统中，记录的伺服图案由具有两种不同的方位角斜坡的过渡（transition）构成，头（head）位置从由读取该图案的窄头产生的相对脉冲定时中得出。TBS 图案还允许编码额外的纵向位置（LPOS）信息而不影响横向位置误差信号（PES）的产生。这一点通过从其标称图案位置位移过渡来获得，如图 1 所示。在磁带系统中通常有两种 LPOS 信息和 PES 可从其获得的专用伺服通道可用。用于线性磁带系统的基于定时的循轨伺服被线性磁带开放（LTO）联盟采用作为所谓 LTO 磁带驱动系统的标准。

通常，对 LPOS 信息的检测是基于对在伺服通道输出处的双位信号采样的峰值的位移的观察的。这种方法具有以下严重局限性：

a) 如果期望以每微米的采样数表示的、独立于磁带速度的恒定速率，A/D 转换器采样频率必须要随着磁带速度而变化。如果采用固定的采样频率，该速率取决于磁带速度。

b) 选择固定采样速率的结果是在 LPOS 检测器（峰值检测器）处每双位的采样数的响应可依赖于速度而变化。

c) 在加速和减速期间，即在速度向目标速度改变的阶段，不能进行可靠的 LPOS 检测。

d) 对于使用脉冲位置调制（PPM）技术产生的 LPOS 图案来说，峰值检测不是最优的检测方案。

e) 在伺服通道的输出处不可能监视信号的时间演变，因为没有时间基准。

f) 不可能有对 LPOS 检测处理的可靠性的度量。

为了使用图 2 所示的现有技术的 LPOS 异步体系结构在高速下支持足够的分辨率，需要更高 ADC 采样速率。例如，如果最高目标速度是  $v=12.5\text{m/s}$ ，则在假设 ADC 采样速率为  $15\text{MHz}$  的情况下获得  $0.83\mu\text{m}$  的分辨率。很明显，当想要分辨  $\pm 0.25\mu\text{m}$  的 LPOS 脉冲位置调制时，这样的分辨率是不够的。特别是，要想使用异步方法获得  $0.05\mu\text{m}$  的分辨率，需要  $250\text{MHz}$  的采样速率。

### 发明内容

本发明提供了一种完全同步的伺服通道，这种提供包括：初始获得同步伺服通道参数；产生信号内插的定时基础；产生磁带速度估计和  $y$ -位置估计；最优地检测嵌入到伺服突发中的纵向位置（LPOS）码元。

同步伺服通道参数的初始获得可以不依赖于磁带速度的任何以前已知的测量值在广泛范围的磁带速度下盲进行。另外，该初始获得是从 ADC 的输出中产生的，无需参考驱动马达电流。

信号内插的定时基础的产生可以在广泛范围的磁带速度下通过从不均匀间隔开的伺服突发获得中提取定时信息执行，甚至可以在磁带加速和减速的期间执行。

磁带速度估计和  $y$ -位置估计的产生也从 ADC 的输出中获得，从而避免在估计的产生和定时恢复过程之间产生联系。这些估计优选地从由伺服读取器提供的伺服通道信号的零交叉中获得，而不是使用受到了噪声增加不利影响的峰值检测获得。伺服通道信号的零交叉是通过观察 ADC 输出信号采样序列确定的。

纵向位置（LPOS）码元的最优检测也不依赖于峰值检测。另外，可靠性测量值或值可以分配给检测输出。当磁带驱动器包括两个并行伺服通道且可靠性值被分配给每一个并行伺服通道检测的 LPOS 码元



时，可比较所述两个值，并可选择具有表示最可靠检测的值的码元。

#### 附图说明

图 1 示出了具有嵌入的 LPOS 信息的伺服突发的 LTO 规范。

图 2 示出了现有技术 LPOS 异步检测体系结构的框图。

图 3 示出了本发明 LPOS 异步体系结构的框图。

图 4 示出了可实现本发明的异步伺服通道的框图。

图 5 示出了描述初始获得处理的流程图。

图 6 是用于磁带速度和 y-位置估计的计算的峰值到达时间之间的间隔的曲线图。

图 7 是正确获得的概率的曲线图。

图 8 是错误获得的概率的曲线图。

图 9 是速度误差的标称标准偏离相对于在伺服通道输出处的信噪比的曲线图。

图 10 是平均获得时间相对于在伺服通道输出处的信噪比的曲线图。

图 11A 是双位脉冲的自动校正的曲线图。

图 11B 是自相关函数的偏导数的曲线图。

图 12 示出了定时基础产生系统的操作的框图。

图 13 示出了定时基础产生系统的更加详细的框图。

图 14 示出了定时基础产生系统的线性等价模型。

图 15 示出了定时基础产生系统的简化模型。

图 16A 和 16B 分别示出了对于  $v = 0.5\text{m/s}$  和对于  $v = 12.5\text{m/s}$ , 内插信号采样和定时相位会聚的曲线图。

图 17 是描述了异步监视功能的操作的流程图。

图 18 是示出了观察窗口的产生的时序图。

图 19 是异步监视功能的框图。

图 20A 和 20B 分别示出了对于  $v=6\text{m/s}$  和对于  $v=12\text{m/s}$ , y-位置估计的均值和标准偏离的曲线图。

图 21A 和 21B 分别示出了对于  $v=6\text{m/s}$  和  $v=12\text{m/s}$  的磁带速度估计的标准偏离的曲线图。

图 22A 和 22B 分别是基于峰值检测的用于 LPOS 码元的大多数 (majority) 解码规则的示意图和表。

图 23 示出了最优 LPOS 检测系统的框图。

图 24A 和 24B 分别是用于 A、B 突发中的第二和第四双位中的度量计算的匹配滤波波形的曲线图。

图 25 示出了简化的 LPOS 码元检测系统的框图。

图 26A 和 26B 分别是在磁带加速期间估计的速度和计算的度量值的曲线图。

图 27 示出了用于 SDR 和码元判决 (decision) 可靠性估计的产生的系统的框图。

图 28 示出了用于在由并行伺服通道检测到的两个 LPOS 码元之间选择具有最高可靠性测量值的 LPOS 码元的系统的框图。

## 具体实施方式

### 同步伺服通道体系结构

利用本发明的体系结构, 动态内插器允许在检测器输出处的任何采样速率, 只有一个局限性, 这是由于可能的混叠效应。例如, 在磁过渡之间的距离为  $L_p=2.1\mu\text{m}$  的情况下, 没有与  $15\text{MHz}$  固定 ADC 时钟的混叠效应而实现的最大速度是  $v_{\text{max}}=2.1 \times (15/2) = 15.75\text{m/s}$ 。在这种情况下, 在用于实现  $0.05\mu\text{m}$  的分辨率的突发内插之后的等价采样频率等于  $315\text{MHz}$ 。注意, 这是在异步体系结构中需要的固定的采样频率。

图 3 示出了本发明的同步 LPOS 检测体系结构 400 的基本构建块。因为每单位长度的采样数是固定并独立于突发内插之后的速度的, 可以使用匹配的滤波方法来进行在存在噪声的情况下的 PPM 的最优检测。匹配的滤波器将具有固定的每单位长度的采样数。另外, 位置误差和速度估计可以通过测量基于定时的伺服突发的各个双位的零交

叉之间的距离获得。可靠的位置误差产生、速度估计和 LPOS 检测是在斜坡向上 (ramp-up)、斜坡向下 (ramp-down) 期间对于多至最大速度的任何恒定磁带速度执行的, 该最大速度由下式给出作为第一估计

$$v_{\max} = L_p \times (f_s / 2) , \quad (1)$$

其中  $L_p$  是磁过渡之间的最小距离, 以  $\mu\text{m}$  表示, 且  $f_s$  是 ADC 的固定采样速率, 以 MHz 表示。也可以支持对信噪比加上失真率的监视以便进行伺服通道选择。

图 4 示出了同步伺服通道 400 的更详细的框图。同步伺服通道参数的初始获得由获得电路 402 执行。磁带速度和 y-位置估计及伺服通道操作的监视由参数估计块 404 提供。必须产生内插信号采样从而这些内插信号采样可以以独立于磁带速度的预定固定速率获得的时刻由定时基础产生块 1300 确定。最后, LPOS 码元判决由最优 LPOS 检测块 2300 给出。

#### 同步伺服通道参数的初始获得

同步伺服通道设计的一个主要挑战是对用于定时基础底层信号内插的产生的初始时刻和标称步内插间隔的确定。以微秒表示的作为磁带通过以微米表示的标称步内插距离  $x_i$  的标称步内插间隔  $T_i$  由下式给出:

$$T_i = \frac{x_i}{v} , \quad (2)$$

其中  $v$  表示以 m/s 表示的磁带速度。另外, 对于基于匹配滤波的最优 LPOS 码元检测来说, 还需要知道伺服读取器的横向 (y) 位置。因此, 作为初始获得处理的结果, 除了需要获得初始时刻和标称步内插间隔之外, 还需要获得磁带速度和 y-位置的可靠估计。

初始获得应当使用模数转换器 (ADC) 输出信号采样的序列而一点也不需要事先知道磁带速度或 y-位置执行。因此, 重要的是设计一种完成广泛范围 (一般对于 LTO 驱动系统来说在从 0.5m/s 到 12.5m/s 的范围内) 的磁带速度的通道参数的可靠初始获得的方法。因为 ADC

的采样频率固定且通常在从 15MHz 到 24MHz 的范围内，在低磁带速度的情况下将获得每双位若干采样的伺服突发，而在高磁带速度的情况下将仅仅每双位几个采样的伺服突发将被给予获得电路。由于在初始获得的开始无法得到定时信息，获得方法将依赖于对伺服突发的双位的峰值的观察。通常，如果通道输出信号采样的绝对值超出给定阈值的话，检测到伺服突发的双位的正或负的峰值。因此，在低速度的情况下，获得方法必须在即使来自一个双位的几个连续信号采样超出阈值的情况下，也能够检测到唯一峰值。在高速度的情况下，其必须要应付来自双位的正或负的峰值的信号采样都没有超过阈值的事件。注意，伺服帧由 C、D、A、B 伺服突发的序列识别，如图 1 所示。

本发明还提供了基于伺服帧中的【4 4 5 5】突发的有效序列的识别的同步伺服通道参数的初始获得。这是通过伺服突发中的双位的正和负的峰值之间的时间间隔的粗略估计实现的。

描述用于初始获得的方法的流程图如图 5 所示。在获得处理的开始，初始化以下变量和数组（步骤 500）：

- a)  $acqFlag=0$ ，获得标记指示出同步伺服通道处于获得模式；
- b)  $k=0$ ，在每个采样时刻计数器加 1；
- c)  $n=0$ ，在每次信号采样的绝对值超出了由  $thres$  表示的给定阈值时，给索引加 1；
- d)  $N_p=0$ ，在伺服突发内检测到的双位峰值（正和负）的数目；
- e)  $T_p=T_{p,max}$ ，双位的所述两个峰值之间的时间间隔的粗略估计；选择初始值  $T_{p,max}$ ，使得对于给定范围内的所有磁带速度，双位峰值之间的时间间隔小于  $T_{p,max}$ ；
- f)  $T=[]$ ，其元素由峰值到达时间给出的向量；
- g)  $p=[]$ ，其元素由伺服突发中检测出的峰值的数目给出的向量。

在每一采样时刻，计数器加 1（步骤 502），并将其与给定  $maxCnt$  值比较（步骤 504）：如果计数器超过  $maxCnt$ ，则超时期间届满（步骤 506），获得处理重新开始。否则，在时间  $k$  的信号采样的绝对值，由  $|r_k|$  表示，与给定阈值进行比较（步骤 508）。如果  $|r_k|$  超过了阈值，

则很有可能获得了对应于双位的峰值（正或负）的信号采样。在索引  $n$  加 1 的情况下，第  $n$  个峰值到达时间和信号采样被存储为  $t_n=kT$  和  $r_n=r_k$ （步骤 510），其中  $T$  表示固定采样间隔。如上所述，必须要确定绝对值超过阈值的信号采样是属于已经检测到的峰值还是新的峰值。出于该目的， $r_n$  的符号与绝对值超过阈值的上一个采样的符号（由  $\text{sgn}(r_{n-1})$  给出）进行比较（步骤 512）。

如果  $\text{sgn}(r_n) = \text{sgn}(r_{n-1})$ ，则很可能两个采样属于不同的峰值。这两个采样之间的时间间隔  $t_n-t_{n-1}$  与双位的峰值之间的时间间隔的当前估计进行比较（步骤 514）。如果  $T_p > t_n-t_{n-1}$ ，则更新该估计，且该估计被给出新值  $T_p = t_n-t_{n-1}$ （步骤 516）。注意，获得处理的过程中， $T_p$  向给出双位的峰值之间的时间间隔的期望估计的值单调递减。由于  $t_n$  是新的峰值的达到时间，其值被附加到向量  $\tau$ ，峰值计数器  $N_p$  加 1（步骤 518）。此时需要确定新的峰值属于当前考虑的伺服突发的双位还是新的突发的双位。为此，将时间差  $t_n-t_{n-1}$  与值  $mT_p$  进行比较（步骤 520），其中  $m$  是常量，该常量被选择，以使得在假设  $T_p$  等于双位的峰值之间的标称间隔的情况下，对于所有磁带速度和伺服读取器的所有横向位置来说，在同一突发中的连续双位的峰值之间的时间间隔小于  $mT_p$ ，而在不同突发中的连续双位的峰值之间的时间间隔大于  $mT_p$ 。如果  $t_n-t_{n-1} > mT_p$ ，则检测到新的突发，在前一个突发中检测到的峰值的数目值  $N_p-1$  被附加到向量  $p$ ，且用于当前突发的峰值计数器  $N_p$  被初始化为 1（步骤 522）。现在继续到检验向量  $p$  的后 4 个元素是否相应于伺服帧的伺服突发中的峰值数目的期望序列，其是【8 8 10 10】（步骤 524）。如果是这样，识别出相应于伺服突发的序列【C D A B】（见图 1）的【4 4 5 5】突发的序列，并且可以计算出用于开始同步伺服通道操作的初始化参数（步骤 526）。否则，获得处理继续到下一个采样间隔（步骤 502）。

如果  $\text{sgn}(r_n) = \text{sgn}(r_{n-1})$ ，必须考虑两种情况，如果  $T_p > t_n-t_{n-1}$ （步骤 528），很可能两个采样属于同一峰值，不采取更新向量  $\tau$  和  $p$  以及  $N_p$  的动作，获得处理继续到下一采样间隔（步骤 502）。如果  $T_p < t_n-t_{n-1}$ ，

很可能两个采样从同一极性的、属于连续双位的峰值获得，这意味着发生了漏掉了峰值检测的事件。在这种情况下，两个峰值到达时间值（由  $t_n'$  和  $t_n$  表示）被附加到向量  $\tau$ ，峰值计数器  $N_p$  加 2（步骤 530）。漏掉的峰值的到达时间  $t_n'$  的估计从漏掉的峰值的极性、在双位的峰值之间的时间间隔的估计  $T_p$  和磁带的运动方向的知识中获得。对于正向磁带运动，在伺服通道的输出端，首先获得具有正极性的双位峰值，而对于反向磁带运动，首先获得具有负极性的峰值。因此，如果磁带正沿正向方向运动且漏掉的峰值的极性为负，或者如果磁带正沿反向方向运动且漏掉的峰值的极性为正，则漏掉的峰值到达时间被估计为  $t_n' = t_{n-1} + T_p$ ，否则其被估计为  $t_n' = t_{n-1} - T_p$ 。如上所述，此时必须确定新的峰值属于当前考虑的伺服突发的双位还是新突发的双位（步骤 532）。如果  $t_n' - t_{n-1} > mT_p$ ，则检测到新的突发，且又需要考虑磁带运动的方向来确定下面的步骤（步骤 534）。假定磁带运动的正向方向。类似的过程可以适用于反向方向的情况。如果检测到的峰值具有正极性，则这很有可能对应着新突发的第一峰值。然后，值  $N_p - 1$  被附加到向量  $p$ ，且用于当前突发的峰值计数  $N_p$  被初始化为 1（步骤 536）。然后为了序列【8 8 10 10】检查向量  $p$  的后四个元素（步骤 538）。另一方面，如果检测到的峰值具有负极性，则很有可能新突发的第一峰值被漏掉了。然后，值  $N_p - 2$  被附加到向量  $p$ ，且用于当前突发的峰值计数  $N_p$  被初始化为 2（步骤 540）。注意，在该情况下，不为了序列【8 8 10 10】检查向量  $p$  的后四个元素，因为假设在检测到“C 突发”的第一双位的第一峰值（见图 1）时发生从“获得”模式向“跟踪模式”的过渡，以减少获得系统的实现复杂度。

一旦在向量  $p$  的后四个元件中检测到序列【8 8 10 10】，计算开始同步通道操作所需的各种参数，且将变量  $acqFlag$  被设置为 1（步骤 526），以指示获得处理的成功结束。在假设考虑 C、D 和 A 的峰值到达时间以便计算磁带速度和  $y$ -位置估计的情况下，如图 6 所示，期望的估计分别由下式给出：

$$y_{est,0} = -\frac{\ell}{2 \tan\left(\frac{\pi}{30}\right)} \left( \frac{A1+A2+A3+A4}{B1+B2+B3+B4} - \frac{50}{\ell} \right), \quad (3)$$

及

$$v_{est,0} = \frac{4\ell f_s}{B1+B2+B3+B4}, \quad (4)$$

(步骤 526)，其中对于正向磁带运动， $\ell = 100\mu\text{m}$ ，对于反向磁带运动， $\ell = 95\mu\text{m}$ 。当获得处理结束后，同步伺服通道操作开始于初始时刻  $t_{i,0} = t_n$ ，标称步内插间隔被设置到  $T_{i,0} = X_i / v_{est,0}$ ，以便产生定时基础底层信号内插（步骤 526）。该获得处理还提供由下式给出的参数：

$$IntpStep0 = \left\lfloor \frac{T_p v_{est,0}}{2x_i} \right\rfloor, \quad (5)$$

其中  $\lfloor z \rfloor$  表示小于或等于  $z$  的最大整数。该参数指示以  $x_i$  的倍数表示的内插步的估计数，其将当前采样与对应于 C 突发中的第一双位的零交叉的采样分开，对应于 C 突发中的第一双位的零交叉的采样将用于定时恢复环路的第一定时调整。

在获得电路 402 的实现中，向量  $\tau$  和  $p$  分别实现为长度 36 和 4 的延迟线。还要注意，用于计算估计的电路所引入的等待时间应小于伺服突发之间的时间间隙。另外，为了获得可靠的磁带速度和  $y$ -位置估计，需要以高的精确度实现用于执行正数之间的划分的电路。上述需要通过应用 Newton - Raphson 的算法来通过迭代近似计算除数的倒数，并然后通过将被除数和除数的倒数相乘获得期望的商而得到了满足。例如，在算法的三次迭代之后，除法计算中的相对误差小于 0.4%，其在四次迭代之后小于  $1.6 \times 10^{-5}$ 。

通过仿真对上述获得方法的执行进行了研究。在假定 Lorentzian 模型的情况下，对一次过渡的磁带记录通道响应由下式表示：

$$\Theta(r, v) = \frac{e}{\pi} \frac{1}{1 + \left( \frac{2vt}{PW50} \right)^2}, \quad (6)$$

其中参数  $PW50/2$  表示以微米表示的、在以速度  $v$  运动的磁带上的点之间的距离，这些点在平行于伺服带中心线的线上，且在在这些点伺服读取器分别产生对一个过渡的通道响应的最大值和该最大值的一半。

因此，双位信号脉冲由下式给出：

$$g(t;v) = \Theta(t;v) - \Theta(t - T_{\Theta};v), \quad (7)$$

其中  $T_{\Theta} = L_p/v \mu\text{s}$ ,  $L_p$  表示磁过渡之间的距离。回想前面所讲述过的，在伺服帧内的双位如图 1 所示产生的情况下， $L_p = 2.1\mu\text{m}$ 。

对于磁带速度和用于峰值检测的给定阈值的各种值来说，正确获得和错误获得的概率分别在图 7 和 8 中示出为在伺服通道输出端的信噪比 (SNR) 的函数。如果关于初始  $y$ -位置估计的误差的绝对值小于  $2.5\mu\text{m}$ ，则宣告正确获得，否则宣告错误获得。在假定  $PW50/2.1\mu\text{m}=0.4$  以便用于产生伺服突发、加性白高斯噪声、等于  $15\text{MHz}$  的采样频率、恒定磁带速度和等于 0 的  $y$ -位置的 Lorentzian 通道的情况下，每个概率值由获得处理的 500 次实现获得。在正确获得的情况下当标称因子由磁带速度给定时的关于初始磁带速度估计的误差的标称标准偏离和在正确获得的情况下的平均获得时间在图 9 和 10 中对于各种磁带速度值分别示出。对于从  $0.5\text{m/s}$  到  $12.5\text{m/s}$  范围内的磁带速度值绘出了两者的四条曲线。

#### 用于信号内插的定时基础的产生

伺服通道的同步操作需要用于信号内插的定时基础的产生，使得内插的信号采样以每微米  $1/x_i$  个采样的预定固定速率获得，其中  $x_i$  表示独立于磁带速度的标称步内插距离。例如，如果  $x_i = 0.05\mu\text{m}$ ，则速率  $1/x_i$  等于每秒 20 个采样。用于定时基础的产生的自然基准由伺服突发提供，伺服突发周期性地在伺服通道输出端出现，如图 1 所示。因此，在伺服通过输出端的信号可以被当成导频信号，从导频信号中可以提取定时信息。但是，从伺服通道信号中提取定时信息不是简单直接的，因为 A、B、C、D 伺服突发不是等间隔的。另外，在伺服突发之间的间隔取决于伺服读取器的  $y$ -位置、伺服帧的重复周期，而伺服突发内的连续双位之间的时间间隔取决于磁带速度。另外，需要考虑到用于编码 A 和 B 突发中的 LPOS 信息的脉冲位置调制的存在。对于正向方向的磁带运动，伺服通道信号由下式给出：



$$r(t) = s(t; \tau, y, v, b) + w(t) = \sum_{k=0}^{K_F-1} \{q_0(t - kT_F - \tau; y, v) + q_1(t - kT_F - \tau; y, v) + q_2(t - kT_F - \tau; y, v, b_k) + q_3(t - kT_F - \tau; y, v, b_k)\} + w(t), \quad (8)$$

其中  $\tau$  表示要恢复的定时相位，向量  $b$  表示属于二进制字符表  $\{0, 1\}$  中的 LPOS 码元序列， $w(t)$  是频谱密度为  $N_0$  的加性白高速噪声， $K_F$  是伺服通道信号中的伺服帧的数目， $q_i(\bullet)$ ,  $i=0, \dots, 3$  分别表示 C、D、A、B 伺服突发。定义  $a_k = 2b_k - 1, a_k \in \{-1, +1\}$ ，伺服突发可以如下表示：

$$\begin{aligned} q_0(t; y, v) &= \sum_{i=0}^3 g\left(t - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d; v\right), \\ q_1(t; y, v) &= \sum_{i=0}^3 g\left(t + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{4}; v\right), \\ q_2(t; y, v, b_k) &= \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g\left(t - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{2}; v\right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 g\left(t - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)a_k)T_d - \frac{T_F}{2}; v\right), \\ q_3(t; y, v, b_k) &= \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g\left(t + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{3T_F}{4}; v\right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 g\left(t + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)a_k)T_d - \frac{3T_F}{4}; v\right), \end{aligned} \quad (9)$$

其中  $T_F = L_F/v \mu\text{s}$ ,  $T_d = L_d/v \mu\text{s}$ ,  $\xi = 0.05$ , 且  $g(t; v)$  表示双位信号脉冲，其取决于磁带速度  $v$ ，如在 (7) 中所定义的。回顾前面讲述的， $L_F = 200 \mu\text{m}$  且  $L_d = 5 \mu\text{m}$ ，如图 1 所示的。对于反向方向的磁带运动，在 A 和 B 突发的定义中乘以项  $T_F$  的系数分别被选择为  $95/200$  和  $145/200$  而不是  $1/2$  和  $3/4$  的情况下，信号  $r(t)$  可以以与 (8) 相似的方式表示。

为了确定定时相位的估计，传统定时恢复方法将依赖于首先确定似然性函数，然后将其在不需要的随机变量上进行平均，最后找到最大化结果函数的定时相位的值。观察 (8) 和 (9)，发现似然性函数取决于定义相位、伺服读取器的  $y$ -位置、磁带速度和 LPOS 二进制码元的序列。然后，似然性函数可以表示成：

$$\begin{aligned}
L_{\tau,y,v,a}(\varepsilon, \eta, \nu, \beta) &= \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^{K_F T_F} r(t) s(t; \varepsilon, \eta, \nu, \beta) dt \right\} = \quad (10) \\
&\exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{K_F-1} \int_0^{K_F T_F} r(t) \left[ \sum_{i=0}^3 g \left( t - kT_F - \varepsilon - \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} - iT_d; \nu \right) + \sum_{i=0}^3 g \left( t - kT_F - \varepsilon + \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{4}; \nu \right) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g \left( t - kT_F - \varepsilon - \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{2}; \nu \right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 g \left( t - kT_F - \varepsilon - \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)\alpha_k) T_d - \frac{T_F}{2}; \nu \right) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g \left( t - kT_F - \varepsilon + \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{3T_F}{4}; \nu \right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 g \left( t - kT_F - \varepsilon + \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)\alpha_k) T_d - \frac{3T_F}{4}; \nu \right) \right] dt \right\}.
\end{aligned}$$

引入脉冲响应为  $g_M(t; \nu) = g(-t; \nu)$  的匹配滤波器，并定义卷积积分  $h(t; \nu) = r * g_M(t; \nu)$ ，似然性函数的表达式成为

$$\begin{aligned}
L_{\tau,y,v,a}(\varepsilon, \eta, \nu, \beta) &= \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{K_F-1} \left[ \sum_{i=0}^3 h \left( kT_F + \varepsilon + \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} + iT_d; \nu \right) + \sum_{i=0}^3 h \left( kT_F + \varepsilon - \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} + iT_d + \frac{T_F}{4}; \nu \right) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h \left( kT_F + \varepsilon + \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} + iT_d + \frac{T_F}{2}; \nu \right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 h \left( kT_F + \varepsilon + \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} + (i + \xi(i-2)\alpha_k) T_d + \frac{T_F}{2}; \nu \right) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h \left( kT_F + \varepsilon - \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} + iT_d + \frac{3T_F}{4}; \nu \right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 h \left( kT_F + \varepsilon - \frac{\eta}{\nu \tan(\pi/30)} + (i + \xi(i-2)\alpha_k) T_d + \frac{3T_F}{4}; \nu \right) \right] \right\}. \quad (11)
\end{aligned}$$

在假设  $y$ -位置和磁带速度的联合概率分布及 LPOS 码元的先验分布是已知的情况下，定时相位的最大似然性 (ML) 估计则由下式给出：

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\varepsilon} \iint \left[ \sum_{\alpha} L_{\tau,y,v,a}(\varepsilon, \eta, \nu, \beta) P[b = \beta] \right] p_{y,v}(\eta, \nu) d\eta d\nu. \quad (12)$$

但是用于获得定时相位的估计的传统 ML 估计方法的应用防止了以下的严重困难：

a) 上述公式中的 ML 估计方法不能很好地适用于直接实现，甚至不能很好地适用于每个伺服帧计算一次误差项的定时恢复反馈环路形式的实现，因为计算复杂度太大。

b) 找到似然性函数的最大值需要首先计算卷积积分对  $\tau$  的偏导数；该运算可以在数字域进行，但其通常导致较大的实现复杂度和不可忽视的噪声增加。

c) 似然性函数所依赖于的随机变量可以呈现出时变概率分布; 例如, 在斜坡向上和斜坡向下期间经历的磁带速度的变化可以引起磁带速度和定时相位在若干伺服帧中的联合概率分布的严重变化。

本发明还提供了依赖于定时恢复环路的用于同步伺服通道操作的定时基础的产生, 在定时恢复环路中, 通过观察内插伺服通道信号的零交叉来确定定时调整。在假设  $y$ -位置和磁带速度的可靠估计  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$  被有效计算 (这将在下一段示出), 并且观察到在似然性函数 (11) 的指数处的和中只有 4 项取决于 LPOS 码元  $a_k$  的情况下, 对于每一个  $k$ , 定时相位的估计可以被如下地近似:

$$\hat{\tau} \approx \arg \max_{\epsilon} \tilde{L}_{\tau, y, v}(\epsilon, \hat{y}, \hat{v}), \quad (13)$$

其中:

$$\tilde{L}_{\tau, y, v}(\epsilon, \hat{y}, \hat{v}) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{K_F-1} \left[ \sum_{i=0}^3 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon + \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d; v \right) + \sum_{i=0}^3 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon - \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d + \frac{\hat{T}_F}{4}; v \right) + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon + \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d + \frac{\hat{T}_F}{2}; v \right) + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon - \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d + \frac{3\hat{T}_F}{4}; v \right) \right] \right\}. \quad (14)$$

在上述公式中, 似然性函数对 LPOS 码元序列的依赖型以及对  $y$ -位置和磁带速度的平均被去除了。但是, 为了找到似然性函数的最大值, 仍需要计算对定时相位的偏导数。引入指示  $y$ -位置和磁带速度估计的符号  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$  来取代 (3) 和 (4) 中定义的  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$ , 因为使用低通滤波来产生  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$ , 而  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  指即时估计。

注意, 对于中等到大的信噪比的值来说, 对于时移  $T_s$  的适当选择,  $h(\tau; v)$  的每个峰值由双位脉冲的自相关函数  $C_g(\tau - T_s; v) = g * g_M(\tau - T_s; v)$  的峰值近似确定。还要注意, 由于  $g(\tau; v)$  是具有奇对称性的函数, 自相关  $C_g(\tau; v)$  是具有偶对称性的函数。因此, 对于定时相位相对于最优值的小的偏差,  $h(\tau; v)$  对定时相位的偏导数及由此而来的似然性函数  $\tilde{L}_{\tau, y, v}(\epsilon, \hat{y}, \hat{v})$  的偏导数呈现出奇对称性。这意味着在双位脉冲被当作定时相位相对于最优值的偏离的函数的情况下, 如图 11A 和图 11B 所示,  $h(\tau; v)$  偏导数的行为与变量的小值的双位脉冲的行为类似。

在进一步观察到  $h(\tau;v)$  的峰值被与伺服通道信号的零交叉（其出现在伺服突发的双位脉冲的峰值之间）相对应地获得的情况下，有可能得出结论：由 ML 方法提供的定时信息近似等于通过直接与零交叉相对应地采样伺服通道信号而获得的定时信息。因此，在假设  $\hat{\tau}$  表示定时相位的可靠估计，即  $\hat{\tau} \approx \tau$  的情况下，期望的定时信息可表示为

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \tilde{L}_{\tau,y,v}(\hat{\tau} + \varepsilon, \hat{y}, \hat{v}) \Big|_{\hat{\tau} \approx \tau, \varepsilon \approx 0, \hat{y} \approx y, \hat{v} \approx v} &\approx \Gamma \sum_{k=0}^{K_F-1} \left[ \sum_{i=0}^3 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) + \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + k(T_F - \hat{T}_F) \right) v \right] + \\ &\sum_{i=0}^3 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) - \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + (k+1/4)(T_F - \hat{T}_F) \right) v + \\ &\sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) + \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + (k+1/2)(T_F - \hat{T}_F) \right) v + \\ &\left. \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) - \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + (k+3/4)(T_F - \hat{T}_F) \right) v + \tilde{w}_k \right], \end{aligned} \quad (15)$$

其中  $\Gamma$  表示增益因子，而  $\tilde{w}_k$  表示加性白高斯噪声 (AWGN) 采样。注意，完全避免了由于计算偏导数引起的噪声增加。在模数转换之前执行的抗混叠滤波操作在这种情况下近似等价于用于产生信号  $r(t)$  的足够统计值的最优滤波。

在误差反馈配置中依赖于内插伺服通道信号的零交叉来确定定时误差的定时基础产生系统 1300 可以这样如图 12 所示地设计。注意，相应于定时误差 (15) 的表达式中的和的平均运算由环路滤波器 1302 执行，假设环路滤波器 1302 为比例积分器型的。因此，在假设可靠的  $y$ -位置和磁带速度估计及可忽略的误差的情况下，输入到环路滤波器的定时误差估计  $e(t_{n_i})$  由下式给出：

$$e(t_{n_i}) = s(t_{n_i}; \tau, y, v, a) + w(t_{n_i}) \approx g(\varepsilon_{n_i}; v) + w_{n_i}, \quad (16)$$

其中  $t_{n_i}$  表示由时间基础产生系统提供用于在被考虑用于定时恢复的伺服通道信号的零交叉附近的信号内插的时刻， $\varepsilon_{n_i}$  表示  $t_{n_i}$  相对于零交叉的时间的偏离，且  $w_{n_i}$  是 AWGN 采样。

定时基础产生系统 1300 的框图在图 13 中示出。序列  $\{t_{n_i}\}$  指示将要确定信号采样  $\{r(t_{n_i})\}$  从而信号采样  $\{r(t_{n_i})\}$  以独立于磁带速度的每微

秒  $1/x_i$  个采样的期望固定速率获得的时刻。显然，标称步内插间隔  $T_i$  和 ADC 采样间隔  $T$  通常不相称。因此，在内插时刻  $\{t_n\}$  用线性内插来获得信号采样，内插时刻  $\{t_n\}$  由下式递归获得：

$$t_{n+1} = t_n + T_{i,n}, \quad (17)$$

其中  $T_{i,n}$  表示标称步内插间隔的估计，如 (2) 所示。步内插间隔估计由下式给出：

$$T_{i,n} = \tilde{T}_{i,n_z} + \Delta t_{n_z}, \quad (18)$$

其中  $\tilde{T}_{i,n_z} = x_i / \hat{v}$  是直接由磁带速度估计中得出的步内插间隔估计， $\Delta t_{n_z}$  是在环路滤波输出端获得的校正项， $n_z$  是小于或等于  $n$  的最大时间索引，在该时间定时误差估计已输入到环路滤波器。在内插时间计算单元中，第  $n$  个内插时刻被表示为：

$$t_n = T \frac{t'_n}{T} = T \left( \left\lfloor \frac{t'_n}{T} \right\rfloor + \mu_n \right) = T(k_n + \mu_n), \quad (19)$$

其中  $k_n$  和  $\mu_n$  分别表示作为采样间隔  $T$  的倍数的第  $n$  个内插时刻的整数部分和分数部分。线性内插这样就给出了由下式给出的内插信号采样：

$$r(t_n) = r_{k_n} + \mu_n (r_{k_n+1} - r_{k_n}). \quad (20)$$

定时基础产生系统 1300 的目标是提供内插信号采样，所述内插信号采样与位于平行于伺服带中心线的线上的、由步内插距离  $x_i$  等距离隔开的磁带上的点相应地再生由伺服读取器产生的信号。但是，通常， $y$ -位置和磁带速度的值使得内插信号采样不正好对应于伺服通道信号的零。换句话说，定时误差估计  $e(t_n)$  由内插信号采样给出，该内插信号采样在作为步内插距离  $x_i$  的倍数、并靠近如定时基础产生系统估计出的零交叉的位置计算出。因此，步内插距离  $x_i$  确定关于定时误差估计的标准偏差的下边界。在假设零交叉位置是在所述步内插间隔内均匀分布的随机变量的情况下，关于定时误差估计的标准偏差的下边界等于  $x_i / (\sqrt{12} v)$ 。例如，如果  $x_i = 0.05 \mu\text{m}$ ，关于零交叉位置误差估计的标准偏差的下边界为 14.4nm。注意，在原理上，通过减小步内插距离  $x_i$  的大小，可以使该下边界任意地小。在实践中，只要项  $x_i / (\sqrt{12} v)$  小于

AWGN 到零交叉位置误差估计的标准偏差的分布就够了。

如前所述，伺服通道信号的零交叉不是等距离隔开的。尤其是，在贡献定时信息的零交叉之间的时间间隔取决于伺服读取器的  $y$ -位置 和磁带速度。另外还要记得，用于编码 LPOS 位的 A 和 B 突发中的双位的零交叉不被考虑用于提取定时信息。如图 13 所示，选择内插信号 采样用于提取定时信息是由叫作“控制单元”1304 的有限状态机结合 内插“计数器”1306 完成的。每次当计算新的内插信号采样时，“计数 器”1306 将输入到“控制单元”1304 的变量 IntpCnt 加 1。在假设由“内 插时间计算”单元 410 使用的步内插间隔  $T_i$  的估计可靠、且关于伺服 帧的开始（即伺服帧中的 C 突发的第一双位的第一零交叉的时间）的 信息可得到的情况下，知道  $y$ -位置的可靠估计对于“控制单元”1304 确 定必须选择哪些内插信号采样用于定时信息的提取就足够了。“控制单 元”1304 输出以下变量：

a) burstFlag, 按照规则 0 ->C 突发, 1 ->D 突发, 2 ->A 突发, 3 ->B 突发来识别当前伺服突发的变量；

b) dibitFlag, 识别伺服突发内的当前双位的变量；

c) newTimErr, 被断言(assert)将新的定时误差估计输入到环路 滤波器中的变量；

d) IntpCntReset, 被断言复位内插“计数器”1306 的变量。

在伺服帧的结束处，即在 B 突发的最后一个双位的零交叉处，变 量 IntpCntReset 被断言复位“计数器”1306，变量 burstFlag 被设置成 0 以指示 C 突发的发生，且变量 dibitFlag 也被设置成 0 以指示 C 突 发的第一双位的发生。将 B 突发的最后一个双位的零交叉与 C 突发的 第一双位分开的内插步的数目的估计由以下变量给出：

$$IntpCntNum = \left\lfloor \frac{D_{BC,0} + 2 \tan(\pi/30) \hat{y}}{x_i} \right\rfloor, \quad (21)$$

其中， $D_{BC,0}$  表示对于  $y=0$ ，B 突发的最后一个双位和 C 突发的第一双 位之间的距离，其对于正向和反向方向的磁带运动来说，分别是  $30\mu\text{m}$  和  $35\mu\text{m}$ 。变量 newTimErr 当“计数器”1306 指示 IntpCntNum 个内插 步已经结束时被断言，相应的内插信号采样作为新的定时误差估计输

入到定时恢复环路滤波器 1302, 且变量 `dibitFlag` 被设置为 1 以指示 C 突发的第二双位即将发生。然后, “控制单元”1304 的操作进行到计算将当前零交叉与下一零交叉分开的内插步的数目。每次达到新的零交叉时, 变量 `newTimErr` 被断言, 且变量 `dibitFlag` 加 1。如果零交叉是伺服突发的最后一个零交叉, 则变量 `burstFlag` 加 1, 而变量 `dibitFlag` 被设置为 0。注意, 指示估计的在零交叉之间的内插步的数目的变量 `IntpCntNum` 在下一零交叉属于同一伺服突发的情况下由  $\lfloor L_d/x_i \rfloor$  给出, 在下一零交叉属于不同的伺服突发的情况下由类似于 (21) 的表达式给出, 其中使用对于  $y=0$  来说的当前突发的最后一个双位和下一突发的第一双位之间的距离来代替  $D_{BC, 0}$ 。在 A 和 B 突发的第二和第四双位的零交叉用于编码 LPOS 位的特定情况下, 由 `IntpCntNum` 给定的移位的双位和相邻的双位之间的内插步的数目仍然取作等于  $\lfloor L_d/x_i \rfloor$ 。但是, 当计算出将相应于 A 和 B 突发的第二或第四双位的零交叉的内插信号采样时, `dibitFlag` 加 1, 而不需要断言 `newTimErr`。当实现 B 突发的最后一个双位的零交叉时, “计数器”1306 又复位, 且新的伺服帧的处理开始。

注意, 在用于同步伺服通道的定时基础产生系统 1300 的实际实现中, 不需要明显地计算出每一内插步处的内插信号采样。内插信号采样的实际计算可以仅在几个时刻进行, 这些时刻由“控制单元”1304 确定, “控制单元”1304 是定时调整的产生和在 A 和 B 突发中发现的脉冲位置调制 LPOS 信号的匹配滤波所需要的。

在假设在正常伺服通道操作期间定时误差的值很小的情况下, 获得图 14 所示的定时基础产生系统 1300 的线性等价模型 1400。注意, 在此考虑的定时基础产生系统的模型与通常在通信接收机或硬盘驱动器中发现的离散时间误差跟踪同步器的模型显著不同, 在离散时间误差跟踪同步器的模型中以等间距的时间间隔计算定时误差估计, 同步器必须工作于其上的频率偏移的范围是标称频率的百分之几的量级。

参考图 14, 定时误差检测器 1402 的增益由零交叉处的双位脉冲的导数的绝对值给出。从 (6) 和 (7) 中, 可以得出, 该增益与磁带

速度成比例，因此表示为  $K_D v$ 。噪声采样  $\eta_n$  包括 AWGN 和由如上所述的内插步的非零长度引入的量化噪声的分量。通过包括在环路滤波器 1406 的输入端在估计的零交叉时刻（其特征为索引  $n=n_z(16)$ ）提供内插信号并在其它时刻提供零误差信号的开关 1404，对在连续定时误差估计之间的可变间距建模。观察 (17) 和 (18)，可以得出，定时基础产生系统使用在零交叉时刻确定的标称步内插间隔  $T_{i,n_z}$  的估计，直到将新的定时误差估计输入到环路滤波器并计算出新的定时校正项  $\Delta \epsilon_{n_z}$ 。通过在环路滤波器的分支中包括用于提供与定时误差估计成比例的项的采样保持元件 1408，对该行为进行建模。注意，保持间隔的可变持续时间具有与乘以定时误差估计的可变增益等价的影响。为了补偿这种影响，需要引入由在图 14 中的  $\theta_n$  表示的项来“均衡”应用到每一定时误差估计的增益。由于零交叉之间的最小距离为  $L_d = 5\mu\text{m}$ ，且“控制单元”1304 知道将上一次访问的零交叉与下一个分开的距离，独立于磁带速度的值  $\theta_n$  由下式给出：

$$\theta_n = \frac{L_d}{D_{n_z}} \quad (22)$$

其中  $D_{n_z}$  表示在时间  $\epsilon_{n_z}$  处的零交叉离下一个即将来临的零交叉的以微米表示的距离，且  $n_z$  是小于或等于  $n$  的最大时间索引，在该时间定时误差估计已经被输入到环路滤波器（还参看 (18)）。

如上所述，用于同步伺服通道 400 的定时基础产生系统 1300 必须在广泛范围的磁带速度下操作，其转换为广泛范围的相应最小伺服通道信号带宽。显然，这一点对系统参数有不可忽视的影响，系统参数必须被选择，使得定时基础产生系统的动态行为保持为基本独立于磁带速度。为了评价用于改变磁带速度的系统性能，考虑图 15 中所示的简化模型 1500。假设定时误差估计的可变间距由于如上所述的可变增益  $\theta_n$  的存在而被完美地补充，并假设磁带速度估计等于实际速度，即  $\hat{v} = v$ ，使得偏移量项  $\tilde{T}_{i,n} - T_i$  消失。这样，图 15 的环路等价于在输入端具有与周期  $T_d = L_d/v \mu\text{s}$  循环静止(cyclostationary)的信号轨道误差同步器。利用该简化的模型 1500，取决于磁带速度的定时



基础产生系统 1300 的环路带宽由下式给出:

$$B(v) = \int_0^{1/(2T_d)} |H(e^{j2\pi f T_d}; v)|^2 df, \quad (23)$$

其中闭环频率响应  $H(z; v)$  由下式表示:

$$H(z; v) = \frac{K_D v z \frac{T_d}{T_i} \left( \gamma_n + \zeta_n \frac{z}{z+1} \right)}{z - 1 + K_D v z \frac{T_d}{T_i} \left( \gamma_n + \zeta_n \frac{z}{z+1} \right)}. \quad (24)$$

通过选择环路参数  $\gamma_n = \gamma / \hat{v}$  和  $\zeta_n = \zeta / \hat{v}$ , 并将  $H(z; v)$  和  $T_d$  的表达式代入 (23), 可以得出, 决定环路行为的乘积  $B(v) T_d$  独立于磁带速度。例如, 通过选择  $K_D = 1$ ,  $\gamma = 1.1 \times 10^{-2}$ , 和  $\zeta = 9.4 \times 10^{-6}$ , 获得乘积  $B(v) T_d = 0.18$ 。

定时基础产生系统 1300 的另一个需要是要在磁带加速和减速期间实现可靠的伺服通道操作。注意, 该需要转换为要求在频率  $1/T_d$  随时间线性变化的同时实现可靠的通道操作。众所周知, 类似于图 15 的简化模型 1500 的第二级定时恢复环路在存在线性变化输入频率的情况下呈现出非零定时误差。通过使用磁带速度估计  $\hat{v}$  来周期性确定步内插间隔估计  $\hat{T}_{i,n}$  (见 (18)) 的选择消除了该问题, 而不用增加环路滤波器的环路带宽或级数。因此, 即使在斜坡向上期间和斜坡向下期间, 也实现可靠的系统操作。因此, 如果磁带速度恒定, 在环路滤波器的积分器中累积的项变为难以察觉地小。注意, 在此情况下, 与可变增益  $\theta_n$  相乘可以在环路滤波之后执行, 而不严重影响环路行为。

通过仿真对定时基础产生系统 1300 的性能进行了研究。图 16A 和 16B 示出了对于等于  $v=0.5\text{m/s}$ (图 16A)和  $v=12.5\text{m/s}$ (图 16B)的磁带速度的恒定值, C 突发的内插信号采样和定时基础的会聚。输入到环路滤波器作为零交叉时刻附近的定时误差估计的采样由实心圆圈标记指示。对于  $PW50/2.1\mu\text{m}=0.4$  用于产生伺服突发、AWGN 产生  $\text{SNR} = 25\text{dB}$ 、ADC 的采样频率  $f_s=15\text{MHz}$ 、标称步内插距离  $x_i=0.25\mu\text{m}$ 、

关于速度估计的初始误差等于 1%、环路滤波参数对于  $v=0.5\text{m/s}$  有  $\gamma/\hat{v}=1\times 10^{-1}$  和  $\zeta/\hat{v}=2\times 10^{-4}$ ，对于  $v=12.5\text{m/s}$  有  $\gamma/\hat{v}=1\times 10^{-3}$  和  $\zeta/\hat{v}=2\times 10^{-6}$  的 Lorentzian 通道，获得了结果。

### 基于伺服通道输出信号的零交叉的估计产生

在前面的段中，认识到了同步伺服通道 400 的定时基础产生系统 1300 需要分别由  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  表示的可靠的  $y$ -位置和磁带速度估计来确定步内插间隔和内插间隔的零交叉的时刻的估计以及各种环路参数值。因此， $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  的产生出现了问题， $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  的产生应当利用在伺服通道 ADC406 的输出端的信号采样执行，从而避免了  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  的产生和定时基础的产生之间的联系。相关问题是同步伺服通道操作的监视。必须设计这样一种监视系统，该监视系统容易地检测定时基础产生系统的偶尔失谐并重新开始获得过程，该偶尔失谐可以例如由伺服通道输出信号中的暂时损伤确定。另外，在这种情况下，必须通过直接观察在伺服通道 ADC 的输出端处的信号采样来获得解决方案。

回顾前面讨论过的，在获得处理的末尾处的磁带速度和  $y$ -位置估计由分别 (3) 和 (4) 给出，其中在伺服通道 ADC 的输出端处的 C、D 和 A 突发的峰值到达时间被考虑用于计算估计（仍参看图 6）。但是，基于峰值产生  $y$ -位置和磁带速度估计产生下列缺点：

a) 双位的峰值的到达时间由对信号导数的计算进行近似的运算确定，从而引入噪声增加。

b) 如果没有检测到 C、D 和 A 突发中的双位的一个或多个峰值，不能可靠产生  $y$ -位置和磁带速度估计。为了应付漏掉的峰值检测事件，插入虚 (dummy) 峰值到达时间以获得  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  不是期望的方法。

c) 检测获得参数的损失、并适当地重新开始并验证  $y$ -位置和磁带速度估计的产生可能会花很长时间（几个伺服帧的量级）。

本发明还提供了  $y$ -位置和磁带速度估计的产生和同步伺服通道 400 的操作的同时监视。该方法依赖确定伺服通道 ADC 的输出端的信号的零交叉来产生  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$ ，依赖观察由有限状态机确定的时间间隔

内的同一信号的峰值的发生来监视同步伺服通道操作。定时基础产生系统的有限状态机“控制单元”1304用于提供需要的观察窗口。

在初始参数获得处理期间,磁带速度和  $y$ -位置估计通过使用在 C、D 和 A 突发中的相应双位之间的时间间隔的测量值确定。为了计算由 (3) 和 (4) 给出的估计,考虑双位的峰值到达时间。但是,在产生定时基础的期间,关于伺服通道输出信号的定时相位的可靠信息通过观察伺服突发的双位的零交叉的时刻获得,而通过在匹配滤波之后确定伺服信号的峰值的时刻获得的定时信息受到噪声增加的影响。这是由于,峰值的时刻由对信号导数的计算进行近似的运算确定。因此,通过在 (3) 和 (4) 中引入由伺服通道输出信号的零交叉的时刻获得时间间隔的测量值,与使用受到噪声增加影响的峰值到达时间的测量值相比,获得更可靠的估计。

在这种情况下,避免了在漏掉的峰值检测的情况下确定  $y_{est}$  和  $v_{est}$  的问题,因为定时基础产生系统 1300 提供了关于观察间隔的信息,在该观察间隔中有很大的可能性会期望发生伺服通道输出信号的零交叉。在偶尔由于例如在伺服通道输出信号中的损伤引起的在观察间隔中没有零交叉发生的情况下,采用由定时基础产生系统提供的零交叉的估计时刻。但是,如果损伤持续一段跨数个伺服帧的期间,会发生定时基础产生系统的失谐。为了检测该事件,仍监视由定时基础产生系统确定的观察窗口内的伺服突发的双位的峰值的产生。如果每伺服帧的检测的峰值数低于固定阈值,并且在一段预定时间间隔保持低于该阈值,则宣告锁定丢失,并重新开始初始获得处理。

如图 4 所示, $y$ -位置和磁带速度估计的产生和同步伺服通道操作的监视是由两个功能实现的。“异步监视功能”408 基于由“控制单元”1304 提供的观察间隔确定零交叉时刻并检测双位的发生,如前所述该观察间隔具有关于伺服帧的突发中的双位的完整定时信息。“同步监视功能”1900 然后基于从“异步监视功能”408 获得的信息计算  $y$ -位置和磁带速度估计,并监视定时基础产生功能的产生。

描述异步监视功能 408 的操作的流程图在图 17 中示出。在获得

处理的末尾处，初始化下列变量（步骤 1700）：

- a)  $acqFlag=1$ ，获得标记指示同步伺服通道处于跟踪模式；
- b)  $k=0$ ，在每个采样时刻计数器加 1，在每个伺服帧的开头计数器复位；
- c)  $k'=0$ ，在每个零交叉时刻索引加 1，在每个伺服帧的开头索引复位；
- d)  $peakDetFlag_k=0$ ，峰值检测标记在由伺服帧内的零交叉时刻定界的每一个第  $k$  个时间间隔的开头复位为 0，如果在该第  $k$  个时间间隔内检测到双位的正峰值则峰值检测标记设置为 1。

在每个采样时刻，“异步监视功能” 408 首先检查是否“控制单元” 1304 正信号通知新帧的发生（步骤 1702）。回顾前面讲述过的，在伺服帧的末尾处，即在 B 突发的最后一个双位的零交叉处，变量  $IntpCntReset$  被断言复位“计数器” 1306，变量  $burstFlag$  被设置为 0 以指示 C 突发的发生，且变量  $dibitFlag$  也被设置为 0 以指示 C 突发的第一双位的发生。因此，只要变量  $IntpCntReset$  被断言，变量  $newFrame$  就被设置为 1。在该情况下，计数器  $k$  和索引  $k'$  被复位（步骤 1704）。在检查了新帧的发生，计数器  $k$  加 1（步骤 1706）。

然后将计数器采用的值与第  $k$  个观察间隔 ( $wL_{k'}, wR_{k'}$ ) 的边界进行比较（步骤 1708），第  $k$  个观察间隔 ( $wL_{k'}, wR_{k'}$ ) 的边界是由“控制单元” 1304 提供的。在假设伺服通道信号的极性使得首先检测到双位的正峰值的情况下，期望在第  $k$  个观察间隔内检测到与伺服帧的第  $k$  个双位相关联的正峰值以及零交叉。“控制单元” 1304 还提供第三变量，由  $wP_{k'}$  表示，使得  $wL_{k'} < wP_{k'} < wR_{k'}$ 。然后 ( $wL_{k'}, wR_{k'}$ ) 定义了第  $k$  个观察间隔中的子区间，在该子区间中如图 18 所示对于采样频率  $f_s=15\text{MHz}$  和恒定磁带速度  $v=12.5\text{m/s}$ ，期望检测到双位峰值。如果  $wL_{k'} < k < wP_{k'}$  (步骤 1710) 且通道输出采样  $r_k$  超过由  $thres$  表示的给定阈值（步骤 1712），则变量  $peakDetFlag_k$  被设置为 1（步骤 1714）以指示在第  $k$  个时间间隔内检测到了双位峰值。如果  $wL_{k'} < k < wP_{k'}$  且两个最新近的通道输出采样满足条件  $r_{k-1} \geq 0$  且  $r_k < 0$  (步骤 1716)，则检测到

零交叉，且在第  $k$  个时间间隔中的零交叉时刻计算为

$$t_{z,k'} = \left[ (k-1) + \frac{r_{k-1}}{r_{k-1} - r_k} \right] T. \quad (\text{步骤1718}) \quad (25)$$

由图 18 中的实心圆圈标记指示的每一个零交叉时刻被记录为整数加分数部分，其中整数部分由值  $k-1$  给出，分数部分使用简单的查找表确定。

当  $k=wP_{k'}$  (步骤 1720)，观察间隔届满，索引  $k'$  加 1，变量  $\text{peakDetFlag}_k$  复位为 0 (步骤 1722)。如上所述，如果到观察间隔届满为止没有检测到零交叉，则变量  $t_{z,k'}$  取由定时基础产生系统 1300 提供的零交叉的估计的时刻值。

“同步监视功能” 1900 的框图在图 19 中示出。当计数器 1902 达到了观察窗口的上边界，即  $k=wR_k$  时，变量  $\text{peakDetFlag}_k$  和  $t_{z,k'}$  的值被输入到累加器 1904 及延迟线 1906。只要变量  $\text{newFrame}$  被设置为 1 (即在每一伺服帧的开头)，计数器 1902、累加器 1904 和延迟线 1906 被复位。在 A 突发的结尾处，可以估计 C、D 和 A 突发中的相应双位之间的时间间隔。因此，在与 A 突发的最后一个双位相关联的观察窗口的末尾处，变量  $\text{newEstimate}$  被设置为 1，并计算  $y$ -位置的新值和磁带速度估计。参考图 6，在 C、D 和 A 突发中的相应双位之间的时间间隔的测量值由下式给出：

$$B1 + B2 + B3 + B4 = \text{sum}_1 - \text{sum}_2 = t_{z,0} + t_{z,1} + t_{z,2} + t_{z,3} - (t_{z,8} + t_{z,9} + t_{z,10} + t_{z,11}), \quad (26)$$

及

$$A1 + A2 + A3 + A4 = \text{sum}_3 - \text{sum}_2 = t_{z,4} + t_{z,5} + t_{z,6} + t_{z,7} - (t_{z,8} + t_{z,9} + t_{z,10} + t_{z,11}). \quad (27)$$

“同步监视功能” 404 然后分别根据 (3) 和 (4) 执行估计  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  的即时值的计算，其中  $y = \ell / [2 \tan(\pi/30)]$  和  $v_{\text{const}} = 4\ell f_s$ 。回顾前面所述，对于正向磁带运动， $\ell = 100\mu\text{m}$ ，对于反向磁带运动， $\ell = 95\mu\text{m}$ 。 $y$ -位置和磁带速度估计的平均值  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$  由图 19 中示出的电路 1900 中的一阶低通滤波器 1908A、1908B 估计。低通滤波器 1908A、1908B 的时间常数选择为在减少影响估计的即时值的噪声的需要以及保持定时基础产生系统采用的估计的平均值的计算中的延迟小于磁带驱动器

中的  $y$ -位置和磁带速度的最大变化率的倒数的需要之间的折衷。

在每个帧的末尾处，用于变量  $\text{peakDetFlag}_k$  的累加器 1904 的内容指示已经检测出的伺服突发中的双位的正峰值数。然后将该数与由  $\text{monThres}$  表示的预定阈值比较 1910，并复位累加器 1904。如果对于等于由  $\text{frameCntThres}$  表示的预定值的连续数目的伺服帧，在帧中检测到的峰值数小于  $\text{monThres}$ ，则宣告锁定丢失，并重新开始获得过程。

通过仿真研究了用于产生  $y$ -位置和磁带速度估计的系统的性能。图 20A、20B 和 21A、21B 示出了分别对于等于  $y=0\text{m}$  的  $y$ -位置的恒定值、等于  $v=6\text{m/s}$  (图 20A、21A) 和  $v=12\text{m/s}$  (图 20B、21B) 的磁带速度的恒定值， $y$ -位置估计和均值和标准偏差以及磁带速度估计的标准偏差。未示出磁带速度估计的平均值，因为该均值与实际值的偏差是可忽略的。在所述两个图中，还示出了基于峰值检测的系统性能用于比较。对于  $\text{PW50}/2.1\mu\text{m}=0.4$  用于产生伺服突发且 ADC 的采样频率  $f_s=15\text{MHz}$  的 Lorentzian 通道，获得了结果。

### LPOS 码元的最优检测

如前所述，伺服帧通过如图 1 所示将 A 和 B 突发中的第二和第四双位的过渡从其标称图案位置位移，允许 LPOS 信息的编码，而不影响  $y$ -位置和磁带速度估计的产生。注意，调制距离取决于磁带驱动器产品。在由 IBM® 开发并出售的 LTP 产品 (例如 3580 型) 中，调制为  $\pm 0.25\mu\text{m}$ ，而在 IBM 企业产品 (例如 3592 型) 中，调制为  $\pm 0.5\mu\text{m}$ 。在许多异步伺服通道中，LPOS 信息的检测基于对伺服通道输出处的双位信号采样的峰值的位移的观察。在 A 和 B 突发中的双位之间的八个间隔的测量值标记为 a-h，如图 22A 中对于等于 1 的编码的 LPOS 码元示出的。检测器按照图 22B 的表执行相应间隔的测量值之间的比较，并应用要求四个可能的条件中的至少三个条件为真的大多数 (majority) 解码规则以确定编码的 LPOS 码元。

基于峰值检测和记录峰值到达时间的传统方法具有如下局限性：

a) 对于使用脉冲位置调制 (PPM) 技术编码的 LPOS 码元，基

于采用峰值到达时间差的间隔测量的大多数解码规则不是最优检测方案。

b) 如果用于码元判决的图 22 的表中列出的 4 个条件中的 2 个条件满足, 除了诉诸于投硬币法之外, 不清楚如何去打破平局。

c) 不可能有与关于 LPOS 码元的判决相关联的可靠性的度量。

本发明还提供了 LPOS 码元的最优检测和 LPOS 检测处理的可靠性的同时监视。该方法基于这样一种度量, 该度量对于每个 LPOS 码元  $a_t \in \{-1, +1\}$ , 给出了两种假设  $H_{a_t=-1}$  和  $H_{a_t=+1}$  的可能性。然后, 通过使用为假设测试而采用的度量, 引入与 LPOS 检测相关联的信噪比加上失真率的测量值, 其允许监视 LPOS 检测处理并监视各个 LPOS 码元判决的可靠性。尤其是, 因为在磁带系统中总有两个可以得到 LPOS 信息的专用伺服通道可用, 可以容易地采用该新引入的可靠性测量值来确定所述两个通道中的哪一个提供了最可靠的 LPOS 码元判决。

回顾一下双位信号脉冲 (7) 和伺服通道输出信号 (8) 和 (9) 的表达式以及用于在存在 AWGN 的情况下从给定组中检测波形信号的最优接收机的公式表示。观察 (8) 和 (9), 可以认识到 LPOS 码元的编码是通过对 A 和 B 突发的第二双位和第四双位应用脉冲位置调制获得的。因此, 在假设磁带速度恒定的情况下, 与假设的可能性相关联的度量  $H_{a_t=\alpha}, \alpha \in \{-1, +1\}$  可以表示为

$$\begin{aligned}
m(r|a_\ell = \alpha) &= m_{\alpha, \ell} \propto \int_{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{T_d}{2}}^{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{3T_d}{2}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (1 - \xi \alpha) T_d - \frac{T_F}{2}; v \right) \right]^2 dt + \\
&\int_{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{5T_d}{2}}^{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{7T_d}{2}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (3 + \xi \alpha) T_d - \frac{T_F}{2}; v \right) \right]^2 dt + \\
&\int_{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{T_d}{2}}^{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{3T_d}{2}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (1 - \xi \alpha) T_d - \frac{3T_F}{4}; v \right) \right]^2 dt + \\
&\int_{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{5T_d}{2}}^{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{7T_d}{2}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (3 + \xi \alpha) T_d - \frac{3T_F}{4}; v \right) \right]^2 dt.
\end{aligned} \tag{28}$$

注意, 由(28)给出的度量等价于由匹配滤波接收机获得的度量。现在回想对应关系  $b_\ell = (a_\ell + 1)/2, b_\ell \in \{0, 1\}$ , 引入变量的变化  $x = vt$ , 并且对于  $\beta = 0, 1, j = 1, 2$ , 定义匹配滤波波形  $s_\beta^{(j)}(x; y)$  为

$$s_\beta^{(j)}(x; y) = g \left( x + (-1)^j \frac{y}{\tan(\pi/30)} - (1 - \xi(2\beta - 1))L_d; v = 1 \right) + g \left( x + (-1)^j \frac{y}{\tan(\pi/30)} - (3 + \xi(2\beta - 1))L_d; v = 1 \right) \tag{29}$$

度量(28)的表达式变成

$$\begin{aligned}
m_{\beta, \ell} \propto &\int_{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{L_d}{2}}^{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{3L_d}{2}} \left[ r(x) - s_\beta^{(1)} \left( x - \ell L_F - \frac{L_F}{2}; y \right) \right]^2 dx + \\
&\int_{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}}^{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2}} \left[ r(x) - s_\beta^{(1)} \left( x - \ell L_F - \frac{L_F}{2}; y \right) \right]^2 dx + \\
&\int_{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{L_d}{2}}^{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{3L_d}{2}} \left[ r(x) - s_\beta^{(2)} \left( x - \ell L_F + \frac{L_F}{2}; y \right) \right]^2 dx + \\
&\int_{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}}^{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2}} \left[ r(x) - s_\beta^{(2)} \left( x - \ell L_F + \frac{L_F}{2}; y \right) \right]^2 dx.
\end{aligned} \tag{30}$$



$$\int_{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{L_d}{2}}^{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{3L_d}{2}} \left[ r(x) - s_{\beta}^{(2)} \left( x - \ell L_F - \frac{3L_F}{4}; y \right) \right]^2 dx +$$

$$\int_{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}}^{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2}} \left[ r(x) - s_{\beta}^{(2)} \left( x - \ell L_F - \frac{3L_F}{4}; y \right) \right]^2 dx.$$

注意，度量 (30) 的表达式独立于磁带速度。回顾前面所述，定时基础产生系统提供了时刻序列  $\{t_n\}$ ，使得以独立于磁带速度的每微米  $1/x_i$  个采样的固定速率获得内插信号采样  $\{r(t_n)\}$ 。因此，在假设采样速率足够大得能够避免混叠效应、且  $N_F = L_F/x_i$  是整数的情况下，可以使用内插信号采样在数字域将该度量计算为

$$m_{\beta, \ell} \propto \sum_{n - \ell N_F - \frac{N_F}{2} \in \mathfrak{S}_1(y)} \left[ r(t_n) - s_{\beta}^{(1)} \left( \left( n - \ell N_F - \frac{N_F}{2} \right) x_i; y \right) \right]^2 + \sum_{n - \ell N_F - \frac{N_F}{2} \in \mathfrak{S}_2(y)} \left[ r(t_n) - s_{\beta}^{(1)} \left( \left( n - \ell N_F - \frac{N_F}{2} \right) x_i; y \right) \right]^2 +$$

$$\sum_{n - \ell N_F - \frac{3N_F}{4} \in \mathfrak{S}_3(y)} \left[ r(t_n) - s_{\beta}^{(2)} \left( \left( n - \ell N_F - \frac{3N_F}{4} \right) x_i; y \right) \right]^2 + \sum_{n - \ell N_F - \frac{3N_F}{4} \in \mathfrak{S}_4(y)} \left[ r(t_n) - s_{\beta}^{(3)} \left( \left( n - \ell N_F - \frac{3N_F}{4} \right) x_i; y \right) \right]^2, \quad (31)$$

其中  $\mathfrak{S}_i(y)$ ,  $i=1,2,3,4$  表示整数集，该整数集可以定义为

$$\mathfrak{S}_1(y) = \left\{ n: nx_i \in \left( \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{L_d}{2}, \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{3L_d}{2} \right) \right\},$$

$$\mathfrak{S}_2(y) = \left\{ n: nx_i \in \left( \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}, \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2} \right) \right\}, \quad (32)$$

$$\mathfrak{S}_3(y) = \left\{ n: nx_i \in \left( -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{L_d}{2}, -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{3L_d}{2} \right) \right\},$$

$$\mathfrak{S}_4(y) = \left\{ n: nx_i \in \left( -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}, -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2} \right) \right\}.$$

本发明的最优 LPOS 码元检测器 2300 计算值  $m_{\beta, \ell}$ ,  $\beta=0,1$ , 并将它们进行比较以产生对在第  $\ell$  个伺服帧中编码的 LPOS 码元的判决  $\hat{b}_{\ell}$ , 如图 23 所示, 即:

$$\hat{b}_{\ell} = \begin{cases} 0, & \text{if } m_{0, \ell} \leq m_{1, \ell} \\ 1, & \text{否则} \end{cases} \quad (33)$$

在图 24 中, 对于  $PW50 = 0.84\mu\text{m}, y=0$  和  $x_i=0.25\mu\text{m}$ , 示出了波形  $s_{\beta}^{(j)}(x; y), \beta=0,1$

可以得出, 通过考虑由集合  $\mathfrak{S}_i(y), i=1,2,3,4$  指定的索引的子集以执行 (31) 中的求和, 可以大大减少度量计算所需的复杂度。尤其是, 度量 (31) 的近似 (其提供了可靠的 LPOS 码元判决) 通过仅考虑每一集合中相应于对于  $\beta=0,1, j=1,2$ , 波形  $s_{\beta}^{(j)}(x; y)$  的最大绝对值的四个索引获得。然后, 被考虑用于度量计算的  $\mathfrak{S}_i(y), i=1,2,3,4$  的索引的子集由下式给出:

$$\begin{aligned}\hat{\mathfrak{S}}_1(y) &= \left\{ n: nx_i \approx \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\}, \\ \hat{\mathfrak{S}}_2(y) &= \left\{ n: nx_i \approx \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\}, \\ \hat{\mathfrak{S}}_3(y) &= \left\{ n: nx_i \approx -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\}, \\ \hat{\mathfrak{S}}_4(y) &= \left\{ n: nx_i \approx -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\},\end{aligned}\tag{34}$$

其中  $L_p = 2.1\mu\text{m}$  表示双位的正和负峰值之间的距离。例如, 被考虑用于度量 (31) 的近似的计算的波形  $s_{\beta}^{(j)}(x; y), \beta=0,1$  的采样由图 24A 和 24B 中较大的标记指示。

在图 25 中示出了简化的 LPOS 码元检测系统 2500 的框图。由“控制单元” 1304 提供了每一帧的 16 个内插时刻 (在该时刻估计对该度量作出贡献的项, 如 (34) 所示) 的值  $\{t_n\}$ , “控制单元” 1304 具有关于伺服帧突发中的双位的完全的定时信息, 如前所述。关于时刻  $\{t_n\}$  的知识还允许正确地选择匹配滤波波形的采样, 如图 25 的框图所示。在由“控制单元” 1304 确定出的每一时刻  $t_n$ , 计算内插信号采样, 从这些内插信号采样提取选择的波形采样,  $s_{\beta}^{(j)}(m; y), \beta=0, 1$ 。对产生的差求平方并累加, 以形成所述两个度量值  $m_{\beta,t}, \beta=0,1$ 。当变量 newSymbolDecision 在求和间隔 (求和间隔在 B 突发的第四个双位的末尾处发生) 的末尾处被“控制单元” 1304 设置为 1 时, 根据规则 (33)

检测新的 LPOS 码元，且累加器复位。由  $M_{C,t}$  和  $M_{I,t}$  表示的、被假设为分别指示用于正确和不正确假设的度量的低和高度量值在检测系统的输出端出现，用于进一步处理，以确定 LPOS 检测处理的可靠性度量。

在假设磁带速度恒定的情况下，已得出度量 (31) 的表达式。但是，如前所述，速度估计被输入到定时基础产生系统 1300 以跟踪时变速度。因此，即使在磁带运动的加速和减速期间，也能获得可靠的 LPOS 码元判决。图 26A 和图 26B 示出了在磁带加速期间、对于 AWGN 伺服通道，给出估计的速度 (图 26A) 和计算出的度量值 (图 26B) 的仿真结果。其中 AWGN 伺服通道的特征在于 SNR 等于 25dB, 初始磁带速度等于 0.5m/s, 且磁带加速度等于 10m/s<sup>2</sup>。

为了确定检测处理的质量，定义了检测点的平均信噪比加上失真率。引入量  $M_C$  和  $\sigma_{M_C}^2$  以分别表示用于正确假设的度量的均值和方差，引入量  $M_I$  和  $\sigma_{M_I}^2$  以分别表示用于不正确假设的度量的均值和方差，在检测点的平均信噪比加上失真率定义为

$$SDR_{est,t} = 20 \log \left( \frac{|M_I - M_C|}{\sqrt{\sigma_{M_I}^2 + \sigma_{M_C}^2}} \right) \quad (35)$$

与 LPOS 码元判决相关联的可靠性的测量值由下式给出：

$$REL_{est,t} = 20 \log \left( \frac{|M_{I,t} - M_{C,t}|}{\sqrt{\sigma_{M_I}^2 + \sigma_{M_C}^2}} \right) \quad (36)$$

用于产生平均信噪比加上失真率的估计和每一 LPOS 码元判决的可靠性的系统 2700 的框图如图 27 所示。

如上所述， $SDR_{est,t}$  和  $REL_{est,t}$  可用来分别监视 LPOS 检测处理和选择由两个并行工作的伺服通道所检测的 LPOS 码元的最可靠的一个。图 28 示出了用于在由并行伺服通道 2810A、2810B 所检测的两个 LPOS 码元之间选择具有最高可靠性测量值的 LPOS 码元的系统 2800 的框图。在比较模块 2820 中比较来自两个通道 2810A、2810B 的可靠性测量值，由选择器 2830 选择表示最可靠 LPOS 码元的测量值。

已测量出基于同步伺服通道的原型 LPOS 码元检测器的性能，并

将其与如当前在 LTO 磁带驱动器产品中使用的基于峰值检测的传统 LPOS 码元检测器的性能进行比较。同步伺服通道和 TBS 系统已通过使用 FPGA 实现，并通过使用在磁带驱动器伺服通道 ADC 的输出端处的信号作为两种系统的输入并行运行。已使用完全相同的 LPOS 字解码器来解码 LPOS 码元的序列并测量所述两个通道内的判决误差的数目，而不应用误差校正。通常在正常磁带驱动操作期间提供伺服信息的所述两个物理伺服通道 CHA 和 CHB 由伺服读取器在磁带速度等于 6.22m/s 的情况下在磁带上的 12 个不同的横向位置(由环绕点 (wrap) 号表示)读取。LPOS 字误差的数目的测量值通过每个环绕点读取 80000 个 LPOS 字获得，并且为每个环绕点重复。结果在表 I 中表示。

表 I  
TBS 和同步伺服系统之间的性能比较

环绕点	# TBS系统的误差				# 同步伺服系统的误差			
	CHA/Mes1	CHA/Mes2	CHB/Mes1	CHB/Mes2	CHA/Mes1	CHA/Mes2	CHB/Mes1	CHB/Mes2
0	13	18	3	4	0	0	0	0
6	13	13	7	4	0	0	0	0
12	10	13	6	6	1	1	0	0
18	9	7	6	4	1	1	0	0
24	4	6	7	6	0	0	0	0
26	8	7	8	6	0	0	1	0
30	>10,000	>10,000	>10,000	>10,000	1	0	1	1
32	9	9	7	9	0	0	0	0
44	12	10	8	10	0	0	0	0
46	>10,000	(10,260)			0	0		
50	8	14	5	5	0	0	1	1
60	11	9	6	8	0	0	0	0
误差数	328				7			
误差率	1.025 e-4				2.19 e-6			

注意，误差的总数不考虑从环绕点 # 30 和环绕点 # 46 获得的结果，因为在这些情况下，同步误差防止 TBS 系统令人满意地工作。尤其是，TBS 系统同步误差是由于伺服带边缘处的间隙检测器的故障引起的。在正常操作条件下所述两种系统的误差总数之间的比较指示基于同步伺服通道体系结构的 LPOS 系统取得的误差率好于基于 TBS 的 LPOS 检测系统所呈现出的误差率的大约 46 倍。虽然在表 I 中示出的结果是由特定的磁带驱动器和特定的卡盒 (cartridge) 获得的，期望通常所述两种系统之间的性能差不会与在此所示出的有显著的不同。

重要的是要注意，虽然本发明已在完全功能的数据处理系统的环

境下描述，本领域普通技术人员将认识到，本发明的处理能够以指令的计算机可读介质和各种形成分发，且不管实际用于实现这种分发的信号承载媒体的特定类型，本发明都适用。计算机可读媒体的例子包括诸如软盘、硬盘驱动器、RAM 和 CD-ROM 的可记录型媒体和诸如数字与模拟通信链路的传输型媒体。

本发明的描述是为了示例和说明而提出的，但不打算是穷尽的，或限于所公开形式的发明。许多修改和变形对于本领域普通技术人员来说将是明显的。实施例的选择和说明是为了最好地解释本发明的原理、实际应用，并使本领域普通技术人员能够理解本发明的各种实施例，这些实施例具有适于所考虑的特定应用的各种修改。另外，虽然上面对方法和系统进行了描述，本领域中的需要也可以由包括用于磁带存储系统中的横向位置（LPOS）检测的指令的计算机程序产品满足。

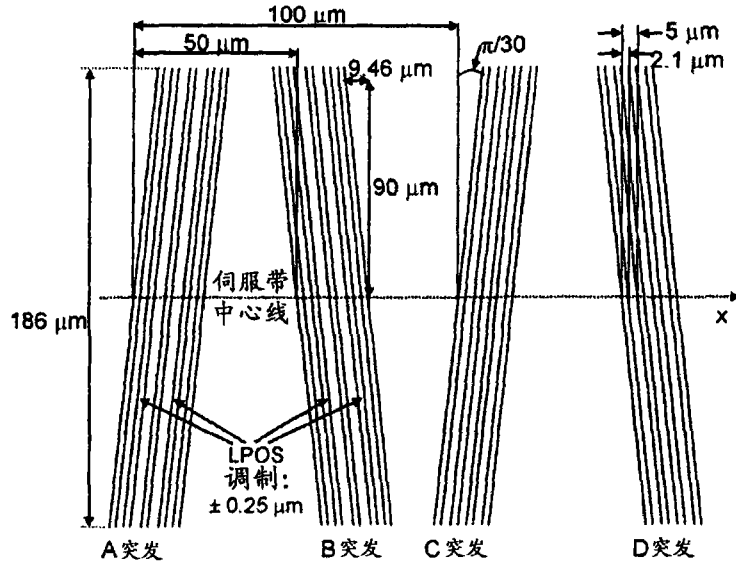


图1

200

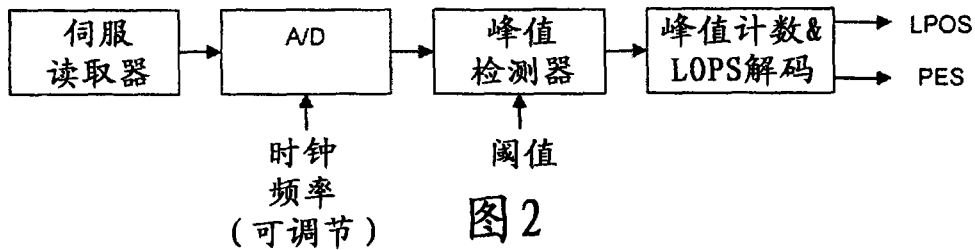


图2  
(现有技术)

400

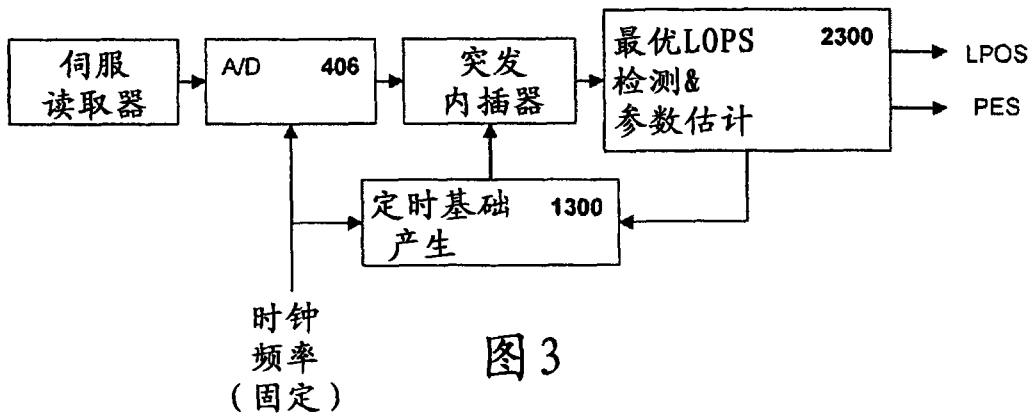


图3

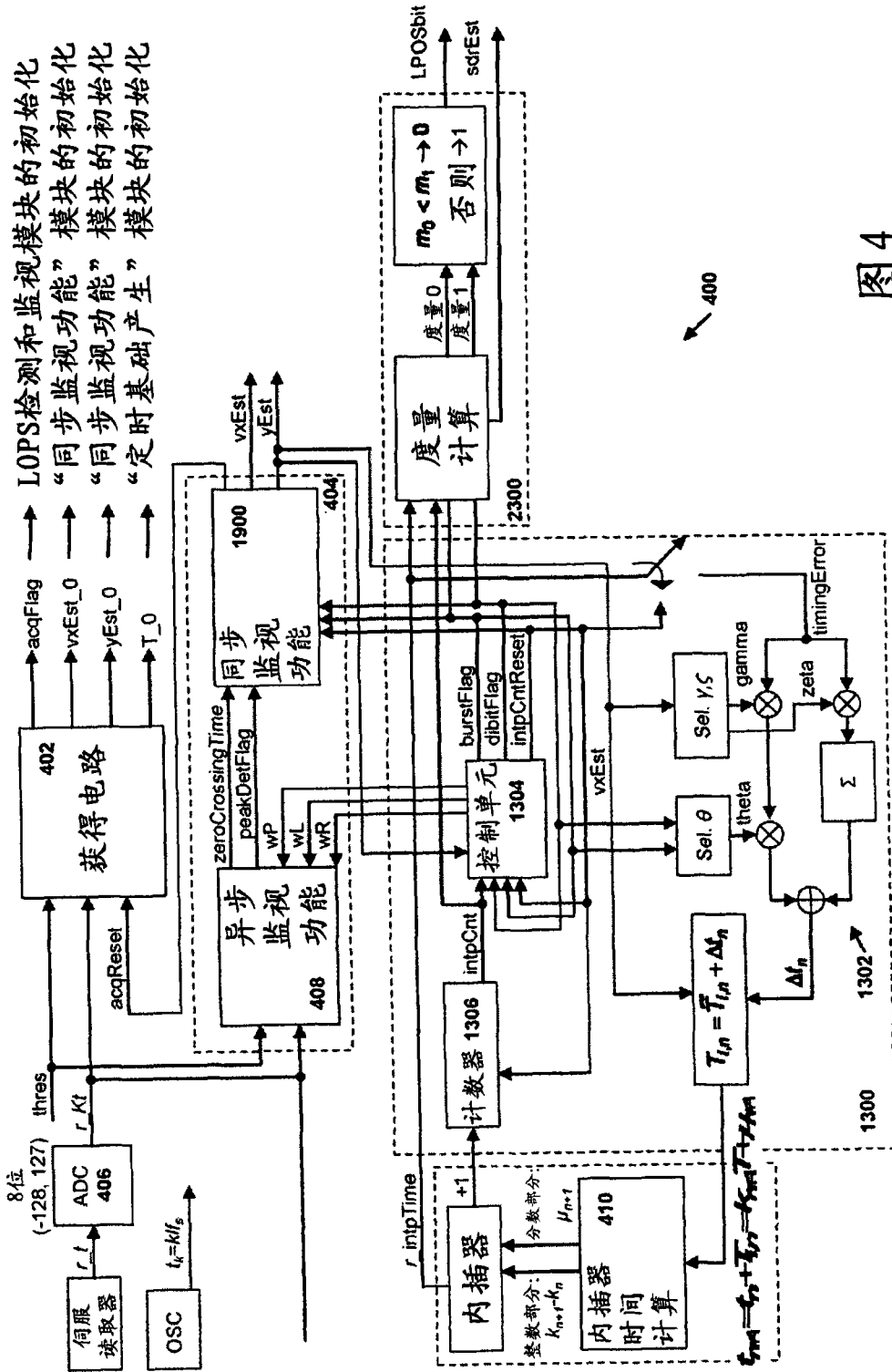


图 4

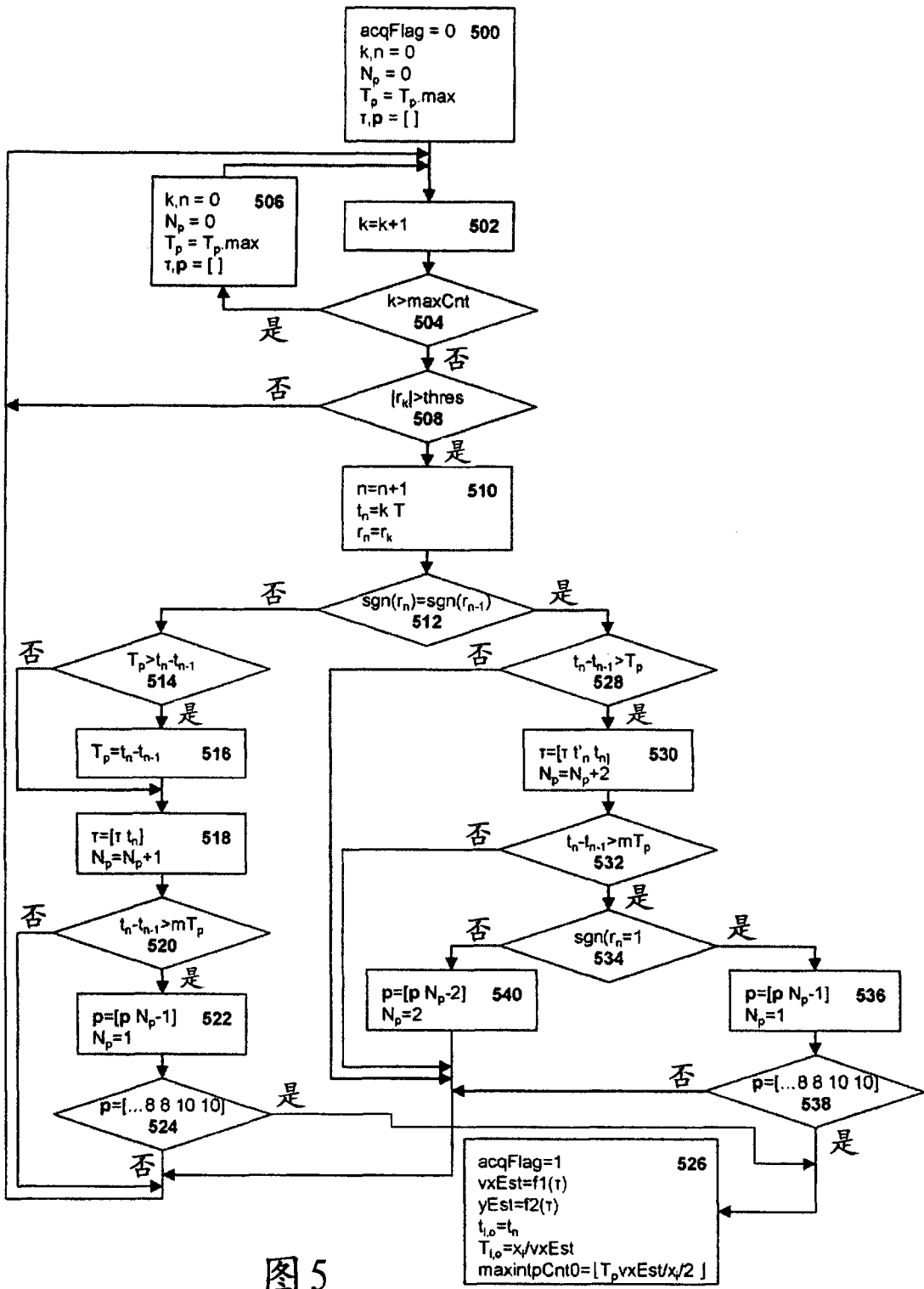


图5



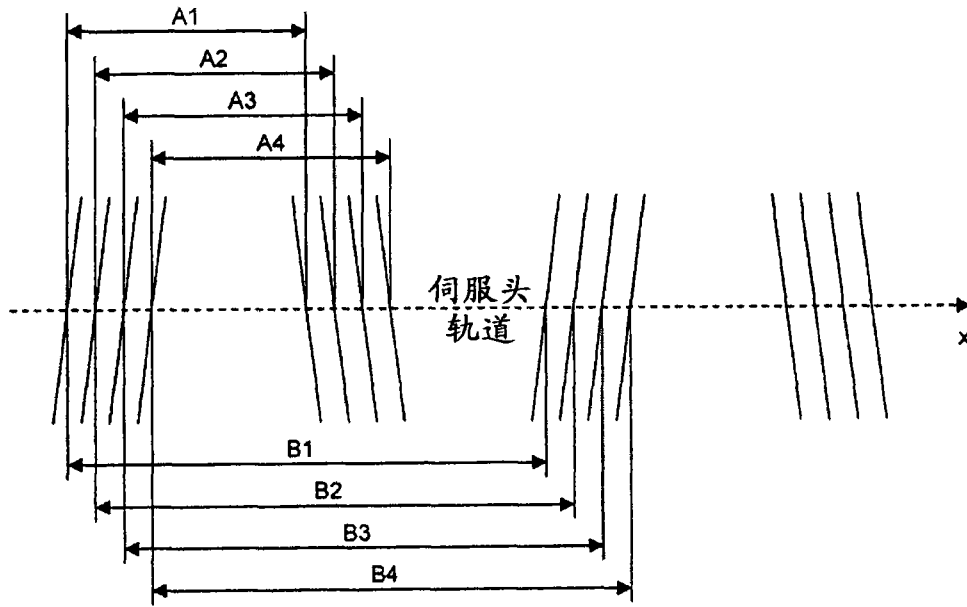


图6

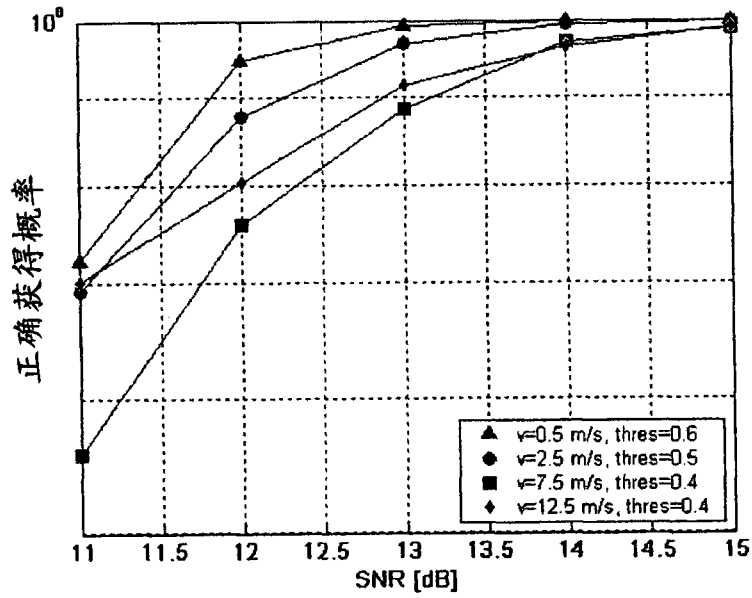


图7

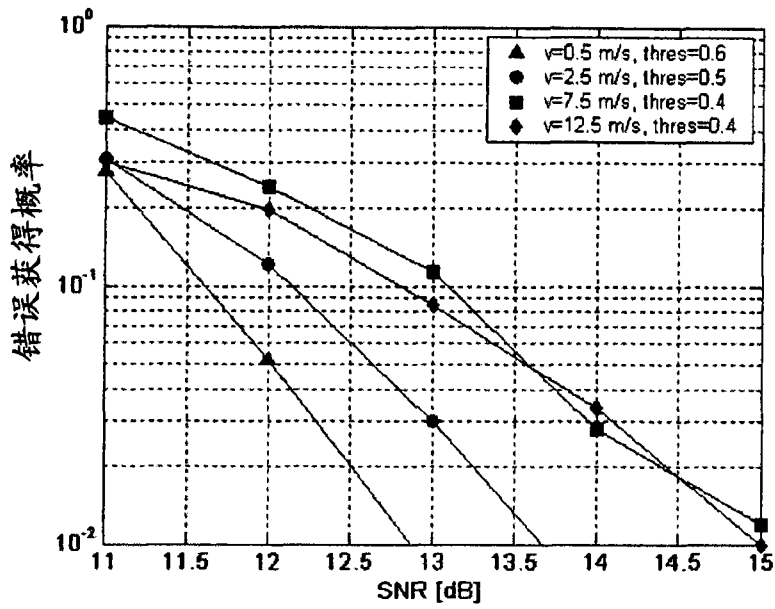


图 8

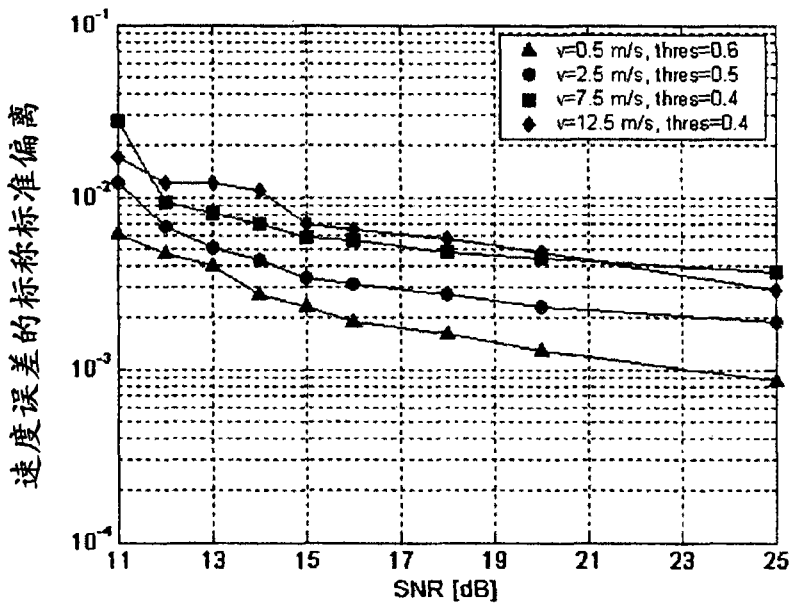


图 9

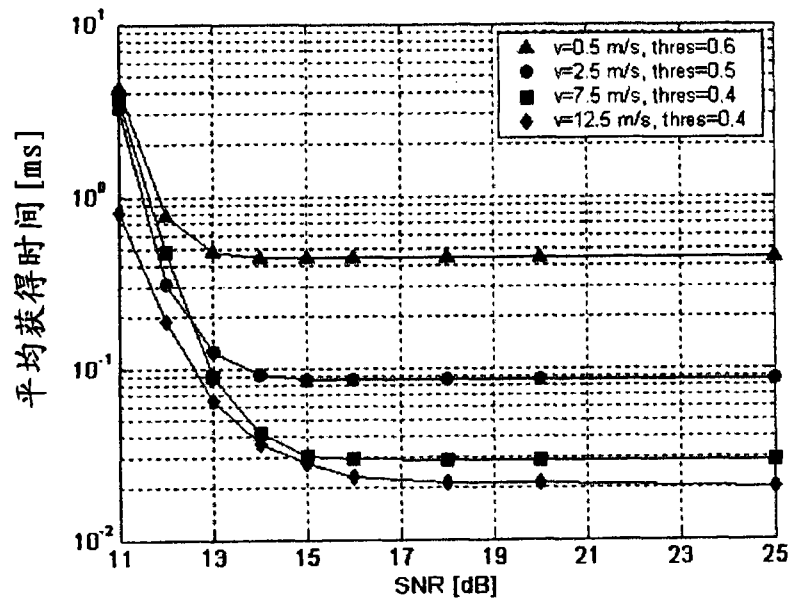


图10

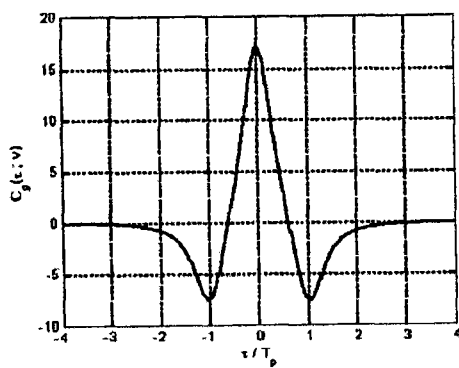


图11A

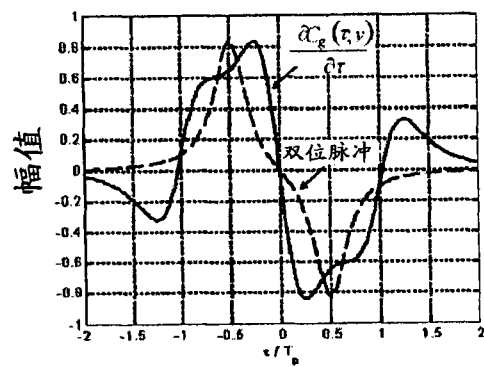


图11B

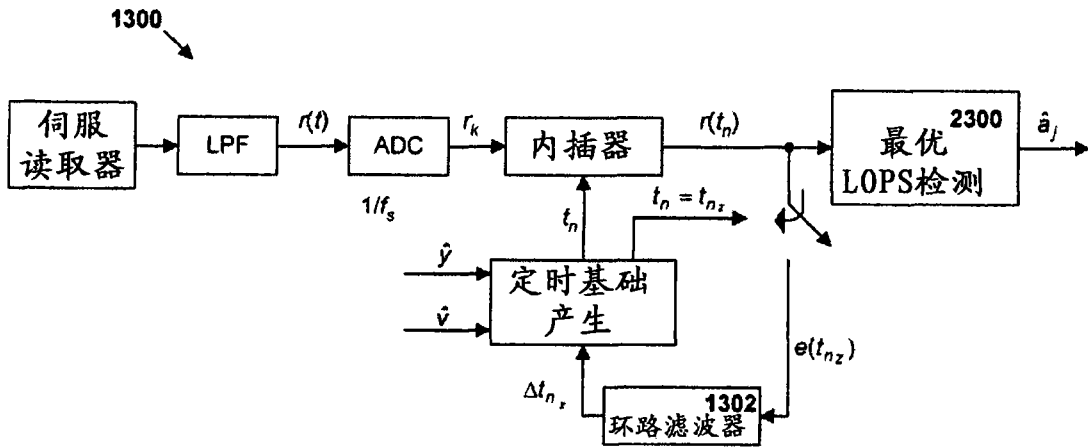


图 12

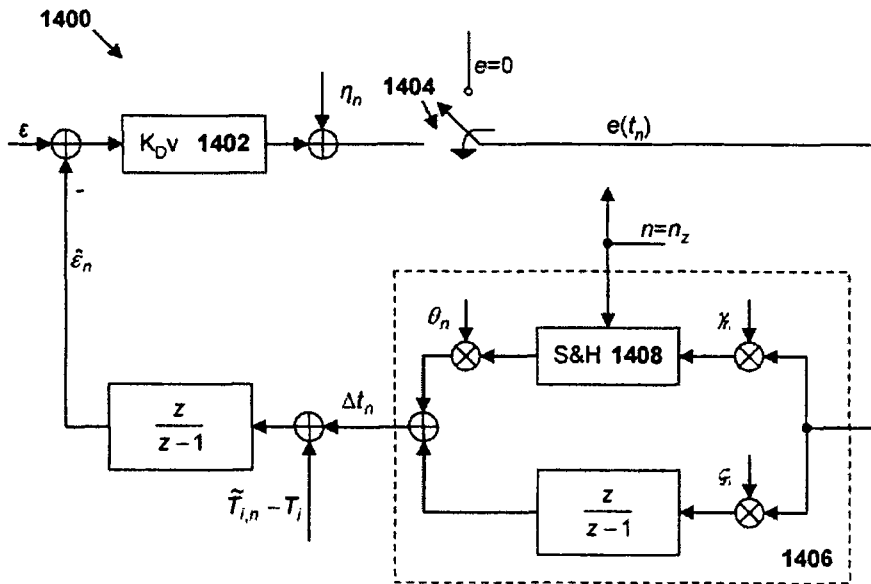


图 14

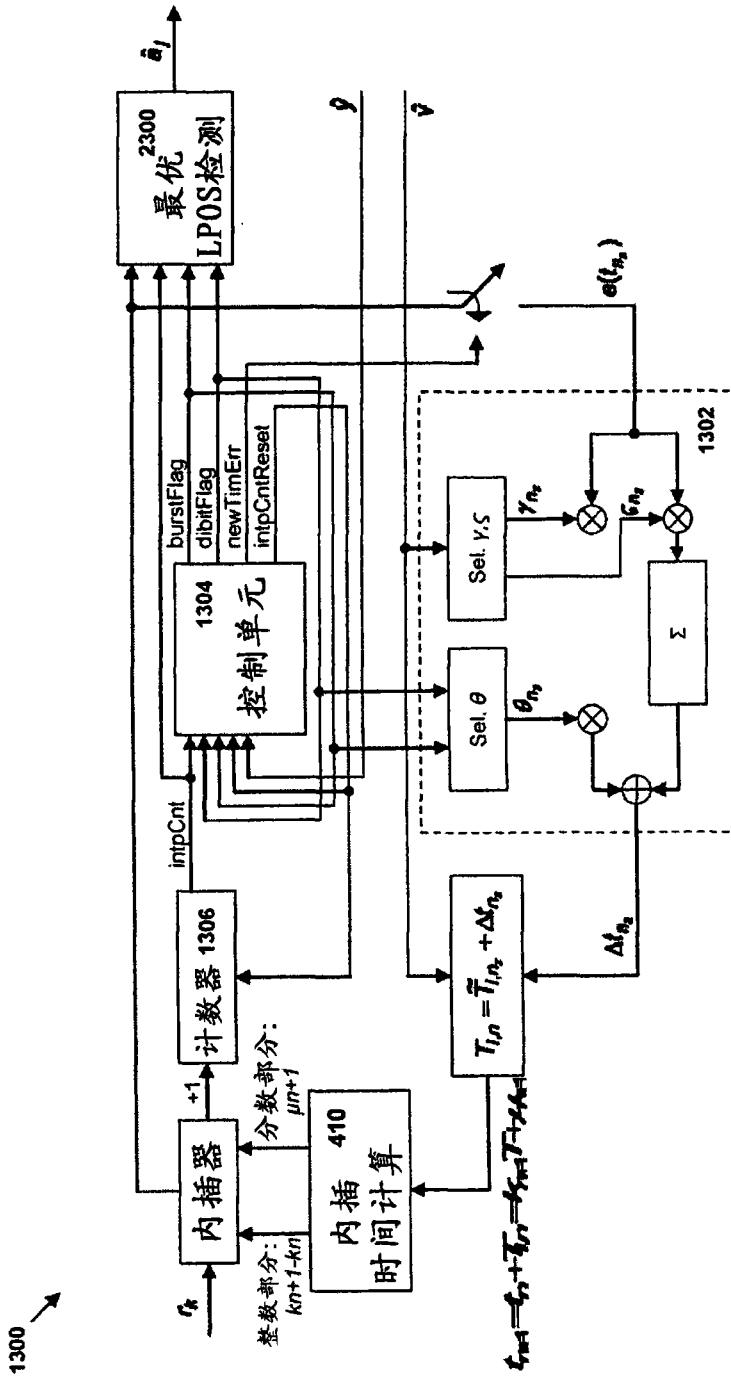


图13

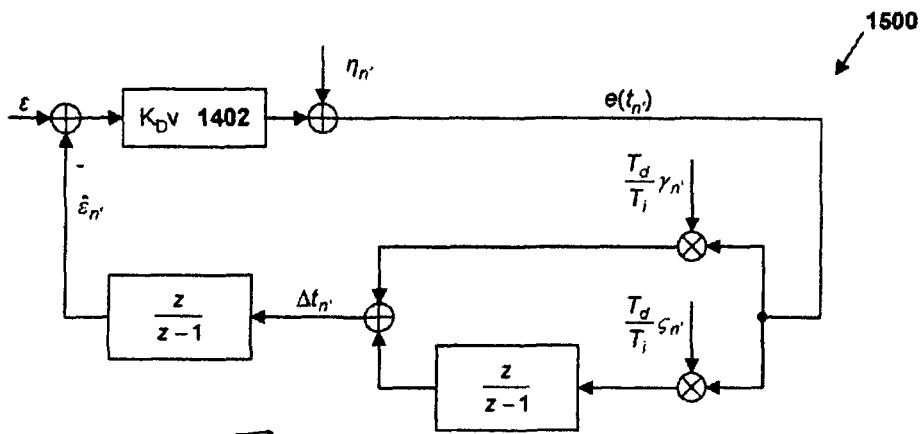


图 15

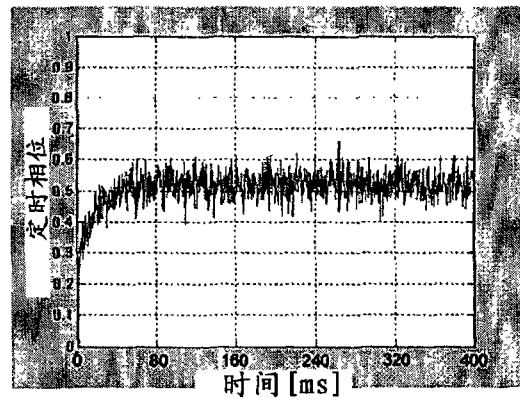
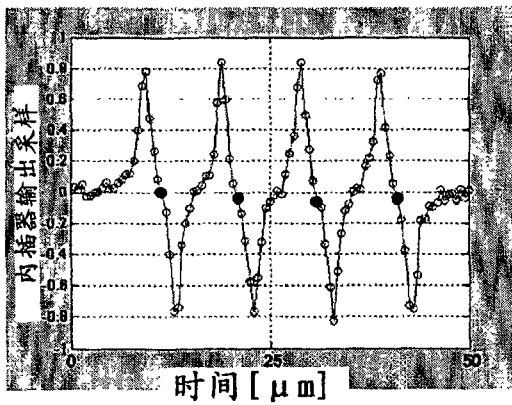


图 16A

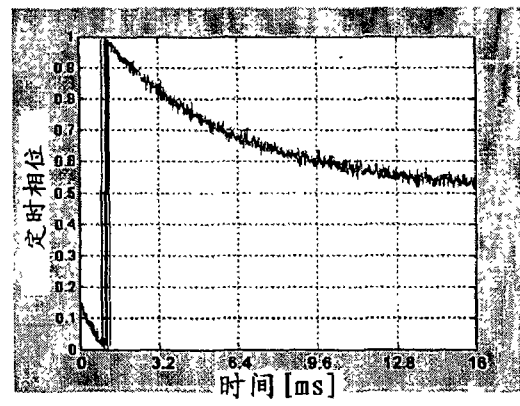
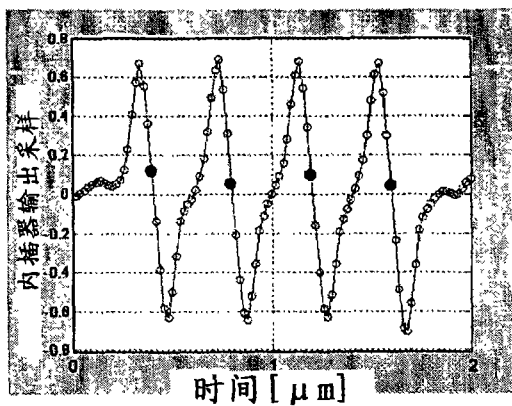


图 16B

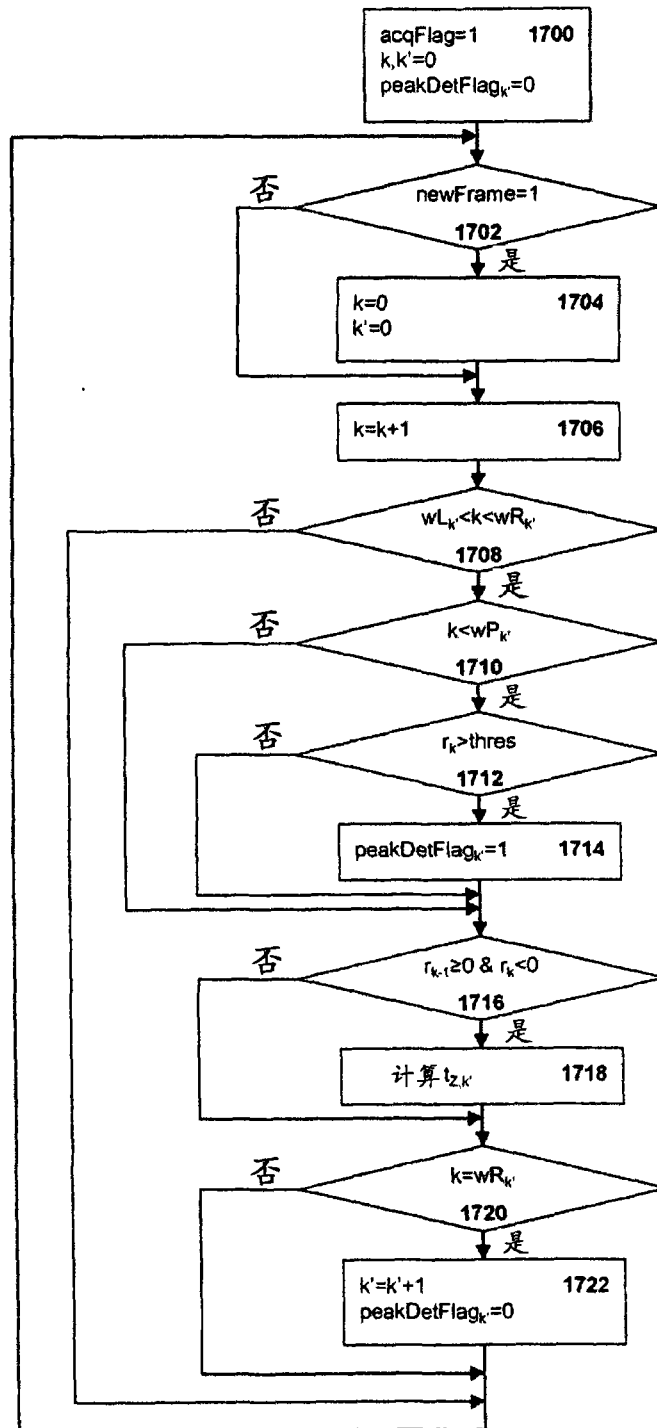


图 17

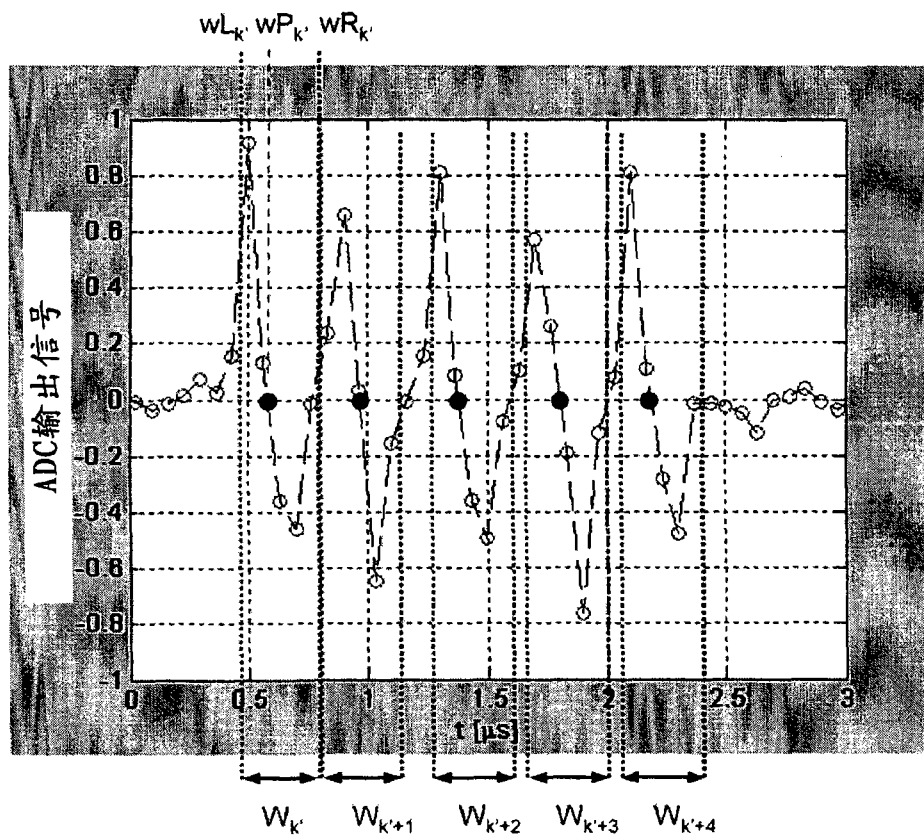


图18



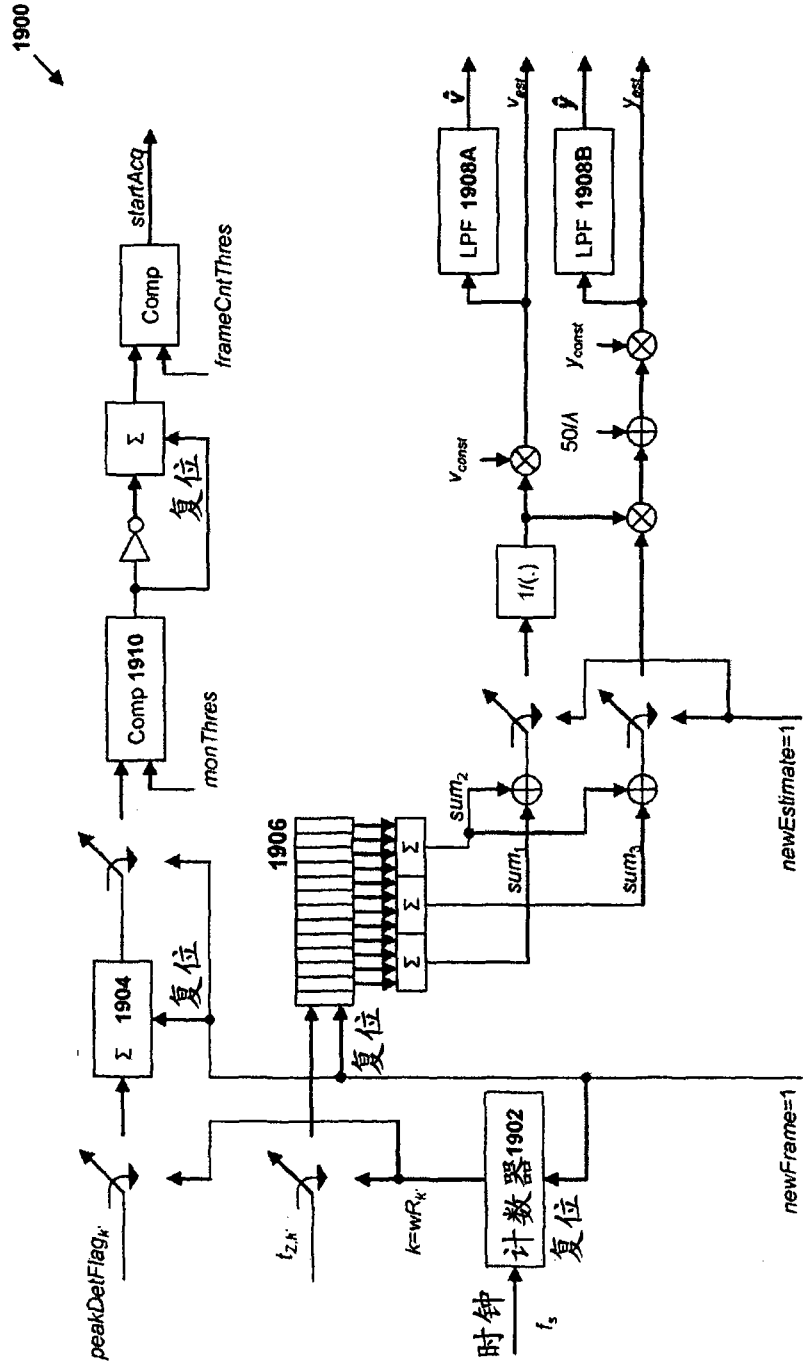


图19

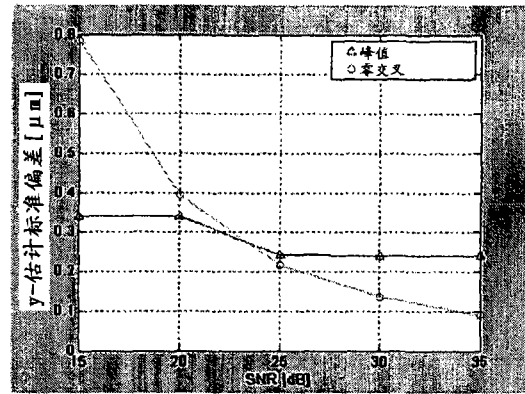
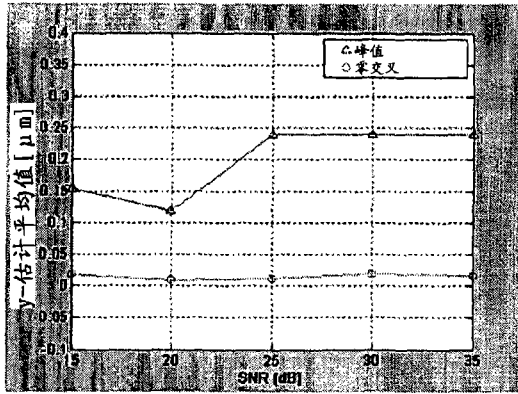


图 20A

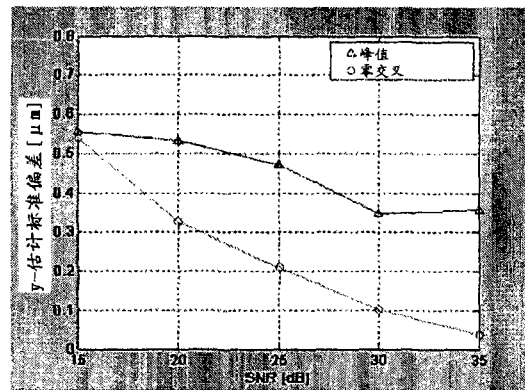
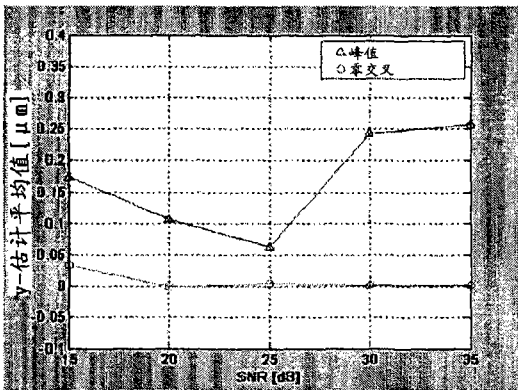


图 20B

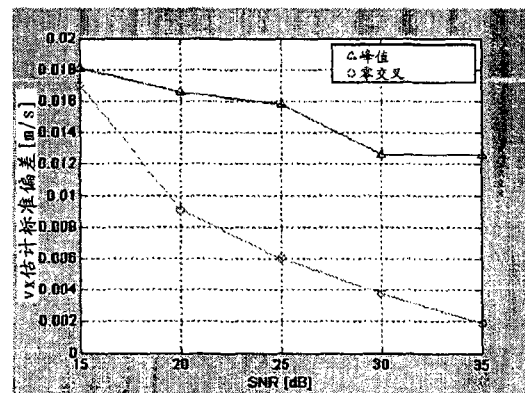
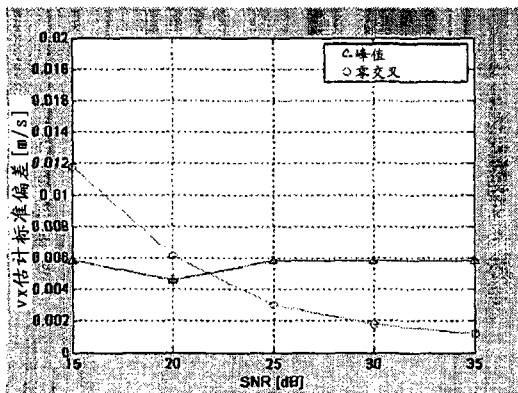


图 21A

图 21B

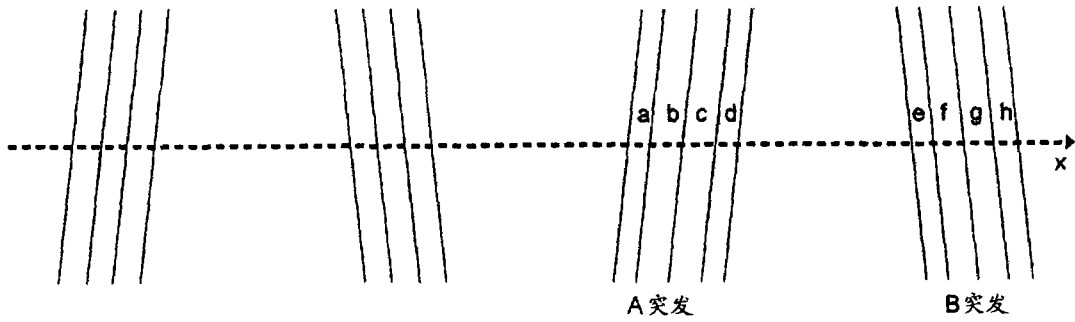


图 22A

编码的数据	条件	编码的数据	条件
0	$a > b$	1	$a < b$
	$c < d$		$c > d$
	$e > f$		$e < f$
	$g < h$		$g > h$

图 22B

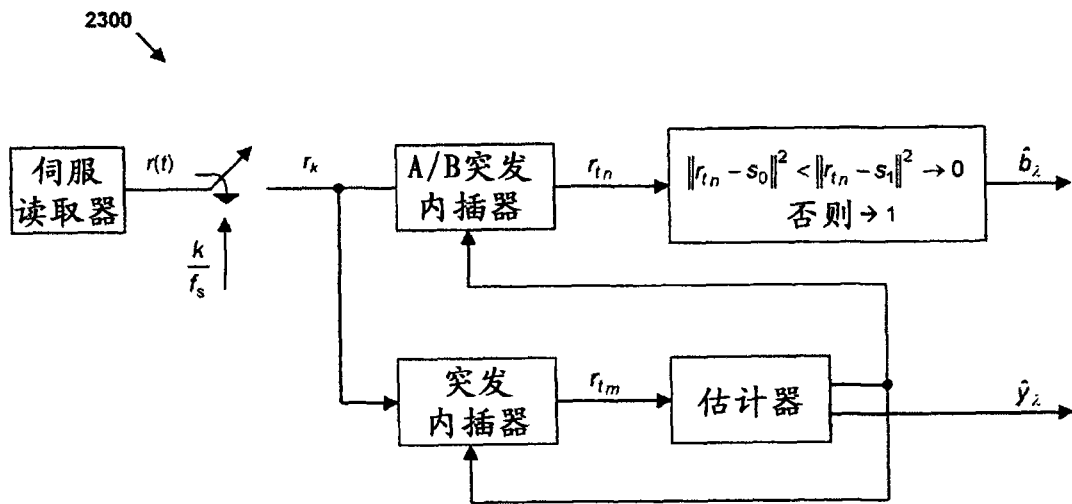


图 23

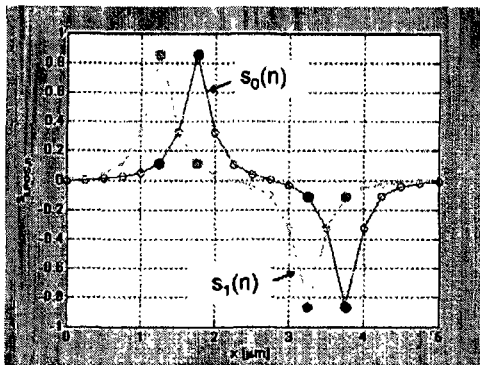


图 24A

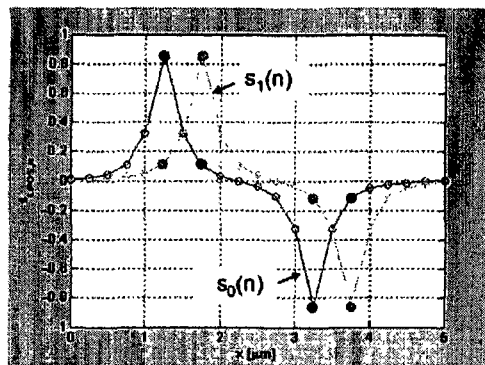


图 24B

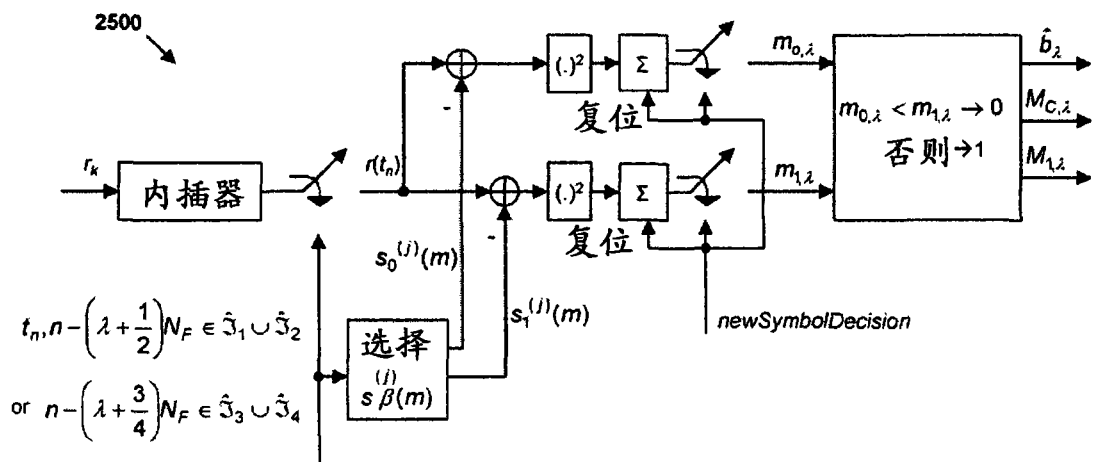


图 25

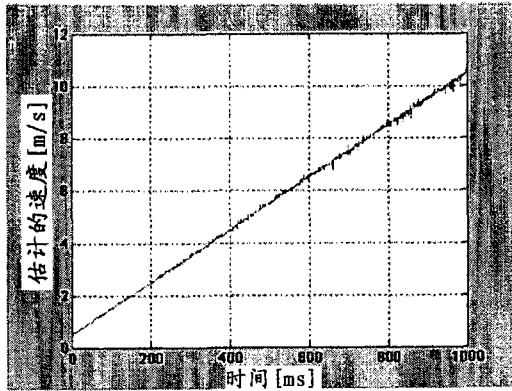


图 26A

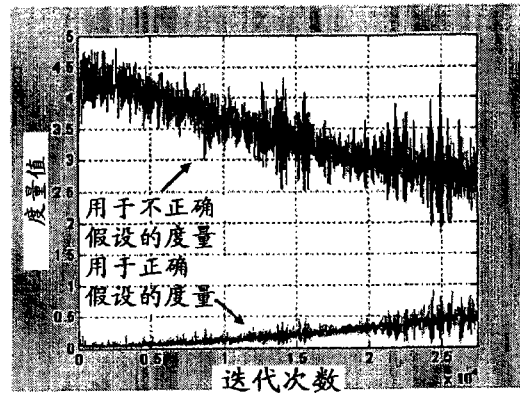


图 26B

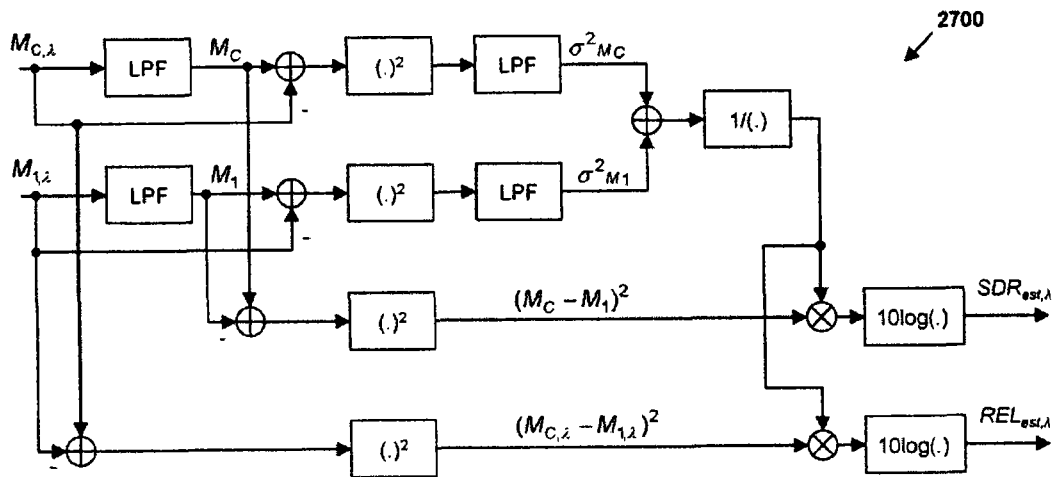


图 27

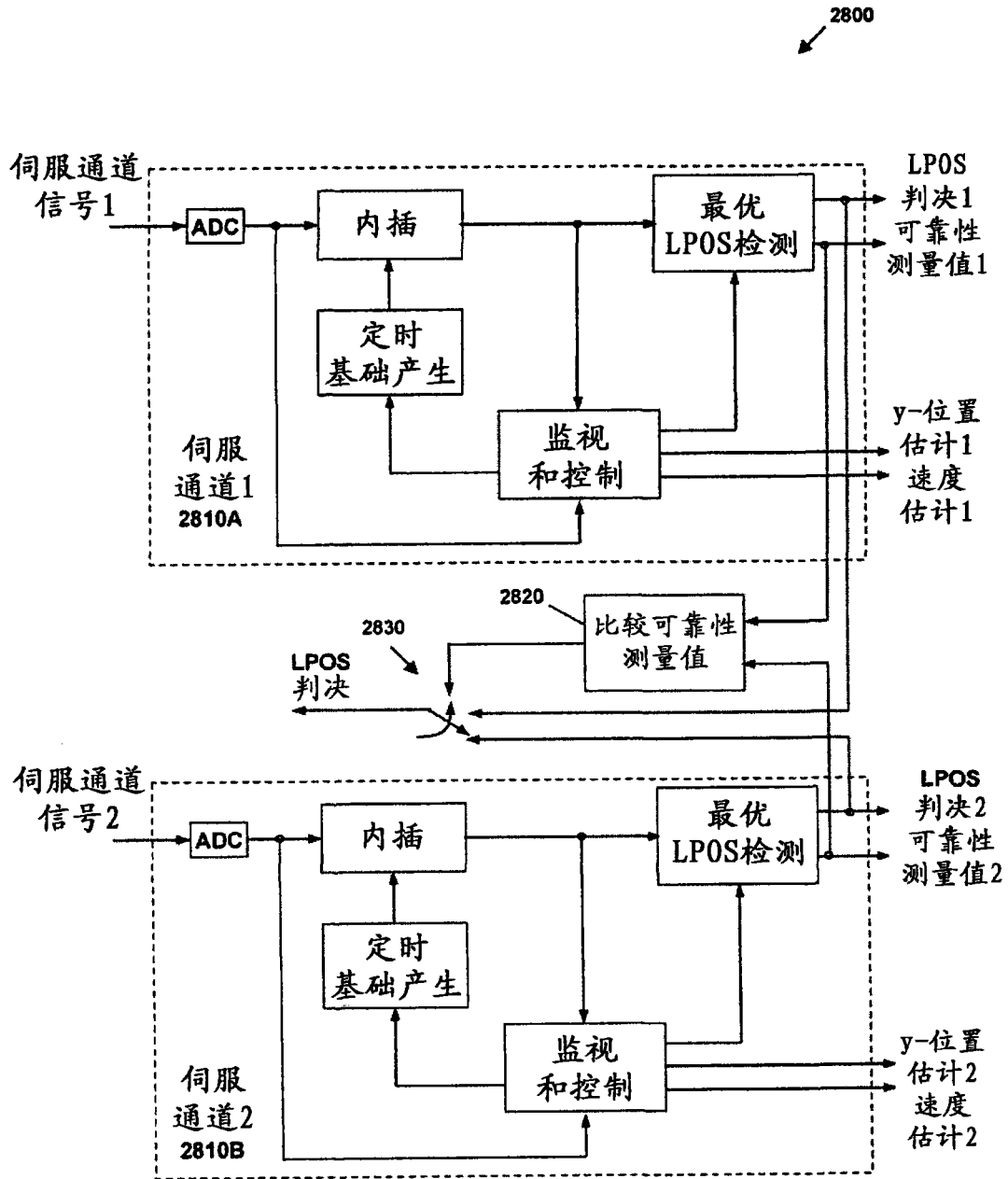


图28