



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101361125 B

(45) 授权公告日 2011.01.12

(21) 申请号 200780001748.1

(22) 申请日 2007.01.10

(30) 优先权数据

11/340,030 2006.01.26 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008.06.27

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2007/050212 2007.01.10

(87) PCT申请的公布数据

W02007/085529 EN 2007.08.02

(73) 专利权人 国际商业机器公司

地址 美国纽约

(72) 发明人 G·凯鲁比尼 E·埃莱夫特里乌

J·耶利托 R·哈钦斯

(74) 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

11247

代理人 于静 许向彤

(51) Int. Cl.

G11B 5/584(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1283851 A, 2001.02.14, 全文.

US 2003/0016465 A1, 2003.01.23, 全文.

CN 1604196 A, 2005.04.06, 全文.

审查员 段瑞玲

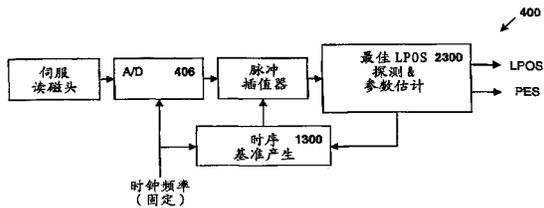
权利要求书 2 页 说明书 23 页 附图 18 页

(54) 发明名称

磁带驱动器系统中用于探测纵向位置和产生位置误差信号的同步伺服信道

(57) 摘要

提供一种完全同步的纵向位置 (LPOS) 探测系统, 用来提高磁带系统中的伺服信道的可靠性。所述系统基于伺服信道输出信号的插值, 所述伺服信道输出信号由模拟 - 数字转换器 (ADC) 使用具有标称频率的时钟信号以固定的采样率进行采样, 使得可以以预定的固定采样率来获得插值信号样本, 不依赖于磁带速度。这个预定的固定采样率按照单位长度上的样本数而不是按照单位时间上的样本数来定义, 而按照单位时间上的样本数来定义的采样率是用来度量 ADC 的采样率的。因此, 在插值器输出中所获得的伺服信道信号的分辨率由标称步插值距离来决定。



1. 一种在磁带存储系统中进行纵向位置 (LPOS) 探测的方法, 包括:

对磁带存储系统进行操作, 由此使磁带以一定速度纵向通过伺服读磁头, 所述磁带包括记录下来的嵌有 LPOS 信息的伺服脉冲图形;

确定预定的固定采样率, 该采样率按照通过所述伺服读磁头的单位磁带长度上的样本来定义;

从所述伺服读磁头产生伺服信道输出信号;

产生具有标称频率的时钟信号;

以所述标称时钟频率采用模拟 - 数字转换器 (ADC) 对所述伺服信道输出信号进行采样;

对来自所述 ADC 的伺服信道输出信号样本进行插值;

以不依赖于所述磁带速度的所述固定采样率产生插值信号样本序列; 以及

从所述插值信号样本序列中产生 LPOS 信号。

2. 根据权利要求 1 所述的方法, 其中, 产生 LPOS 信号包括:

获得基于时序的伺服脉冲; 以及

测量各个双位的过零点之间的距离以产生位置误差信号。

3. 根据权利要求 2 所述的方法, 其中, 所述 LPOS 信号在磁带速度变化和恒定期间产生。

4. 根据权利要求 3 所述的方法, 其中, 用于 LPOS 探测的近似最大速度由  $v_{\max} = L_p * (f_s/2)$  来表示, 其中,  $L_p$  是所述伺服脉冲图形中的磁性跃变之间的最小距离, 单位为微米, 而  $f_s$  为所述固定采样率, 单位为 MHz。

5. 一种用于磁性数据存储带的同步纵向位置 (LPOS) 探测系统, 包括:

时钟, 用于以标称频率产生时钟信号;

用于确定预定的固定采样率的装置, 该固定采样率按照纵向通过伺服读磁头的单位磁带长度上的样本来定义, 所述磁带包括记录下来的嵌有 LPOS 信息的伺服脉冲图形;

模拟 - 数字转换器 (ADC), 包括:

用于接收所述时钟信号的输入端;

用于从所述伺服读磁头接收伺服信道输出信号的输入端;

用于以所述标称时钟频率对所述伺服信道输出信号进行采样的装置; 以及

用于输出伺服信号样本的装置;

时序基准发生器, 其具有用来接收所述时钟信号的输入端;

脉冲插值器, 其对所述时序基准发生器进行响应, 包括:

用来从所述 ADC 接收所述伺服信号样本的第一输入端; 以及

用来以独立于磁带速度的固定采样率对所述伺服信号样本进行插值并输出插值信号样本序列的装置; 以及

LPOS 探测器, 包括:

用来从所述脉冲插值器接收所述插值信号样本序列的输入端;

用来向所述脉冲插值器的第二输入端发送控制信号的第一输出端; 以及

用来从所述插值信号样本序列产生 LPOS 输出信号的装置。

6. 根据权利要求 5 所述的 LPOS 探测系统, 其中, 所述用来产生 LPOS 输出信号的装置包括用于测量各个双位的过零点之间的距离的装置。

7. 根据权利要求 5 所述的 LPOS 探测系统,其中,所述 LPOS 输出信号在磁带速度变化和恒定期间产生。

8. 根据权利要求 6 所述的 LPOS 探测系统,其中,用于 LPOS 探测的近似最大速度由  $v_{\max} = L_p * (f_s/2)$  表示,其中, $L_p$  为所述伺服脉冲图形中的磁性跃变之间的最小距离,单位为微米,而  $f_s$  为所述固定采样率,单位为 MHz。

9. 一种在磁带存储系统中进行纵向位置 (LPOS) 探测的装置,包括:

用于对磁带存储系统进行操作,由此使磁带以一定速度纵向通过伺服读磁头的装置,所述磁带包括记录下来的嵌有 LPOS 信息的伺服脉冲图形;

用于确定预定的固定采样率的装置,该采样率按照通过所述伺服读磁头的单位磁带长度上的样本来定义;

用于从所述伺服读磁头产生伺服信道输出信号的装置;

用于产生具有标称频率的时钟信号的装置;

用于以所述标称时钟频率采用模拟-数字转换器 (ADC) 对所述伺服信道输出信号进行采样的装置;

用于对来自所述 ADC 的所述伺服信道输出信号样本进行插值的装置;

用于以不依赖于所述磁带速度的所述固定采样率产生插值信号样本序列的装置;以及用于从所述插值信号样本序列中产生 LPOS 信号的装置。

10. 根据权利要求 9 所述的装置,其中,产生 LPOS 信号包括:

获得基于时序的伺服脉冲;以及

测量各个双位的过零点之间的距离以产生位置误差信号。

11. 根据权利要求 10 所述的装置,其中,所述 LPOS 信号在磁带速度变化和恒定期间产生。

12. 根据权利要求 11 所述的装置,其中,用于 LPOS 探测的近似最大速度由  $v_{\max} = L_p * (f_s/2)$  来表示,其中, $L_p$  是所述伺服脉冲图形中的磁性跃变之间的最小距离,单位为微米,而  $f_s$  为所述固定采样率,单位为 MHz。

## 磁带驱动器系统中用于探测纵向位置和产生位置误差信号的同步伺服信道的

### 技术领域

[0001] 本发明一般地说涉及到磁带存储系统中的伺服信道体系结构,具体地说涉及到一种同步伺服信道体系结构。

### 背景技术

[0002] 基于时序的伺服系统 (timing-based servo, TBS) 是 90 年代后期特别为线性磁带驱动器发展起来的一种技术。在 TBS 系统中,所记录的伺服图形由两种按不同方向倾斜的跃变 (transition) 构成,磁头位置根据读取伺服图形的窄磁头所产生的脉冲的相对时序来获得。TBS 图形也允许对附加的纵向位置 (longitudinal position, LPOS) 信息进行编码而不影响横向位置误差信号 (position error signal, PES) 的产生。这一点可以通过使所述跃变从其标称的图形位置发生偏移来实现,如图 1 所示。在磁带系统中,通常有两个专用伺服信道,从这两个专用伺服信道中可以获得 LPOS 信息和 PES。用于线性磁带系统的基于时序的磁道跟踪伺服系统被线性磁带开放协议 (Linear tape open, LTO) 协会所采纳,作为所谓的 LTO 磁带驱动系统的标准。

[0003] 通常, LPOS 信息的探测基于伺服信道输出中双位信号样本 (dibitsignal samples) 的峰位移动。这种方法有下面的严重局限:

[0004] a) 如果希望有不依赖于磁带速度的恒定采样率 (单位为每微米的样本数),那么 A/D 转换器的采样频率必须随磁带速度而变化。如果采用固定的采样频率,那么,所述采样率依赖于磁带速度。

[0005] b) 选择固定采样率的结果是, LPOS 探测器 (峰探测器) 中每个双位响应的样本数根据磁带速度是可变的。

[0006] c) 在加速和减速过程中,即在磁带速度朝着目标速度变化的过程中,不可能进行可靠的 LPOS 探测。

[0007] d) 对于使用脉冲位置调制 (pulse position modulation, PPM) 技术所产生的 LPOS 图形,峰探测不是最适宜的探测方案。

[0008] e) 在伺服信道的输出中不可能监视信号的时间演化,因为没有时间参考。

[0009] f) 不可能度量 LPOS 探测过程的可靠性。

[0010] 为了使用现有技术中的 LPOS 异步体系结构 (如图 2 所示) 在磁带速度很高时获得充分的分辨率,要求 ADC 的采样频率较高。例如,如果最高目标速度为  $v = 12.5\text{m/s}$ ,那么,设 ADC 的采样频率为  $15\text{MHz}$ ,可以获得  $0.83\ \mu\text{m}$  的分辨率。很清楚,在对  $\pm 0.25\ \mu\text{m}$  的 LPOS 脉冲位置调制进行分解时,这样的分辨率是不够的。具体说,使用所述异步方法,需要  $250\text{MHz}$  的采样频率来获得  $0.05\ \mu\text{m}$  的分辨率。

### 发明内容

[0011] 本发明提供一种完全同步的纵向位置 (LPOS) 探测系统,用来提高磁带系统中的

伺服信道的可靠性。本发明基于伺服信道输出信号的插值,所述伺服信道输出信号由模拟-数字转换器(ADC)使用具有标称频率的时钟信号以固定的采样率进行采样,使得插值信号样本能够不依赖于磁带速度而以预定的固定采样率获得。这个预定的固定采样率按照单位长度上的样本数而不是按照单位时间上的样本数来定义,而按照单位时间上的样本数来定义的采样率是用来度量ADC的采样率的。因此,在插值器输出中所获得的伺服信道信号的分辨率由标称步插值距离来决定。

[0012] 从第一个方面来看,本发明提供一种在磁带存储系统中进行纵向位置(LPOS)探测的方法,包括:对磁带存储系统进行操作,由此使磁带以一定速度纵向通过伺服读磁头,其中所述磁带包括记录下来的嵌有LPOS信息的伺服脉冲图形;确立预定的固定采样率,该采样率按照经过所述伺服读磁头的单位磁带长度上的样本来定义;从所述伺服读磁头产生伺服信道输出信号;产生具有标称频率的时钟信号;以所述标称时钟频率采用模拟-数字转换器(ADC)对所述伺服信道输出信号进行采样;对来自所述ADC的伺服信道输出信号样本进行插值;以不依赖于所述磁带速度的固定采样率产生插值信号样本序列;以及从所述插值信号样本序列中产生LPOS信号。

[0013] 本发明优选提供一种方法,其中,产生所述LPOS信号包括:获得基于时序的伺服脉冲;以及测量各个双位(dibit)的过零点之间的距离以产生位置误差信号。

[0014] 本发明优选提供一种方法,其中,所述LPOS信号在磁带速度变化和恒定期间产生。

[0015] 本发明优选提供一种方法,其中,用于LPOS探测的近似最大速度由 $v_{\max} = L_p * (f_s/2)$ 来表示,其中, $L_p$ 是所述伺服脉冲图形中的磁性跃变之间的最小距离,单位为微米,而 $f_s$ 为所述固定采样率,单位为MHz。

[0016] 从第二个方面来看,本发明提供一种用于磁性数据存储带的同步纵向位置(LPOS)探测系统,包括:时钟,其以标称频率产生时钟信号;用于确立预定的固定采样率的装置,其中该采样率按照纵向通过伺服读磁头的单位磁带长度上的样本来定义,所述磁带包括记录下来的嵌有LPOS信息的伺服脉冲图形;模拟-数字转换器(ADC),包括:用于接收所述时钟信号的输入端;用于从所述伺服读磁头接收伺服信道输出信号的输入端;用于以所述标称时钟频率对所述伺服信道输出信号进行采样的装置;以及用于输出伺服信号样本的装置;时序基准发生器,其具有用来接收所述时钟信号的输入端;脉冲插值器,其对所述时序基准发生器产生响应,并包括:用来从所述ADC接收所述伺服信号样本的第一输入端;以及用来独立于磁带速度以所述固定采样率对所述伺服信号样本进行插值并输出插值信号样本序列的装置;以及LPOS探测器,其包括:用来从所述脉冲插值器接收所述插值信号样本序列的输入端;用来为所述脉冲插值器的第二输入端发送控制信号的第一输出端;以及用来从所述插值信号样本序列产生LPOS输出信号的装置。

[0017] 本发明优选提供一种LPOS探测系统,其中,所述用来产生LPOS输出信号的装置包括用于测量各个双位的过零点之间的距离的装置。

[0018] 本发明优选提供一种LPOS探测系统,其中,所述LPOS输出信号在磁带速度变化和恒定期间产生。

[0019] 本发明优选提供一种LPOS探测系统,其中,用于LPOS探测的近似最大速度由 $v_{\max} = L_p * (f_s/2)$ 来表示,其中, $L_p$ 为所述伺服脉冲图形中的各磁性跃变之间的最小距离,单

位为微米,而  $f_s$  为所述固定采样率,单位为 MHz。

[0020] 从第三个方面来看,本发明提供一种可以载入数字计算机内存中的计算机程序,包括软件代码部分,在所述产品运行于计算机上时,该软件代码部分被运行以执行上述本发明中的各个步骤。

[0021] 从第四个方面来看,本发明提供一种可编程计算机中所使用的计算机可读介质上的计算机程序产品,所述计算机程序产品具有嵌入其中的计算机可读的代码,用于磁带存储系统中的纵向位置 (LPOS) 探测,所述计算机可读的代码所包含的指令可以用于:对磁带存储系统进行操作,由此使磁带以某个速度纵向通过伺服读磁头,所述磁带包括记录下来的嵌有 LPOS 信息的伺服脉冲图形;确立预定的固定采样率,该采样率按照通过所述伺服读磁头的单位磁带长度上的样本来定义;从所述伺服读磁头产生伺服信道输出信号;产生具有标称频率的时钟信号;以所述标称时钟频率采用模拟-数字转换器 (ADC) 对所述伺服信道输出信号进行采样;对来自所述 ADC 的伺服信道输出信号样本进行插值;以不依赖于所述磁带速度的固定采样率产生插值信号样本序列;以及从所述插值信号样本序列中产生 LPOS 信号。

[0022] 本发明优选提供一种计算机程序产品,其中,用于产生所述 LPOS 信号的指令包括:获得基于时序的伺服脉冲的指令;以及测量各个双位的过零点之间的距离以产生位置误差信号的指令。

[0023] 本发明优选提供一种计算机程序产品,其中,所述 LPOS 信号在磁带速度变化和恒定期间产生。

[0024] 本发明优选提供一种计算机程序产品,其中,用于 LPOS 探测的近似最大速度由  $v_{max} = L_p * (f_s/2)$  来表示,其中,  $L_p$  是所述伺服脉冲图形中的磁性跃变之间的最小距离,单位为微米,而  $f_s$  为所述固定采样率,单位为 MHz。

#### 附图说明

[0025] 图 1 显示了嵌有 LPOS 信息的伺服脉冲的 LTO 规格;

[0026] 图 2 显示了现有技术中的 LPOS 异步探测体系结构的方框图;

[0027] 图 3 显示了本发明中的 LPOS 同步体系结构的方框图;

[0028] 图 4 显示了可以实现本发明的同步伺服信道的方框图;

[0029] 图 5 是描述初始获取过程的流程图;

[0030] 图 6 画出了用于计算磁带速度和  $y$  位置估计值的峰到达时间之间的间隔;

[0031] 图 7 画出了正确获取的概率;

[0032] 图 8 画出了错误获取的概率;

[0033] 图 9 画出了在伺服信道输出中速度误差的归一化标准偏差与信噪比的关系;

[0034] 图 10 画出了在伺服信道输出中平均获取时间与信噪比的关系;

[0035] 图 11A 画出了双位脉冲的自关联;

[0036] 图 11B 画出了所述自关联函数的偏微分;

[0037] 图 12 显示了时序基准产生系统的操作的方框图;

[0038] 图 13 显示了时序基准产生系统的更详细的方框图;

[0039] 图 14 显示了时序基准产生系统的线性等价模型;

- [0040] 图 15 显示了时序基准产生系统的简化模型；
- [0041] 图 16A 和 16B 分别显示了对于  $v = 0.5\text{m/s}$  和  $v = 12.5\text{m/s}$  的插值信号样本和时序相位收敛性；
- [0042] 图 17 是描述异步监视功能块的操作的流程图；
- [0043] 图 18 是一个时序图,显示了观察窗口的产生；
- [0044] 图 19 显示了同步监视功能块的方框图；
- [0045] 图 20A 和 20B 分别显示了对于  $v = 6\text{m/s}$  和  $v = 12\text{m/s}$  的  $y$  位置估计值的平均值和标准偏差；
- [0046] 图 21A 和 21B 分别显示了对于  $v = 6\text{m/s}$  和  $v = 12\text{m/s}$  的磁带速度估计值的标准偏差；
- [0047] 图 22 分别是基于峰探测的 LPOS 符号的大数判决解码规则 (majoritydecoding rule) 的示意图和表格；
- [0048] 图 23 显示了最佳 LPOS 探测系统的方框图；
- [0049] 图 24A 和 24B 分别显示了用于 A、B 脉冲中的第二和第四双位中的度量计算的匹配滤波器波形；
- [0050] 图 25 显示了简化的 LPOS 符号探测系统的方框图；
- [0051] 图 26A 和 26B 分别画出了在磁带加速期间所估计出的速度和所计算出的度量值；以及
- [0052] 图 27 显示了用于产生 SDR 和符号判决可靠性估计值的系统的方框图。

### 具体实施方式

#### [0053] 同步伺服信道体系结构

[0054] 在本发明所述的体系结构中,动态插值器允许在探测器输入中采用任何采样频率,唯一的限制来源于潜在的混叠效应 (aliasing effect)。例如,在磁跃变之间的距离为  $L_p = 2.1\ \mu\text{m}$  的情形中,在 15MHz 固定 ADC 时钟频率下不发生混叠效应的可达到的最大磁带速度为  $v_{\max} = 2.1 \times (15/2) = 15.75\text{m/s}$ 。在这种情形中,在脉冲插值器之后用于实现  $0.05\ \mu\text{m}$  分辨率的等价采样频率等于 315MHz。注意,这将是异步体系结构中所要求的固定采样频率。

[0055] 图 3 显示了本发明所述的同步 LPOS 探测结构 400 的基本构造框图。因为在脉冲插值器之后单位长度的样本数是固定的且不依赖于磁带速度,所以可以使用匹配滤波器方法以便在有噪声的情况下最佳地探测 PPM。所述匹配滤波器具有固定的单位长度样本数。此外,通过测量基于时序的伺服脉冲的单个双位的过零点之间的距离,可以获得位置误差信号和所述速度估计值。在斜升斜降 (ramp-up, ramp-down) 期间,对于任何小于等于最大磁带速度的恒定磁带速度,能够产生可靠的位置误差信号、获得可靠的磁带速度估计和进行可靠的 LPOS 探测,其中最大磁带速度的初步近似为

$$[0056] \quad v_{\max} = L_p \times (f_s/2) \quad (1)$$

[0057] 其中,  $L_p$  为磁性跃变之间的最小距离,单位为  $\mu\text{m}$ , 而  $f_s$  为 ADC 的固定采样频率,单位为 MHz。对用于伺服信道选择的信号与噪声加失真之比进行的监测也能够得到支持。

[0058] 图 4 显示了同步伺服信道 400 的更详细的方框图。由获取电路 402 来获取同步伺

服信道参数的初始值。由参数估计块 404 提供磁带速度和 y 位置估计以及监测伺服信道操作。由时序基准产生块 1300 确定必须产生插入信号样本以便以预定的固定频率独立于磁带速度来获得这些样本的时刻。最后,由最佳 LPOS 探测块 2300 来产生 LPOS 符号判决。

[0059] 同步伺服信道参数的初始获取

[0060] 设计同步伺服信道的一个主要挑战是,为作为信号插值基础的时序基准的产生确定初始时刻和标称步插值间隔 (nominal step interpolation interval)。标称步插值间隔  $T_i$  (单位为微秒) 为磁带走过标称步插值距离  $x_i$  (单位为微米) 所用的时间,它由下式给出

$$[0061] \quad T_i = \frac{x_i}{v} \quad (2)$$

[0062] 其中,  $v$  表示磁带速度 (单位为 m/s)。此外,对于基于匹配滤波的最佳 LPOS 符号探测,也需要知道伺服读磁头的横向 (y) 位置信息。所以,作为初始获取过程的结果,除了初始时刻和标称步插值间隔之外,还需要获得可靠的磁带速度和 y 位置的估计。

[0063] 应该使用模拟-数字转换器 (ADC) 输出信号样本序列在事先没有任何磁带速度和 y 位置信息的情况下进行初始获取。所以,重要的是设计一种方法,可以在很宽的磁带速度范围内 (在 LTO 磁带驱动系统中一般在 0.5m/s 到 12.5m/s 的范围内) 完成信道参数的可靠的初始获取。由于 ADC 的采样频率是固定的,通常在 15MHz 到 24MHz 的范围内,所以当磁带速度低时,对于伺服脉冲的每个双位可以获得若干样本,而当磁带速度高时,对于伺服脉冲的每个双位只能提供给获取电路很少几个样本。由于在初始获取开始时没有时序信息,所以,所述获取方法依赖于对伺服脉冲的双位峰的观测。通常,如果信道输出信号样本的绝对值超过了给定的阈值,那么,可以探测到伺服脉冲中的双位的正的或负的峰。所以,在低速的情形中,所述获取方法必须能够探测到唯一的峰,即使来自单个双位的几个相继的信号样本都超过了阈值。在高速的情形中,所述获取方法必须能够处理这样的情形,即来自双位的正的或负的峰的信号样本都没有超过阈值。注意,伺服帧通过 C、D、A 和 B 伺服脉冲序列来确定,如图 1 所示。

[0064] 本发明也基于对伺服帧中有效的 [4 4 5 5] 脉冲序列的识别来进行同步伺服信道参数的初始获取。这一点可以通过对伺服脉冲中的双位的正负峰之间的时间间隔进行粗略估计来实现。

[0065] 图 5 显示了初始获取方法的流程图。在获取过程开始的时候,对下列变量和数组进行初始化 (步骤 500) :

[0066] a)  $acqFlag = 0$ , 获取标记指示同步伺服信道处于获取模式;

[0067] b)  $k = 0$ , 在每个采样时刻计数器增加 1;

[0068] c)  $n = 0$ , 每次信号样本的绝对值超过给定阈值 (由  $thres$  表示) 时,指数增加 1;

[0069] d)  $Np = 0$ , 在一个伺服脉冲中探测到的双位峰 (包括正的和负的) 的数目;

[0070] e)  $Tp = Tp, max$ , 对一个双位的两个峰之间的时间间隔的粗略估计;初始值  $Tp, max$  的选择使得对于给定范围内的所有磁带速度双位峰之间的时间间隔小于  $Tp, max$ ;

[0071] f)  $\cdot = []$ , 矢量,其元素由峰的到达时间给出;

[0072] g)  $p = []$ , 矢量,其元素由伺服脉冲内所探测到的峰的数目给出。

[0073] 在每个采样时刻,计数器增加 1 (步骤 502) 并与给定的  $maxCnt$  值相比较 (步骤 504);如果该计数器超过了  $maxCnt$ ,那么暂停时间 (timeoutperiod) 就结束 (步骤 506),重

新开始获取过程。否则,时刻  $k$  时的信号样本的绝对值(用  $|r_k|$  表示)就与给定的阈值进行比较(步骤 508)。如果  $|r_k|$  超过了所述阈值,那么很可能已经获得了与双位峰(正的或负的)对应的信号样本。在这种情形中,指数  $n$  增加 1,并且将第  $n$  个峰的到达时间和信号样本分别存储为  $t_n = kT$  和  $r_n = r_k$ (步骤 510),其中,  $T$  表示固定的采样间隔。如上所述,需要判断绝对值超过了阈值的信号样本是已经探测到的峰还是新的峰。为此,将  $r_n$  的符号与绝对值超过了阈值的前一个样本的符号(由  $\text{sgn}(r_{n-1})$  表示)进行比较(步骤 512)。

[0074] 如果  $\text{sgn}(r_n) \neq \text{sgn}(r_{n-1})$ ,那么这两个样本可能属于不同的峰。将这两个样本之间的时间间隔  $t_n - t_{n-1}$  与双位峰之间的时间间隔的当前估计相比较(步骤 514)。如果  $T_p > t_n - t_{n-1}$ ,那么,对估计值进行更新,赋予新值  $T_p = t_n - t_{n-1}$ (步骤 516)。注意,在获取过程期间,  $T_p$  朝着双位峰之间的时间间隔的期望估计值单调下降。由于  $t_n$  为新峰的到达时间,所以,其值被附加到矢量  $\tau$  上,并且对峰的计数  $N_p$  增加 1(步骤 518)。此时,需要判断所述新峰是属于当前正在考虑中的伺服脉冲的一个双位还是属于新脉冲的一个双位。为此,将时间差  $t_n - t_{n-1}$  与值  $mT_p$  相比较(步骤 520),其中,  $m$  为常数,设  $T_p$  等于一个双位的两个峰之间的标称间隔,  $m$  的选择使得对于所有的磁带速度和伺服读磁头的所有的横向位置,在同一脉冲中的相继双位的峰之间的时间间隔小于  $mT_p$ ,而在不同脉冲中的相继双位的峰之间的时间间隔大于  $mT_p$ 。如果  $t_n - t_{n-1} > mT_p$ ,那么就探测到一个新的脉冲,将上一个脉冲中所探测到的峰的数目  $N_p - 1$  附加到矢量  $p$  上,并将当前脉冲的峰计数  $N_p$  初始化为 1(步骤 522)。接下来就要验证矢量  $p$  的最后四个元素是否对应着一个伺服帧的伺服脉冲中的峰的个数的预期序列,该序列为 [8 8 10 10](步骤 524)。如果验证结果是肯定的,那么,就可以识别与伺服脉冲序列 [C D A B] 相对应的脉冲序列 [4 4 5 5](参见图 1),并可以计算启动同步伺服信道操作的初始化参数(步骤 526)。否则,获取过程继续进行,处理下一个采样间隔(步骤 502)。

[0075] 如果  $\text{sgn}(r_n) = \text{sgn}(r_{n-1})$ ,那么必须考虑两种情形。如果  $T_p \geq t_n - t_{n-1}$ (步骤 528),那么很可能这两个样本属于相同的峰,因此不更新矢量  $\tau$  和  $p$  以及变量  $N_p$ ,并且获取过程继续进行,处理下一个采样间隔(步骤 502)。如果  $T_p < t_n - t_{n-1}$ ,那么很可能这两个样本是从属于相继双位的具有同一极性的峰获得的,发生了漏测峰的事件。在这种情形中,将两个峰到达时间值附加到矢量  $\tau$  上,用  $t_n'$  和  $t_n$  表示,并将峰计数  $N_p$  增加 2(步骤 530)。漏掉的峰的到达时间  $t_n'$  的估计值根据漏掉峰的极性、双位峰之间的时间间隔的估计值  $T_p$ 、和磁带的移动方向等信息来获得。如果磁带向前移动,那么在伺服信道的输出端,首先获得的是具有正极性的双位峰,而如果磁带反向移动,那么首先获得的是具有负极性的双位峰。所以,如果磁带正在向前移动并且漏掉的峰的极性为负,或者如果磁带正在反向移动并且漏掉的峰的极性为正,那么,漏掉的峰的到达时间就可以估计为  $t_n' = t_{n-1} + T_p$ ,否则,就估计为  $t_n' = t_n - T_p$ 。如上所述,此时,需要判断新峰是属于当前正在考虑的伺服脉冲中的一个双位还是属于新脉冲中的一个双位(步骤 532)。如果  $t_n - t_{n-1} > mT_p$ ,那么就探测到一个新脉冲,并且再次需要考虑磁带的移动方向来确定下一步(步骤 534)。在图 5 的流程图中,假设磁带向前移动。类似的过程可以应用到反向的情形中。如果探测到的峰具有正极性,那么这就很可能对应着所述新脉冲中的第一个峰。然后,将值  $N_p - 1$  附加到矢量  $p$  上,并将当前脉冲的峰计数  $N_p$  初始化为 1(步骤 536)。然后检查矢量  $p$  的最后四个元素是否对应着序列 [8 8 10 10](步骤 538)。另一方面,如果所探测到的峰具有负极性,那么很可能所述新脉冲的

第一个峰被漏掉了。然后,将值  $N_p-2$  附加到矢量  $p$  上,并将当前脉冲的峰计数  $N_p$  初始化为 2(步骤 540)。注意,在这种情形中,不检查矢量  $p$  的最后四个元素是否对应着序列 [8 8 10 10],因为在探测到“C 脉冲”(参见图 1)中的第一个双位的第一个峰时,认为发生了从“获取”模式向“跟踪”模式的转换,从而减小获取系统实现的复杂性。

[0076] 一旦在矢量  $p$  的最后四个元素中探测到序列 [8 8 10 10] 时,就计算启动同步信道操作所需要的各个参数,并将变量  $acqFlag$  设置为 1(步骤 526) 以表示获取过程成功完成。假设考虑 C、D 和 A 脉冲的峰到达时间来计算磁带速度和  $y$  位置估计值,如图 6 所示,则预期的估计值分别由下式给出(步骤 526)

$$[0077] \quad y_{est,0} = -\frac{\ell}{2 \tan\left(\frac{\pi}{30}\right)} \left( \frac{A1 + A2 + A3 + A4}{B1 + B2 + B3 + B4} - \frac{50}{\ell} \right) \quad (3)$$

$$[0078] \quad v_{est,0} = \frac{4\ell f_s}{B1 + B2 + B3 + B4} \quad (4)$$

[0079] 其中,磁带向前运动时  $l = 100 \mu m$ ,而磁带反向运动时  $l = 95 \mu m$ 。一旦完成了获取过程,就开始进行同步伺服信道操作,其中初始时刻为  $t_{i,0} = t_n$ ,将标称步插值间隔设置为  $T_{i,0} = x_i/v_{est,0}$ ,用来产生作为信号插值基础的时序基准(步骤 526)。该获取过程也可以提供由下式给出的参数:

[0080]

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

[0081] 其中, $\lfloor z \rfloor$ 表示小于等于  $z$  的最大整数。这个参数表示按  $x_i$  的倍数来衡量的当前样本与对应着 C 脉冲中的第一个双位的过零点的样本之间的插值步数的估计值,它将被用于由时序恢复环 (timing recovery loop) 进行的最初时序调整 (first timing adjustment)。

[0082] 在实现获取电路 402 时,矢量  $\tau$  和  $p$  设定为长度分别为 36 和 4 的延迟线。另外要注意,为了对估计值进行计算由电路引入的等待时间应该小于伺服脉冲之间的时间间隔。此外,为了获得可靠的磁带速度和  $y$  位置估计值,需要一个电路以高精度来进行正数之间的除法。通过应用 Newton-Raphson 算法利用迭代近似计算除数的倒数,然后利用被除数和除数的倒数之积来获得预期的商,可以满足上述要求。例如,在所述算法进行了三次迭代之后,除法计算的相对误差小于 0.4%,在四次迭代后,相对误差小于  $1.6 \times 10^{-5}$ 。

[0083] 通过仿真研究了所述获取方法的性能。采用 Lorentz 模型,磁带记录信道对单个跃变的响应可以用下式表示:

$$[0084] \quad \Theta(t;v) = \frac{e}{\pi} \frac{1}{1 + \left( \frac{2vt}{PW50} \right)^2} \quad (6)$$

[0085] 其中,参数  $PW50/2$  表示在以速度  $v$  移动的磁带上处于平行于伺服带中心线的直线上的两点之间的距离(单位为微米),在这两点处,伺服读磁头分别产生单个跃变的信道响应的最大值和最大值之半。所以,双位信号脉冲由下式给出

$$[0086] \quad g(t;v) = \Theta(t;v) - \Theta(t-T_\Theta;v) \quad (7)$$

[0087] 其中,  $T_\Theta = L_p/v$  微秒,  $L_p$  表示磁性跃变之间的距离。回想一下,对于图 1 所示的

伺服帧中的双位来说,  $L_p = 2.1 \mu\text{m}$ 。

[0088] 图 7 和图 8 分别显示了对于磁带速度和给定的峰探测阈值的不同值作为伺服信道输出的信噪比 (SNR) 的函数的正确获取的概率和错误获取的概率。如果初始  $y$  位置估计的误差的绝对值小于  $2.5 \mu\text{m}$ , 那么就认为是正确的获取, 否则就认为是错误的获取。每个概率值由获取过程的 500 次实现来获得, 假设信道为用于产生伺服脉冲的  $\text{PW50}/2.1 \mu\text{m} = 0.4$  的 Lorentz 型信道, 噪声为加性高斯白噪声、ADC 的采样频率为 15MHz, 磁带速度恒定、以及  $y$  位置为零。对于不同的磁带速度值, 图 9 和图 10 分别显示了由正确获取所给出的初始磁带速度估计值误差的归一化标准偏差 (其中归一化因子由磁带速度给出) 和平均获取时间。在图 9 和图 10 中, 对于范围在 0.5m/s 到 12.5m/s 的磁带速度值画出了所述归一化标准偏差和平均获取时间的四条曲线。

[0089] 用于信号插值的时序基准的产生

[0090] 伺服信道的同步操作要求为信号插值产生时序基准, 以便独立于磁带速度以预定的固定频率 (每微米  $1/x_i$  个样本) 获得插入的信号样本, 其中,  $x_i$  表示标称步插值距离。例如, 如果  $x_i = 0.05 \mu\text{m}$ , 那么频率  $1/x_i$  等于每微米 20 个样本。用于产生时序基准的固有参考由伺服脉冲来提供, 伺服脉冲周期性地出现在伺服信道输出中, 如图 1 所示。所以, 伺服信道输出中的信号可以被认为是引导信号 (pilot signal), 从中可以提取时序信息。然而, 从伺服信道信号中提取时序信息不是直截了当的, 因为 A、B、C、D 伺服脉冲不是等间隔的。此外, 伺服脉冲之间的间距依赖于伺服读磁头的  $y$  位置, 并且伺服帧的重复周期以及一个伺服脉冲中的相继双位之间的时间间隔依赖于磁带速度。此外, 需要考虑用于对 A 和 B 脉冲中的 LPOS 信息进行编码的脉冲位置调制的存在。对于磁带向前移动的情形, 伺服信道信号由下式给出:

$$[0091] \quad r(t) = s(t; \tau, y, v, b) + w(t) =$$

[0092]

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

(8)

[0093] 其中,  $\tau$  表示要恢复的时序相位, 矢量  $b$  表示属于二进制字符  $\{0, 1\}$  的 LPOS 符号序列,  $w(t)$  为加性高斯白噪声, 其谱密度为  $N_0$ ,  $K_F$  为伺服信道信号中的伺服帧的数目,  $q_i(\cdot)$ ,  $i = 0, \dots, 3$  分别表示 C、D、A、B 伺服脉冲。定义  $a_k = 2b_k - 1$ ,  $a_k \in \{-1, +1\}$ , 则伺服脉冲可以表示为

$$[0094] \quad q_0(t; y, v) = \sum_{i=0}^3 g\left(t - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d; v\right),$$

$$[0095] \quad q_1(t; y, v) = \sum_{i=0}^3 g\left(t - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{4}; v\right),$$

[0096]

$$q_2(t; y, v, b_k) = \sum_{\substack{i=0 \\ i \text{ 为偶}}}^4 g\left(t - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{2}; v\right) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ 为奇}}}^3 g\left(t - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)a_k)T_d - \frac{T_F}{2}; v\right)$$

[0097]

$$q_3(t; y, v, b_k) = \sum_{\substack{i=0 \\ i \text{ 为偶}}}^4 g\left(t + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{3T_F}{4}; v\right) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ 为奇}}}^3 g\left(t + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)\alpha_k)T_d - \frac{3T_F}{4}; v\right)$$

(9)

[0098] 其中,  $T_F = L_F/v$  微秒,  $T_d = L_d/v$  微秒,  $\xi = 0.05$ , 以及  $g(t; v)$  表示双位信号脉冲, 它依赖于磁带速度  $v$ , 如公式 (7) 所定义的。回想一下,  $L_F = 200 \mu\text{m}$ ,  $L_d = 5 \mu\text{m}$ , 如图 1 所示。对于磁带反向移动的情形, 在 A 和 B 脉冲的定义中乘以  $T_F$  项的系数分别选为  $95/200$  和  $145/200$  以替代  $1/2$  和  $3/4$  的条件下, 信号  $r(t)$  可以以类似于 (8) 的方式来表示。

[0099] 为了估计时序相位, 经典的时序恢复方法首先确定似然函数, 然后就不想要的随机变量对其进行平均, 最后求出使所得到的函数最大化的时序相位的值。观察 (8) 和 (9) 可以发现, 所述似然函数依赖于时序相位、伺服读磁头的  $y$  位置、磁带速度、和 LPOS 二进制符号序列。于是, 似然函数可以表示为:

$$[0100] \quad L_{\tau, y, v, a}(\epsilon, \eta, v, \beta) = \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^{K_F T_F} r(t) s(t; \epsilon, \eta, v, \beta) dt\right\} =$$

[0101]

$$\exp\left\{\frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{K_F-1} \int_0^{K_F T_F} r(t) \left[ \sum_{i=0}^3 g\left(t - kT_F - \epsilon - \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} - iT_d; v\right) + \sum_{i=0}^3 g\left(t - kT_F - \epsilon + \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{4}; v\right) + \right. \right.$$

[0102]

$$\left. \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g\left(t - kT_F - \epsilon - \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{T_F}{2}; v\right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 g\left(t - kT_F - \epsilon - \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)\alpha_k)T_d - \frac{T_F}{2}; v\right) + \right.$$

[0103]

$$\left. \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g\left(t - kT_F - \epsilon + \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} - iT_d - \frac{3T_F}{4}; v\right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 g\left(t - kT_F - \epsilon + \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} - (i + \xi(i-2)\alpha_k)T_d - \frac{3T_F}{4}; v\right) \right] dt \Big\}.$$

(10)

[0104] 引入脉冲响应为  $g_M(t; v) = g(-t; v)$  的匹配滤波器并定义卷积积分  $h(t; v) = r * g_M(t; v)$ , 则似然函数的表达式就变为:

[0105]

$$L_{\tau, y, v, a}(\epsilon, \eta, v, \beta) = \exp\left\{\frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{K_F-1} \left[ \sum_{i=0}^3 h\left(kT_F + \epsilon + \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} + iT_d; v\right) + \sum_{i=0}^3 h\left(kT_F + \epsilon - \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} + iT_d + \frac{T_F}{4}; v\right) + \right. \right.$$

[0106]

$$\left. \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h\left(kT_F + \epsilon + \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} + iT_d + \frac{T_F}{2}; v\right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 h\left(kT_F + \epsilon + \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} + (i + \xi(i-2)\alpha_k)T_d + \frac{T_F}{2}; v\right) + \right.$$

[0107]

$$\left. \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h\left(kT_F + \epsilon - \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} + iT_d + \frac{3T_F}{4}; v\right) + \sum_{\substack{i=1, \\ i \text{ odd}}}^3 h\left(kT_F + \epsilon - \frac{\eta}{v \tan(\pi/30)} + (i + \xi(i-2)\alpha_k)T_d + \frac{3T_F}{4}; v\right) \right] \Big\}.$$

(11)

[0108] 假设  $y$  位置和磁带速度的联合概率分布以及 LPOS 符号的先验分布已知,那么,时序相位的最大似然 (maximum-likelihood, ML) 估计就由下式给出:

$$[0109] \quad \hat{\tau} = \arg \max_{\tau} \iint \left[ \sum_{\alpha} L_{\tau, y, v, \alpha}(\epsilon, \eta, v, \beta) P[b = \beta] \right] p_{y, v}(\eta, v) d\eta dv \quad (12)$$

[0110] 然而,应用经典的极大似然估计方法来获得时序相位的估计会有如下的严重困难:

[0111] a) 上述公式中的极大似然估计方法不能很好地用于直接实现,甚至不能很好地用于以时序恢复反馈环的形式(每个伺服帧都计算误差项)来实现,因为计算的复杂性太大。

[0112] b) 求似然函数的最大值要求首先所述计算卷积积分相对于  $\tau$  的偏微分;这个操作可以在数字域中进行,但通常会导致较大的实现复杂性和不可忽略的噪声增强。

[0113] c) 似然函数所依赖的随机变量可以具有时变概率分布;例如,在斜升斜降期间所出现的磁带速度的变化会导致在几个伺服帧内磁带速度和时序相位的联合概率分布有显著的变化。

[0114] 本发明还基于时序恢复环产生用于同步伺服信道操作的时序基准,在所述时序恢复环中,通过观察插入的伺服信道信号的过零点来确定时序调整。假设可以有效地计算  $y$  位置和磁带速度的可靠估计  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$ ,如在下一部分中所示的,并且注意到在似然函数(11)中指数上的求和里只有四项依赖于 LPOS 符号  $a_k$  (对于每个  $k$ ),于是时序相位的估计可以近似为:

$$[0115] \quad \hat{\tau} \approx \arg \max_{\tau} \tilde{L}_{\tau, y, v}(\epsilon, \hat{y}, \hat{v}), \quad (13)$$

[0116] 其中,

[0117]

$$[0118] \quad \tilde{L}_{\tau, y, v}(\epsilon, \hat{y}, \hat{v}) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{K_F-1} \left[ \sum_{i=0}^3 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon + \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d; v \right) + \sum_{i=0}^3 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon - \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d + \frac{\hat{T}_F}{4}; v \right) + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon + \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d + \frac{\hat{T}_F}{2}; v \right) + \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 h \left( k\hat{T}_F + \epsilon - \frac{\hat{y}}{\hat{v} \tan(\pi/30)} + i\hat{T}_d + \frac{3\hat{T}_F}{4}; v \right) \right] \right\}.$$

(14)

[0119] 在上述公式中,去掉了似然函数对 LPOS 符号序列的依赖,以及就  $y$  位置和磁带速度进行的平均。然而,仍然需要计算相对于时序相位的偏微分以便求出似然函数的最大值。引入记号  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$  来表示  $y$  位置和磁带速度的估计值以替代在(3)和(4)中定义的  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$ ,因为采用了低通滤波来产生  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$ ,而  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  是指即时估计。

[0120] 注意,对于中等的到大的信噪比的值,由双位脉冲的自关联函数  $C_g(\tau - T_s; v) = g * g_m(\tau - T_s; v)$  的峰来近似确定  $h(\tau; v)$  的每个峰(恰当选择时移  $T_s$ )。另外注意,由于  $g(\tau; v)$  是一个具有奇对称的函数,所以自关联  $C_g(\tau; v)$  为具有偶对称的函数。所以,对于时序相位相对于最佳值的小偏差,  $h(\tau; v)$  对于时序相位的偏微分,从而似然函数  $\tilde{L}_{\tau, y, v}(\epsilon, \hat{y}, \hat{v})$  的偏微分,就具有奇对称。这意味着,在所述双位脉冲被认为是时序相位相对于最佳值的偏差的函数的条件下,如图 11A 和 11B 所示,  $h(\tau; v)$  的偏微分的行为类似于双位脉冲在自变量很小时的行为。

[0121] 还可以注意到, 所获得的  $h(\tau; v)$  的峰对应着伺服信道信号的过零点, 该过零点出现在伺服脉冲中的双位峰之间, 于是可以得出结论, 最大似然方法所给出的时序信息近似等于通过直接在对应着过零点处对伺服信道信号进行采样所获得的时序信息。所以, 假设  $\hat{\tau}$  表示时序相位的可靠估计, 即  $\hat{\tau} = \tau$ , 那么, 预期的时序信息就可以表示为:

$$[0122] \quad \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \tilde{L}_{\tau, y, v}(\hat{\tau} + \varepsilon, \hat{y}, \hat{v}) \Big|_{\hat{\tau} = \tau, \varepsilon = 0, \hat{y} = y, \hat{v} = v} \approx \Gamma \sum_{k=0}^{K_F-1} \left[ \sum_{i=0}^3 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) + \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + k(T_F - \hat{T}_F), v \right) + \right.$$

$$[0123] \quad \left. \sum_{i=0}^3 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) - \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + (k+1/4)(T_F - \hat{T}_F), v \right) + \right.$$

$$[0124] \quad \left. \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) + \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + (k+1/2)(T_F - \hat{T}_F), v \right) + \right.$$

[0125]

$$\left. \sum_{\substack{i=0, \\ i \text{ even}}}^4 g \left( \varepsilon + (\hat{\tau} - \tau) - \frac{\hat{y}/\hat{v} - y/v}{\tan(\pi/30)} + i(T_d - \hat{T}_d) + (k+3/4)(T_F - \hat{T}_F), v \right) + \tilde{w}_k \right], \quad (15)$$

[0126] 其中,  $\Gamma$  表示增益因子,  $\tilde{w}_k$  表示加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 样本。注意, 完全避免了由偏微分的计算所导致的噪声增强。在这种情形中, 在模拟-数字转换之前所进行的抗混叠滤波操作近似等价于用来为信号  $r(t)$  产生足够的统计所进行的理想滤波。

[0127] 这样就可以设计一种时序基准产生系统 1200, 如图 12 所示, 该系统依赖于被插入的伺服信道信号的过零点来确定误差反馈配置中的时序误差。注意, 与时序误差表达式 (15) 中的求和相对应的平均操作由环滤波器 (loop filter) 1202 来进行, 假设该滤波器具有比例积分器 (proportional-plus-integrator) 类型。所以, 设有可靠的  $y$  位置和磁带速度估计以及可忽略的插值误差, 那么, 输入到环滤波器的时序误差估计  $e(t_{n_z})$  由下式给出

$$[0128] \quad e(t_{n_z}) = s(t_{n_z}; \tau, y, v, a) + w(t_{n_z}) = g(\varepsilon_{n_z}; v) + w_{n_z}, \quad (16)$$

[0129] 其中,  $t_{n_z}$  表示由时序基准产生系统提供的在用于时序恢复的伺服信道信号的过零点附近进行信号插值的时刻,  $\varepsilon_{n_z}$  表示  $t_{n_z}$  对过零点时刻的偏差,  $w_{n_z}$  为 AWGN 样本。

[0130] 时序基准产生系统 1300 的方框图示于图 13。序列  $\{t_n\}$  表示确定信号样本  $\{r(t_n)\}$  的时刻, 使得这些样本以预期的固定频率 (每微米  $1/x_i$  个样本) 来获得, 而不依赖于磁带速度。很清楚, 标称步插值间隔  $T_i$  和 ADC 采样间隔  $T$  一般是不相称的。所以采用线性插值来在插值时刻  $\{t_n\}$  获得信号样本, 而这些插值时刻通过递归方法来获得:

$$[0131] \quad t_{n+1} = t_n + T_{i, n} \quad (17)$$

[0132] 其中,  $T_{i, n}$  表示由 (2) 所定义的标称步插值间隔的估计值。标称步插值间隔的估计值由下式给出

$$[0133] \quad T_{i, n} = \tilde{T}_{i, n_z} + \Delta t_{n_z} \quad (18)$$

[0134] 其中,  $\tilde{T}_{i, n_z} = x_i / \hat{v}$  为直接从磁带速度估计值所推出的标称步插值间隔的估计值,  $\Delta t_{n_z}$

为在环滤波器输出所获得的校正项,  $n_z$  为小于等于  $n$  的最大时间指数 (time index), 在该时间指数处时序误差估计值已经被输入到环滤波器中。在插值 - 时间计算单元中, 第  $n$  个插值时刻被表示为:

[0135]

$$t_n = T \frac{t_n}{T} = T \left( \left\lfloor \frac{t_n}{T} \right\rfloor + \mu_n \right) = T(k_n + \mu_n), \quad (19)$$

[0136] 其中,  $k_n$  和  $\mu_n$  分别表示第  $n$  个插值时刻按照采样间隔  $T$  的倍数来衡量所得到的整数部分和小数部分。因此, 线性插值就产生了由下式给出的插值信号样本:

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

[0138] 时序基准产生系统 1300 的目标是提供能够再现由伺服读磁头所产生的信号的插值信号样本, 这些插值信号样本对应着位于平行于伺服带中心线的直线上并按标称步插值距离  $x_i$  等距隔开的磁带上的点。然而,  $y$  位置和磁带速度的值通常使得插值信号样本不是精确地对应着伺服信道信号的零点。换言之, 时序误差估计  $e(t_n)$  由插值信号样本给出, 而该插值信号样本在位于标称步插值距离  $x_i$  的倍数处并最接近过零点的点处进行计算, 如时序基准产生系统所估计的那样。所以, 标称步插值距离  $x_i$  确定了时序误差估计的标准偏差的下限。假设过零点位置是一个在标称步插值间隔内均匀分布的随机变量, 则时序误差估计的标准偏差的下限就等于  $x_i / (\sqrt{12}v)$ 。例如, 如果  $x_i = 0.05 \mu\text{m}$ , 那么过零点位置误差估计的标准偏差的下限就为  $14.4\text{nm}$ 。注意, 原理上, 通过减小标称步插值距离  $x_i$  的大小能够任意减小这个下限。实际上, 与 AWGN 对过零点位置误差估计的标准偏差的贡献相比,  $x_i / (\sqrt{12}v)$  项小一些就足够了。

[0139] 如前面所提到的, 伺服信道信号的过零点不是均匀隔开的。具体说, 对时序信息产生贡献的过零点之间的时间间隔依赖于伺服读磁头的  $y$  位置和磁带速度。另外回想一下, 用于 LPOS 位 (LPOS bits) 编码的 A 和 B 脉冲中的双位的过零点不用于提取时序信息。如图 13 所示, 用于提取时序信息的插值信号样本的选择由称作“控制单元” 1304 的有限状态机连同插值“计数器” 1306 来完成。每次计算出一个新的插值信号样本时, “计数器” 1306 就使输入“控制单元” 1304 的变量 IntpCnt 增加 1。假设“插值时间计算”单元 410 所使用的标称步插值间隔  $T_i$  的估计值是可靠的, 并且关于伺服帧的开始的信息 (即一个伺服帧中的 C 脉冲里的第一个双位的第一个过零点的时刻) 是已知的, 那么,  $y$  位置的可靠估计值的信息对于由“控制单元” 1304 来确定必须选择哪一个插值信号样本以提取时序信息是足够的。“控制单元” 1304 输出下列变量:

[0140] a) burstFlag, 该变量根据  $0 \rightarrow$  C 脉冲、 $1 \rightarrow$  D 脉冲、 $2 \rightarrow$  A 脉冲、 $3 \rightarrow$  B 脉冲的规则识别当前伺服脉冲;

[0141] b) dibitFlag, 该变量在伺服脉冲范围内识别当前双位;

[0142] c) newTimErr, 该变量被断言 (asserted) 以使新的时序误差估计值输入环滤波器;

[0143] d) IntpCntReset, 该变量被断言以使插值“计数器” 1306 复位。

[0144] 在一个伺服帧的末尾, 即在 B 脉冲中的最后一个双位的过零点处, 对变量 IntpCntReset 进行断言以复位“计数器” 1306, 将变量 burstFlag 置 0 以表明 C 脉冲的出

现,也将变量  $dibitFlag$  置 0 以表明 C 脉冲中的第一个双位的出现。C 脉冲中的第一个双位与 B 脉冲中的最后一个双位的过零点之间的插值步数的估计值由下面的变量给出:

[0145]

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

[0146] 其中,  $D_{BC,0}$  表示 B 脉冲的最后一个双位和 C 脉冲的第一个双位在  $y = 0$  处的距离,在磁带向前移动和向后移动的情形中它分别等于  $30 \mu m$  和  $35 \mu m$ 。当“计数器”1306 表明  $IntpCntNum$  个插值步已经完成时,对变量  $newTimErr$  进行断言,相应的插值信号样本作为新的时序误差估计被输入到时序恢复环滤波器 1302 中,并且将变量  $dibitFlag$  置 1 以表明 C 脉冲的第二个双位即将出现。然后,“控制单元”1304 的操作继续进行,计算当前过零点和下一个过零点之间的插值步数。每次到达一个新的过零点时,对变量  $newTimErr$  进行断言并使变量  $dibitFlag$  增加 1。如果该过零点是某个伺服脉冲的最后一个过零点,那么,使变量  $burstFlag$  增加 1 并将变量  $dibitFlag$  置 0。注意,如果下一个过零点属于同一伺服脉冲,那么,由  $\lfloor L_d/x_i \rfloor$  来给出表示过零点之间的估计的插值步数的变量  $IntpCntNum$ ,如果下一个过零点属于不同的伺服脉冲,那么由类似于 (21) 的表达式来给出变量  $IntpCntNum$ ,其中采用当前脉冲的最后一个双位和下一个脉冲的第一个双位在  $y = 0$  处的距离来替代  $D_{BC,0}$ 。如果是用于对 LPOS 位进行编码的 A 和 B 脉冲的第二和第四双位的过零点这种特殊情形,那么,由  $IntpCntNum$  给出的移位了的双位和邻近双位之间的插值步数仍然取为  $\lfloor L_d/x_i \rfloor$ 。然而,当计算将与 A 和 B 脉冲的第二或第四双位的过零点相对应的插值信号样本时,将  $dibitFlag$  增加 1 而不对  $newTimErr$  进行断言。一旦达到了 B 脉冲的最后一个双位的过零点,“计数器”1306 就再次复位,对新的伺服帧的处理就开始了。

[0147] 注意,在实际实现用于同步伺服信道的时序基准产生系统 1300 时,不需要在每个插值步上都清楚地计算插值信号样本。如时序调整的产生所要求的,以及脉冲位置调制的 LPOS 信号(可以在 A 和 B 脉冲中遇到)的匹配滤波所要求的,插值信号样本的实际计算可以只在几个时刻进行(这几个时刻由“控制单元”1304 确定)。

[0148] 假设在正常的伺服信道操作期间时序误差的值较小,那么就可以得到图 14 所示的时序基准产生系统 1300 的线性等价模型 1400。注意,这里所考虑的时序基准产生系统的模型很显著地不同于在通信接收器或者硬盘驱动器中通常遇到的离散时间误差跟踪同步器的模型,在后者中,在均匀隔开的时间间隔处计算时序误差估计,并且同步器需要运行的频率偏移量范围为标称频率的几个百分比的数量级。

[0149] 参考图 14,时序误差探测器 1402 的增益由双位脉冲在过零点处的导数的绝对值给出。从 (6) 和 (7) 中,可以得到,所述增益正比于磁带速度,因此可以表示为  $K_D v$ 。噪声样本  $\eta_n$  包括 AWGN 和插值步的非零长度所引入的量化噪声的贡献,如上所述。相继时序误差估计之间的可变间隔通过包括一个开关 1404 来建模,所述开关在环滤波器 1406 的输入端在估计的过零点时刻(由指数  $n = n_z(16)$  表征)提供插值信号,在其它时刻提供零误差信号。观察 (17) 和 (18) 可以看出,在将新的时序误差估计输入到环滤波器中并且计算新的时序校正项  $\Delta t_{n_z}$  之前,时序基准产生系统使用在过零点时刻所确定的标称步插值间隔的估计值  $T_{i,n_z}$ 。这个行为通过在环滤波器的支路中包括一个采样-保持元件 1408 来建模,该元件

产生正比于时序误差估计的项。注意,保持间隔的可变长度与可变增益乘以时序误差估计的效果是等价的。为了补偿这个效应,需要引入一个项(在图 14 中用  $\theta_n$  表示)来“均衡”运用到每个时序误差估计的增益。由于过零点之间的最小距离为  $L_d = 5 \mu\text{m}$ , 并且“控制单元”1304 具有有关上一次遇到的过零点和下一个过零点之间的距离信息,所以,独立于磁带速度的  $\theta_n$  的值由下式给出:

$$[0150] \quad \theta_n = \frac{L_d}{D_{n_z}} \quad (22)$$

[0151] 其中,  $D_{n_z}$  表示时刻  $t_{n_z}$  时的过零点到下一个将要出现的过零点之间的距离(单位微米),  $n_z$  为小于等于  $n$  的最大时间指数,在该时刻,时序误差估计值已经被输入到了环滤波器中,参见 (18)。

[0152] 如前面所提到的,同步伺服信道 400 的时序基准产生系统 1300 必须在很宽的磁带速度范围内工作,而很宽的磁带速度范围又转换成很宽的相应的最小伺服信道信号带宽范围。很清楚,这个事实对系统参数有不可忽略的影响,而系统参数的选择要使得时序基准产生系统的动态行为基本上保持独立于磁带速度。为了估计磁带速度变化时的系统性能,考虑图 15 所示的简化模型 1500。如上所述,假设时序误差估计之间的可变间隔完全被可变增益  $\theta_n$  所补偿,并且假设磁带速度的估计值等于实际速度,即  $\hat{v} = v$ , 使得偏移项  $\tilde{T}_{i,n} - T_i$  消失了。因此,图 15 中的环就等价于一个跟踪误差同步器(tracking error synchronizer),该同步器在输入端具有周期为  $T_d = L_d/v$  微秒的循环平稳的(cyclostationary)信号。使用这个简化模型 1500,时序基准产生系统 1300 的环带宽(其依赖于磁带速度)就由下式给出:

$$[0153] \quad B(v) = \int_0^{1/(2T_d)} |H(e^{j2\pi f T_d}; v)|^2 df \quad (23)$$

[0154] 其中,闭环频率响应  $H(z; v)$  表示为:

$$[0155] \quad H(z; v) = \frac{K_D v z \frac{T_d}{T_i} \left( \gamma_n + \zeta_n \frac{z}{z+1} \right)}{z - 1 + K_D v z \frac{T_d}{T_i} \left( \gamma_n + \zeta_n \frac{z}{z+1} \right)}. \quad (24)$$

[0156] 通过选择环参数  $\gamma_n = \gamma / \hat{v}$  和  $\zeta_n = \zeta / \hat{v}$ , 并且将  $H(z; v)$  和  $T_d$  的表达式带入 (23), 可以得到,确定环的行为的积  $B(v) T_d$  独立于磁带速度。例如,通过选择  $K_D = 1$ ,  $\gamma = 1.1 \times 10^{-2}$ , 和  $\zeta = 9.4 \times 10^{-6}$ , 可以得到积  $B(v) T_d = 0.18$ 。

[0157] 时序基准产生系统 1300 的另一个要求是,在磁带加速和减速期间伺服信道能够可靠地工作。注意,这个要求等价于要求在频率  $1/T_d$  随时间线性变化的同时信道能够可靠地工作。众所周知,类似于图 15 中的简化模型 1500 的二阶时序恢复环在输入频率线性变化时会有非零的时序误差。选择使用磁带速度估计值  $\hat{v}$  (参见 (18)) 来周期性地更新所述步插值间隔估计值  $\tilde{T}_{i,n_z}$  (该值由滤波器输出中的校正项来调整以确定插值时刻), 避免了这个问题而不增加环的带宽或者环滤波器的阶数。所以,甚至在斜升斜降期间系统都可以可靠地运行。于是,如果磁带速度是恒定的,那么在环滤波器的积分器中所累积的项就变得小得可以忽略。注意,在这种情形中,可以在环滤波器之后乘以可变增益  $\theta_n$ , 而不会显著地影响环的行为。

[0158] 通过仿真研究了时序基准产生系统 1300 的性能。图 16A 和 16B 显示了 C 脉冲的插值信号样本以及对于恒定的磁带速度 ( $v = 0.5\text{m/s}$  (图 16A) 和  $v = 12.5\text{m/s}$  (图 16B)) 的时序相位的收敛性。在过零点时刻附近输入到环滤波器中作为时序误差估计值的样本用红色记号表示。该结果是从用于产生伺服脉冲的 PW50/2.1  $\mu\text{m} = 0.4$  的 Lorentz 型信道中获得的, AWGN 产生的  $\text{SNR} = 25\text{dB}$ , ADC 的采样频率  $f_s = 15\text{MHz}$ , 标称步插值距离  $x_i = 0.25\ \mu\text{m}$ , 速度估计值的初始误差为 1%, 对于  $v = 0.5\text{m/s}$  环滤波器参数等于  $\gamma/\hat{v} = 1 \times 10^{-1}$  和  $\zeta/\hat{v} = 2 \times 10^{-4}$ , 对于  $v = 12.5\text{m/s}$  等于  $\gamma/\hat{v} = 1 \times 10^{-3}$  和  $\zeta/\hat{v} = 2 \times 10^{-6}$ 。

[0159] 基于伺服信道输出信号的过零点产生估计值

[0160] 在前面的部分中认识到, 同步伺服信道 400 的时序基准产生系统 1300 需要可靠的  $y$  位置和磁带速度估计值 (分别用  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  表示) 来确定所述步插值间隔的估计值和插值信号的过零点时刻的估计值以及各种环参数值。所以, 产生  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  会带来问题,  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  的产生应该使用伺服信道 ADC 406 的输出中的信号样本来进行, 使得  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  的产生与时序基准的产生之间的耦合得以避免。一个相关的问题是, 对同步伺服信道操作的监视。必须设计一种监视系统, 该系统能够早期探测到时序基准产生系统的偶然失谐 (例如, 由伺服信道输出信号中的临时缺损来判断) 并重新开始获取过程。另外, 在这种情形中, 必须通过直接观察伺服信道 ADC 的输出中的信号样本来获得一种解决办法。

[0161] 回想一下, 在获取过程结束时磁带速度和  $y$  位置的估计分别由 (3) 和 (4) 给出, 其中, 在计算这些估计时考虑了在伺服信道 ADC 的输出中 C、D 和 A 脉冲的峰到达时间, 仍然参见图 6。然而, 基于峰的探测来产生  $y$  位置和磁带速度估计值会有下列缺点:

[0162] a) 双位峰的到达时间由一个运算来确定, 该运算对信号的微分计算进行近似, 所以会引入噪声增强。

[0163] b) 如果 C、D 和 A 脉冲中的一个或多个双位峰没有被探测到, 那么就不可能可靠地产生  $y$  位置和磁带速度的估计值。为了处理探测中丢失峰的问题, 插入虚设的峰到达时间来获得  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  不是所希望的方法。

[0164] c) 探测到获取参数的缺失、恰当地重新开始产生  $y$  位置和磁带速度的估计值并使之生效会花很长的时间, 在几个伺服帧的量级上。

[0165] 本发明还可以产生  $y$  位置和磁带速度估计值并同时监视同步伺服信道 400 的操作。该方法依赖于在伺服信道 ADC 的输出中确定信号的过零点以产生估计值  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$ , 以及依赖于观察同一信号的峰在时间间隔内的出现 (这由有限状态机来确定) 以监视同步伺服信道的操作。使用时序基准产生系统的有限状态机“控制单元” 1304 来提供所需要的观察窗口。

[0166] 在初始参数获取过程期间, 利用 C、D 和 A 脉冲中的相应双位之间的时间间隔的测量来确定磁带速度和  $y$  位置估计值。为计算由 (3) 和 (4) 所给出的估计值, 考虑双位的峰到达时间。然而, 在产生时序基准期间, 关于伺服信道输出信号的时序相位的可靠信息通过观察伺服脉冲中的双位的过零点时刻来获得, 而通过在匹配滤波之后确定伺服信号的峰的时刻而获得的时序信息受噪声增强的影响。这归因于这样的事实, 即峰的时刻是由一种运算来确定的, 该运算对信号微分的计算进行近似。所以, 通过在 (3) 和 (4) 中引入时间间隔的测量 (由伺服信道输出信号的过零点的时刻来获得), 可以比使用受噪声增强影响的峰到达时间的测量能获得更可靠的估计值。

[0167] 这样,就避免了在探测中丢失了峰的情形中确定估计值  $y_{est}$  和  $v_{est}$  的问题,因为时序基准产生系统 1300 提供有关观察间隔的信息,其中预期很可能伺服信道输出信号的过零点会出现。在观察间隔内没有过零点出现这种偶然情形中(例如,由于伺服信道输出信号中的缺损的缘故),使用由时序基准产生系统所提供的过零点的估计时刻。然而,如果缺损持续一段很长的时间,跨越几个伺服帧,那么,时序基准产生系统的失谐就会出现。为了探测这样一个事件,仍然监视由时序基准产生系统所确定的观察窗口内的伺服脉冲的双位峰的出现。如果在每伺服帧所探测到的峰的数目小于某个固定阈值并且在预定时间间隔内一直保持低于该阈值,那么就宣告失锁 (loss of lock) 并重新开始初始获取过程。

[0168] 如图 4 所示,  $y$  位置和磁带速度估计值的产生以及同步伺服信道操作的监视由两个功能块来进行。“异步监视功能块”408 确定过零点时刻并基于“控制单元”1304 所提供的观察间隔来探测双位峰的出现,“控制单元 1304 具有完整的与伺服帧的脉冲中的双位相关的时序信息,如前面所述。然后,“同步监视功能块”404 计算  $y$  位置和磁带速度估计值并基于从“异步监视功能块”408 获得的信息监视时序基准产生功能块的操作。

[0169] 图 17 显示了一个流程图,该图描述了异步监视功能块 408 的操作。在获取过程结束时,下面的变量被初始化(步骤 1700):

[0170] a)  $acqFlag = 1$ , 获取标记,表示同步伺服信道处于跟踪模式;

[0171] b)  $k = 0$ , 计数器,在每个采样时刻增加 1 并在每个伺服帧开始时复位;

[0172] c)  $k' = 0$ , 索引号 (index), 在每个过零点时刻增加 1 并在每个伺服帧开始时复位;

[0173] d)  $peakDetFlagk' = 0$ , 峰探测标记,在一个伺服帧内由过零点时刻所界定的第  $k'$  个时间间隔开始时该标记置 0, 如果在第  $k'$  个时间间隔内探测到正的双位峰,那么该标记置 1。

[0174] 在每个采样时刻,“异步监视功能块”408 首先检查“控制单元”1304 是否正在用信号表明出现了新的伺服帧(步骤 1702)。回想一下,在一个伺服帧的末尾,即在一个 B 脉冲的最后一个双位的过零点处,对变量  $IntpCntReset$  进行断言以复位“计数器”1306, 将变量  $burstFlag$  置 0 以表明 C 脉冲的出现,也将变量  $dibitFlag$  置 0 以表明 C 脉冲中的第一个双位的出现。所以,不管何时对  $IntpCntReset$  进行了断言,变量  $newFrame$  就置 1。在该情形中,计数器  $k$  和指数  $k'$  被复位(步骤 1704)。在对新伺服帧的出现进行了检查之后,计数器  $k$  增加 1(步骤 1706)。

[0175] 然后,将计数器的值与第  $k'$  个观察间隔的上下限 ( $w_{L_{k'}}$ ,  $w_{R_{k'}}$ ) 进行比较(步骤 1708), 该上下限由“控制单元”1304 提供。假设伺服信道信号的极性使得双位的正峰被首先探测到,那么,在第  $k'$  个观察间隔内预期探测到与伺服帧的第  $k'$  个双位相关的正峰以及过零点。“控制单元”1304 也提供第三个变量(用  $w_{P_{k'}}$  表示), 使得  $w_{L_{k'}} < w_{P_{k'}} < w_{R_{k'}}$ 。然后, ( $w_{L_{k'}}$ ,  $w_{P_{k'}}$ ) 定义第  $k'$  个观察间隔中的子间隔,其中预期可以探测到所述双位峰,如图 18 所示的关于采样频率  $f_s = 15\text{MHz}$  以及恒定磁带速度  $v = 12.5\text{m/s}$  的情况。如果  $w_{L_{k'}} < k < w_{P_{k'}}$  (步骤 1710) 并且信道输出样本  $r_k$  超过了给定的阈值(用  $thres$  表示)(步骤 1712), 那么变量  $peakDetFlagk'$  置 1(步骤 1714), 以表示在第  $k'$  个时间间隔内探测到了双位峰。如果  $w_{L_{k'}} < k < w_{R_{k'}}$  并且两个最新近的信道输出样本满足条件  $r_{k-1} \geq 0$  和  $r_k < 0$  (步骤 1716), 那么就探测到了过零点并且在第  $k'$  个时间间隔中的过零点时刻计算为(步骤

1718) :

$$[0176] \quad t_{z,k'} = [(k-1) + \frac{r_{k-1}}{r_{k-1} - r_k}]T \quad (25)$$

[0177] 每个过零点时刻(在图 18 中用实心圆记号表示)都被记录为一个整数部分加一个小数部分,其中,整数部分由值  $k-1$  给出,而小数部分使用简单的查找表来确定。

[0178] 当  $k = wR_k$  时(步骤 1720),观察间隔就期满了,指数  $k'$  增加 1,并且变量  $\text{peakDetFlagk}'$  被复位到 0(步骤 1722)。如上所述,如果在观察间隔期满的时候没有探测到过零点,那么,变量  $t_{z,k'}$  就取时序基准产生系统 1300 所提供的过零点的估计时刻值。

[0179] 在图 19 中显示了“同步监视功能块”1900 的方框图。当计数器 1902 达到观察窗口的上限时,即当  $k = wR_k$  时,变量  $\text{peakDetFlagk}'$  和  $t_{z,k'}$  的值就分别被输入累加器 1904 和延迟线 1906。只要变量  $\text{newFrame}$  置 1,即在每个伺服帧的开始处,计数器 1902、累加器 1904 和延迟线 1906 就被复位。在 A 脉冲的末尾,可以对 C、D 和 A 脉冲中相应双位之间的时间间隔进行估计。所以,在与 A 脉冲的最后一个双位相关的观察窗口的末尾将变量  $\text{newEstimate}$  置 1,并计算  $y$  位置和磁带速度估计值的新值。参考图 6, C、D 和 A 脉冲中的相应双位之间的时间间隔的测量由下式给出:

$$[0180] \quad B1+B2+B3+B4 = \text{sum}_1 - \text{sum}_2 = t_{z,0} + t_{z,1} + t_{z,2} + t_{z,3} - (t_{z,8} + t_{z,9} + t_{z,10} + t_{z,11}) \quad (26)$$

$$[0181] \quad A1+A2+A3+A4 = \text{sum}_3 - \text{sum}_2 = t_{z,4} + t_{z,5} + t_{z,6} + t_{z,7} - (t_{z,8} + t_{z,9} + t_{z,10} + t_{z,11}) \quad (27)$$

[0182] 然后,“同步监视功能块”404 分别根据 (3) 和 (4) 计算出估计值  $y_{\text{est}}$  和  $v_{\text{est}}$  的瞬时值,其中  $y_{\text{const}} = 1/[2\tan(\pi/30)]$  和  $v_{\text{const}} = 41f_s$ 。回想一下,磁带向前运动时  $l = 100 \mu\text{m}$ ,而磁带反向运动时  $l = 95 \mu\text{m}$ 。 $y$  位置和磁带速度估计值的平均值  $\hat{y}$  和  $\hat{v}$  由图 19 所示的电路 1900 中的一阶低通滤波器 1908A、1908B 来求出。低通滤波器 1908A、1908B 的时间常数的选择是下面两个要求折衷的结果,即减小对估计值的瞬时值产生影响的噪声的要求和在计算估计量的平均值(由时序基准产生系统使用)中使等待时间与磁带驱动器中  $y$  位置和磁带速度的最大变化率的倒数相比要比较小的要求之间折衷的结果。

[0183] 在每个帧的结尾,累加器 1904 中变量  $\text{peakDetFlagk}'$  的值表示已经探测的伺服脉冲中的双位的正峰的数目。然后,这个数与预定的阈值(用  $\text{monThres}$  表示)进行比较 1910,并且使累加器 1904 复位。如果对于相继的若干(等于预定值,用  $\text{frameCntThres}$  表示)伺服帧,在单个帧中探测到的峰的数目小于  $\text{monThres}$ ,那么,就宣告失锁并重新开始获取过程。

[0184] 通过仿真研究了用于产生  $y$  位置和磁带速度估计值的所述系统的性能。图 20A、20B 和 21A、21B 分别显示了对于恒定的  $y$  位置值 ( $y = 0\text{m}$ ) 和恒定的磁带速度值 ( $v = 6\text{m/s}$ (图 20A、21A) 和  $v = 12\text{m/s}$ (图 20B、21B))  $y$  位置估计的平均值和标准偏差以及磁带速度估计的标准偏差。没有显示磁带速度估计的平均值,因为平均值对实际值的偏差可以忽略。在这两张图中,也显示了基于峰探测的系统性能,以用于比较。这些结果是从一个用于产生伺服脉冲的  $\text{PW50}/2.1 \mu\text{m} = 0.4$  的 Lorentz 型信道中获得的,其 ADC 的采样频率  $f_s = 15\text{MHz}$ 。

[0185] LPOS 符号 (LPOS symbol) 的最佳探测

[0186] 如前面所提到的,通过使 A 和 B 脉冲中的第二和第四双位的跃变偏移其标称的图形位置,如图 1 所示,伺服帧允许对 LPOS 信息进行编码而不影响  $y$  位置和磁带速度估计值

的产生。注意,调制距离依赖于各磁带驱动器产品。在由 IBM®所开发和销售的 LTO 产品(诸如 3580 型)中,调制距离为  $\pm 0.25 \mu\text{m}$ ,而在 IBM 企业产品(诸如 3592 型)中,调制距离为  $\pm 0.5 \mu\text{m}$ 。在许多异步伺服信道中,LPOS 信息的探测基于在伺服信道输出中对双位信号样本的峰的偏移的观察。对于如图 22A 所示的等于 1 的编码了的 LPOS 符号,A 和 B 脉冲中双位之间的 8 个间隔的测量用 a 到 h 来标记。探测器根据图 22B 中的表格对相应的各间隔的测量进行比较,并应用大数判决解码规则(majority decoding rule)来确定编码了的 LPOS 符号,其中该规则要求四个可能条件中至少三个条件为真。

[0187] 基于峰的探测以及峰到达时间的记录的常规方法有下列局限:

[0188] a) 基于对间隔的测量(通过求峰的到达时间之差来测量)的大数判决解码规则不是 LPOS 符号的最佳探测方案,其中使用脉冲位置调制(pulseposition modulation, PPM)技术对 LPOS 符号进行了编码。

[0189] b) 如果在图 22 中的表格所列出的用于符号判决的四个条件中有两个条件被满足,除了诉诸抛硬币的办法,不清楚该如何处理。

[0190] c) 不可能有与 LPOS 符号判决相关的可靠性的度量。

[0191] 本发明还支持 LPOS 符号的最佳探测以及对 LPOS 探测过程的可靠性的同步监视。这个方法以度量(the metric)为基础,对于每个 LPOS 符号  $\alpha_i \in \{-1, +1\}$ ,所述度量给出两个假设  $H_{\alpha_i} = -1$  和  $H_{\alpha_i} = 1$  的可能性。通过使用假设检验所采用的度量,可以引入与 LPOS 探测相关的信号-噪声加失真之比的量度,这就允许监视 LPOS 探测过程以及监视各个 LPOS 符号判决的可靠性。具体说,因为在磁带系统中总是有两个专用伺服信道,从中可以得到 LPOS 信息,所以,这个新引入的可靠性量度可以容易地用来判断所述两个信道中的哪个信道提供最可靠的 LPOS 符号判决。

[0192] 回想一下双位信号脉冲的表达式(7)和伺服信道输出信号的表达式(8)和(9),以及用于在 AWGN 存在时从给定的设置中探测波形信号的最佳接收器的公式。观察(8)和(9)可以看到,通过将脉冲位置调制运用到 A 和 B 脉冲的第二和第四双位可以实现对 LPOS 符号的编码。所以,对于恒定的磁带速度,与假设  $H_{\alpha_i} = \alpha$ ,  $\alpha \in \{-1, +1\}$  的可能性相关的度量可以表示为:

$$[0193] \quad m(r | \alpha_\ell = \alpha) = m_{\alpha, \ell} \propto \int_{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{T_d}{2}}^{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{3T_d}{2}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (1 - \xi \alpha) T_d - \frac{T_F}{2}; v \right) \right]^2 dt +$$

$$[0194] \quad \int_{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{7T_d}{2}}^{\ell T_F + \frac{T_F}{2} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{T_d}{2}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F - \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (3 + \xi \alpha) T_d - \frac{T_F}{2}; v \right) \right]^2 dt +$$

$$[0195] \quad \int_{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{3T_d}{2}}^{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{T_d}{2}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (1 - \xi \alpha) T_d - \frac{3T_F}{4}; v \right) \right]^2 dt +$$

$$[0196] \quad \int_{\frac{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{5T_d}{2}}^{\frac{\ell T_F + \frac{3T_F}{4} + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} + \frac{7T_d}{2}}} \left[ r(t) - g \left( t - \ell T_F + \frac{y}{v \tan(\pi/30)} - (3 + \xi \alpha) T_d - \frac{3T_F}{4}; v \right) \right]^2 dt.$$

(28)

[0197] 注意,由(28)所给出的度量等价于由匹配滤波器接收器所获得的度量。回想一下对应关系  $b_1 = (a_1 + 1)/2$ ,  $b_1 \in \{0, 1\}$ , 引入变量的变化  $x = vt$ , 并定义匹配滤波器波形  $s_\beta^{(j)}$  ( $x; y$ ) (其中  $\beta = 0, 1$ ,  $j = 1, 2$ ) 为

[0198]

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

(29)

[0199] 则度量的表达式(28)变为

$$[0200] \quad m_{\beta, \ell} \propto \int_{\frac{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{L_d}{2}}^{\frac{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{3L_d}{2}}} \left[ r(x) - s_\beta^{(1)} \left( x - \ell L_F - \frac{L_F}{2}; y \right) \right]^2 dx +$$

$$[0201] \quad \int_{\frac{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}}^{\frac{\ell L_F + \frac{L_F}{2} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2}}} \left[ r(x) - s_\beta^{(1)} \left( x - \ell L_F - \frac{L_F}{2}; y \right) \right]^2 dx +$$

$$[0202] \quad \int_{\frac{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{L_d}{2}}^{\frac{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{3L_d}{2}}} \left[ r(x) - s_\beta^{(2)} \left( x - \ell L_F - \frac{3L_F}{4}; y \right) \right]^2 dx +$$

$$[0203] \quad \int_{\frac{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}}^{\frac{\ell L_F + \frac{3L_F}{4} + \frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2}}} \left[ r(x) - s_\beta^{(2)} \left( x - \ell L_F - \frac{3L_F}{4}; y \right) \right]^2 dx.$$

(30)

[0204] 注意,度量的表达式(30)不依赖于磁带速度。回想一下,时序基准产生系统提供时刻序列  $\{t_n\}$ , 使得可以以固定的频率(每微米  $1/x_i$  个样本)来获得插值信号样本  $\{r(t_n)\}$ , 而不依赖于磁带速度。所以,假设采样频率足够大从而能够避免混叠效应,并假设  $N_F = L_F/x_i$  为整数,那么,可以使用插值信号样本在数字域中计算所述度量:

[0205]

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

[0206]

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

(31)

[0207] 其中  $\mathfrak{S}_i(y)$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ , 表示整数集合, 其定义为

[0208]

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

[0209]

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

[0210]

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

[0211]

$$\mathfrak{S}_4(y) = \left\{ n : nx_i \in \left( -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{5L_d}{2}, -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + \frac{7L_d}{2} \right) \right\}. \quad (32)$$

[0212] 本发明中的最佳 LPOS 符号探测器 2300 计算得到值  $m_{\beta,1}$ ,  $\beta = 0, 1$ , 并对其进行比较以产生对在第 1 个伺服帧中编码的 LPOS 符号的判决  $\hat{b}_\ell$ , 如图 23 所示, 即:

[0213]

$$\hat{b}_\ell = \begin{cases} 0, & \text{如果 } m_{0,\ell} \leq m_{1,\ell} \\ 1, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (33)$$

[0214] 波形  $s_{\beta}^{(j)}(x; y)$  ( $\beta = 0, 1$ ) 示于图 24, 其中  $PW50 = 0.84 \mu\text{m}$ ,  $y = 0$ , 以及  $x_i = 0.25 \mu\text{m}$ .

[0215] 考虑使用具有由集合  $\mathfrak{S}_i(y)$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$  所指定的指数的子集来进行 (31) 中的求和, 可以显著地减小度量计算所要求的复杂性。具体说, 在每个集合中只考虑 4 个指数, 这 4 个指数对应着波形  $s_{\beta}^{(j)}(x; y)$  ( $\beta = 0, 1$ ,  $j = 1, 2$ ) 的最大绝对值, 这样就可以获得度量 (31) 的近似, 该近似能提供可靠的 LPOS 符号判决。于是, 在度量计算中考虑使用的  $\mathfrak{S}_i(y)$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$  的指数的子集就由下式给出:

[0216]

$$\hat{\mathfrak{S}}_1(y) = \left\{ n : nx_i \approx \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\},$$

[0217]

$$\hat{\mathfrak{S}}_2(y) = \left\{ n : nx_i \approx \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, \frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\},$$

[0218]

$$\hat{\mathfrak{S}}_3(y) = \left\{ n : nx_i \approx -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (1 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\},$$

[0219]

$$\hat{\mathfrak{S}}_4(y) = \left\{ n : nx_i \approx -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d - \frac{L_p}{2}, -\frac{y}{\tan(\pi/30)} + (3 \pm \xi)L_d + \frac{L_p}{2} \right\}. \quad (34)$$

[0220] 其中,  $L_p = 2.1 \mu\text{m}$  表示一个双位的正峰和负峰之间的距离。例如, 在图 24A 和 24B 中用较大的标记来表示在度量 (31) 的近似计算中所考虑的波形  $s_\beta^{(1)}(x; y)$  ( $\beta = 0, 1$ ) 的样本。

[0221] 图 25 显示了简化的 LPOS 符号探测系统 2500 的方框图。如前面所述, “控制单元” 1304 具有关于伺服帧中的脉冲中的双位的完整的时序信息, 由该“控制单元” 1304 提供每帧 16 个插值时刻的值  $\{t_n\}$ , 在这些时刻估计对度量产生贡献的项, 参见 (34)。有关所述时刻  $\{t_n\}$  的信息也允许恰当地选择匹配滤波器波形的样本, 如图 25 中的方框图所示。在由“控制单元” 1304 所确定的每个时刻  $t_n$  处, 计算插值信号样本, 从中减去所选择的波形样本  $s_\beta^{(j)}(m; y)$  ( $\beta = 0, 1$ )。对所得到的差求平方并累加起来以形成两个度量值  $m_{\beta, 1}$ ,  $\beta = 0, 1$ 。当在求和间隔的末尾 (出现在 B 脉冲的第四个双位的末尾) “控制单元” 1304 将变量 newSymbolDecision 置 1 时, 根据规则 (33) 就探测到一个新的 LPOS 符号, 并使累加器复位。在探测系统的输出中也呈现出了低度量值和高度量值 (分别用  $M_{c, 1}$  和  $M_{I, 1}$  示, 并分别指示在正确和不正确的假设下的度量), 以供进一步的处理来确定 LPOS 探测过程的可靠性测度。

[0222] 度量的表达式 (31) 是在恒定磁带速度的假设下导出的。然而, 如前面所说明的, 速度估计值被输入时序基准产生系统 1300 来跟踪随时间变化的速度。所以, 即使在磁带加速运动和减速运动期间也可以获得可靠的 LPOS 符号判决。图 26A 和 26B 显示了特征为 SNR 等于 25dB 的 AWGN 伺服信道的仿真结果, 该结果给出了磁带加速期间的估计速度 (图 26A) 和计算出的度量值 (图 26B), 其中初始磁带速度等于 0.5m/s, 磁带加速度等于 10m/s<sup>2</sup>。

[0223] 为了确定探测过程的质量, 定义探测点处的平均信号 - 噪声加失真之比。引入量  $M_c$  和  $\sigma_{M_c}^2$  来分别表示在正确的假设下所得到的度量的平均值和方差, 引入量  $M_I$  和  $\sigma_{M_I}^2$  来分别表示在不正确的假设下所得到的度量的平均值和方差, 于是, 探测点处的平均信号 - 噪声加失真之比被定义为:

$$[0224] \quad SDR_{est, \ell} = 20 \log \left( \frac{|M_I - M_C|}{\sqrt{\sigma_{M_I}^2 + \sigma_{M_C}^2}} \right) \quad (35)$$

[0225] 与 LPOS 符号判决相关的可靠性的测度由下式给出:

$$[0226] \quad REL_{est, \ell} = 20 \log \left( \frac{|M_{I, \ell} - M_{C, \ell}|}{\sqrt{\sigma_{M_I}^2 + \sigma_{M_C}^2}} \right) \quad (36)$$

[0227] 图 27 显示了用于产生平均信号 - 噪声加失真之比的估计值和产生每个 LPOS 符号判决的可靠性的估计值的系统 2700 的方框图。如上所述,  $SDR_{est, 1}$  和  $REL_{est, 1}$  可以分别用来监视 LPOS 探测过程以及从并行工作的两个伺服信道所探测到的 LPOS 符号中选择最可靠的。

[0228] 对基于同步伺服信道的原型 LPOS 符号探测器的性能进行了测量, 并与当前用在 LTO 磁带驱动器产品中的基于峰探测的常规 LPOS 符号探测器的性能进行了比较。利用 FPGA 实现了同步伺服信道和 TBS 系统, 并使用磁带驱动器伺服信道 ADC 的输出信号作为这两个系统的输入来并行地运行了所述同步伺服信道和 TBS 系统。使用相同的 LPOS 词解码器 (LPOS word decoders) 对 LPOS 符号序列进行解码并对两个信道中的判决误差数进行测

量,不使用误差校正。利用伺服读磁头在磁带上的 12 个不同的横向位置处(用卷数(wrap numbers)表示)对通常在正常的磁带驱动器运行期间提供伺服信息的两个物理伺服信道 CHA 和 CHB 进行读(磁带速度等于 6.22m/s)。通过每卷(wrap)读取 80000 个 LPOS 词获得了 LPOS 词误差(word errors)数的测量,并对每卷都重复这种测量。结果示于表 I。

[0229] 表 I

[0230] TBS 和同步伺服系统之间的性能比较

[0231]

卷	#TBS 系统的误差数				#同步伺服系统的误差数			
	CHA/测量1	CHA/测量2	CHB/测量1	CHB/测量2	CHA/测量1	CHA/测量2	CHB/测量1	CHB/测量2
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	>10000	>10000	>10000	>10000	1	0	1	1
32	9	9	7	9	0	0	0	0
44	12	10	8	10	0	0	0	0
46	>10000	(10260)			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	1.025e-4				2.19e-6			

[0232] 注意,误差总数不包括从卷 #30 和卷 #46 所获得的结果,因为在这些情形中,同步误差妨碍了 TBS 系统的正常运行。具体说,TBS 系统的同步误差是由于间隙探测器(gap detector)在伺服带边缘的失效所致。在正常工作条件下两个系统的总误差数之间的比较表明,基于同步伺服信道体系结构的 LPOS 探测系统的误差率比基于 TBS 的 LPOS 探测系统所显示的误差率好约 47 倍。尽管表 I 所示的结果是由某个具体磁带驱动器和某个具体磁带盒所获得的,但预期这两种系统之间的性能差异一般不会与这里所示的差异有本质上的不同。

[0233] 需要注意的是,尽管本发明是在完全发挥作用的数据处理系统中进行描述的,但那些在本领域中具有普通技术的人员会认识到,本发明中的过程能够以指令的计算机可读介质的形式以及各种其它形式进行分发,并且不管实际上用来进行分发的负载信号的介质是什么具体类型,本发明都适用。计算机可读介质的例子包括可记录类型的介质,诸如软盘、硬盘驱动器、RAM、CD-ROM,以及发送类型的介质,诸如数字和模拟通信链接。

[0234] 本发明的描述只是用来进行说明和描述,并不打算是详尽无遗的或限制在这里所给出的形式中。对那些在本领域中具有普通技术的人员来说,很显然可以进行许多修正和改变。实施例的选择和描述是为了最好地说明本发明的原理、实际应用,以及为了使本领域中具有普通技术的其它人员对于适合于所能想象到的具体应用的具有各种修正的各种实施例能够理解本发明。此外,尽管上面针对方法和系统进行了描述,但本领域中的需求也可以通过计算机程序产品来满足,其中这些计算机程序产品中包含了用于在磁带存储系统中

---

进行纵向位置 (LPOS) 探测的指令。

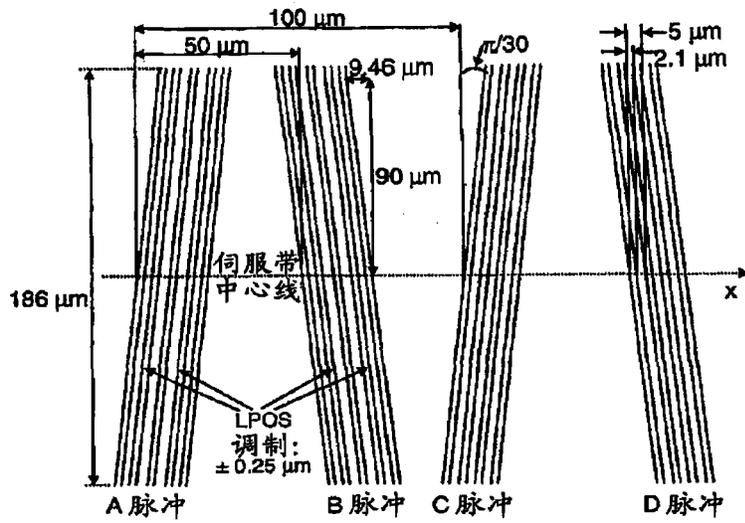


图 1

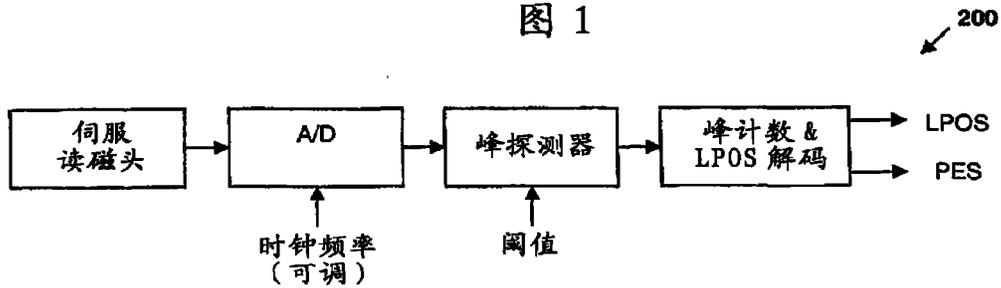


图 2  
(现有技术)

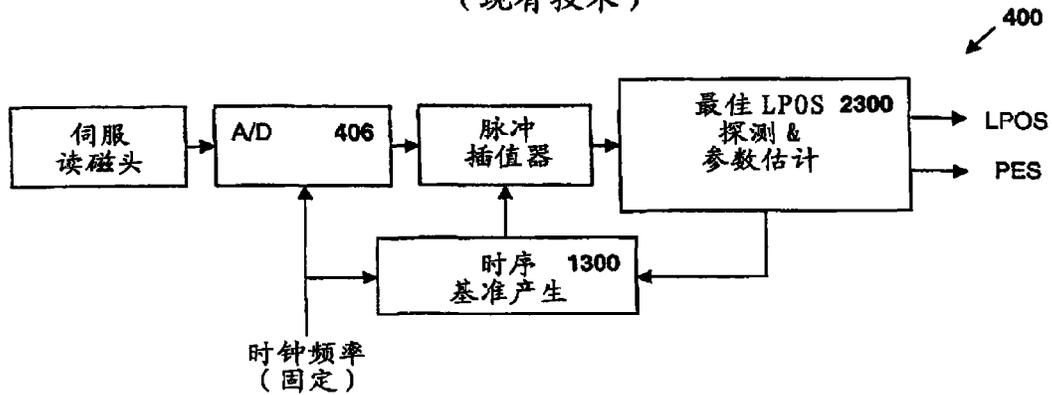


图 3



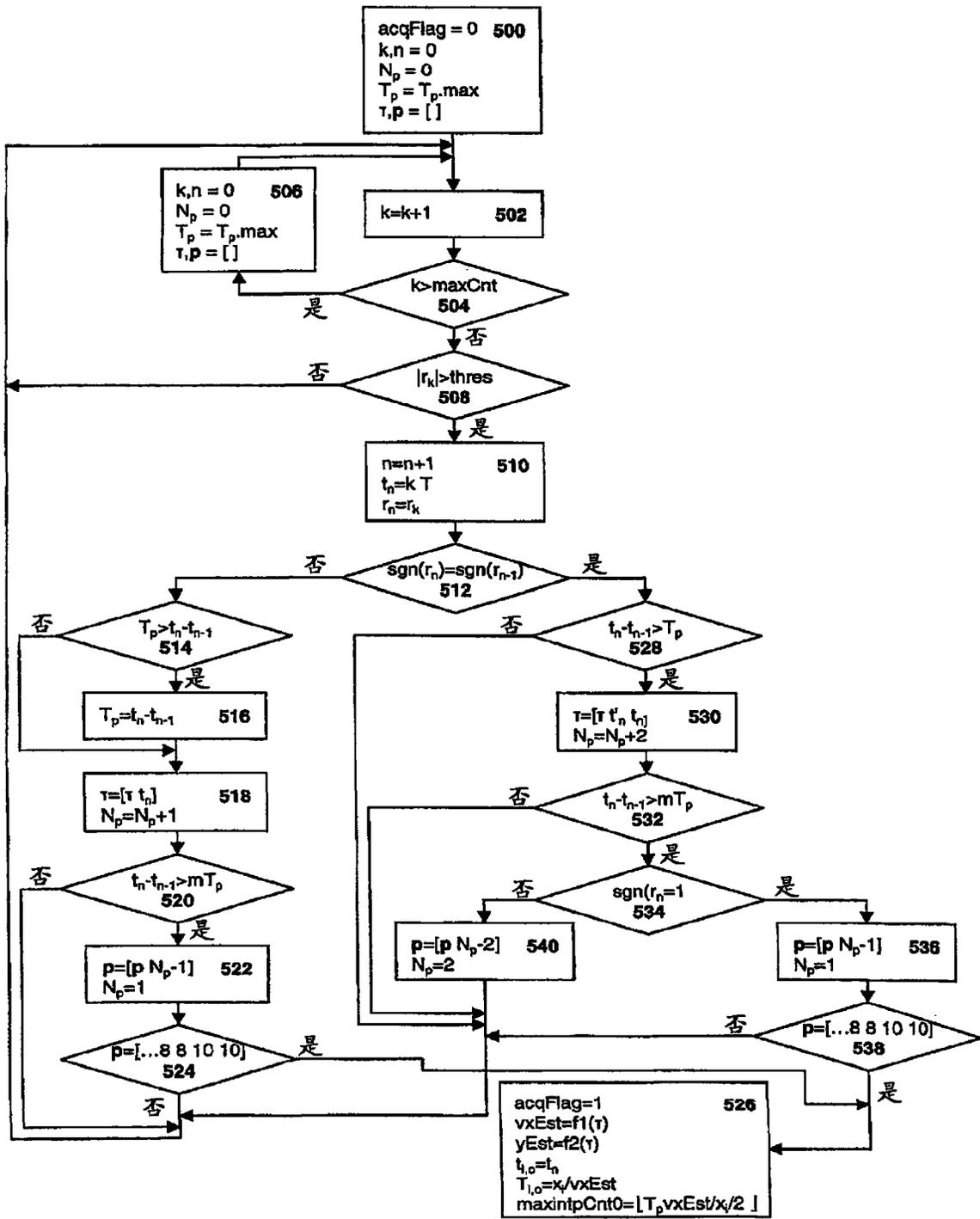


图 5

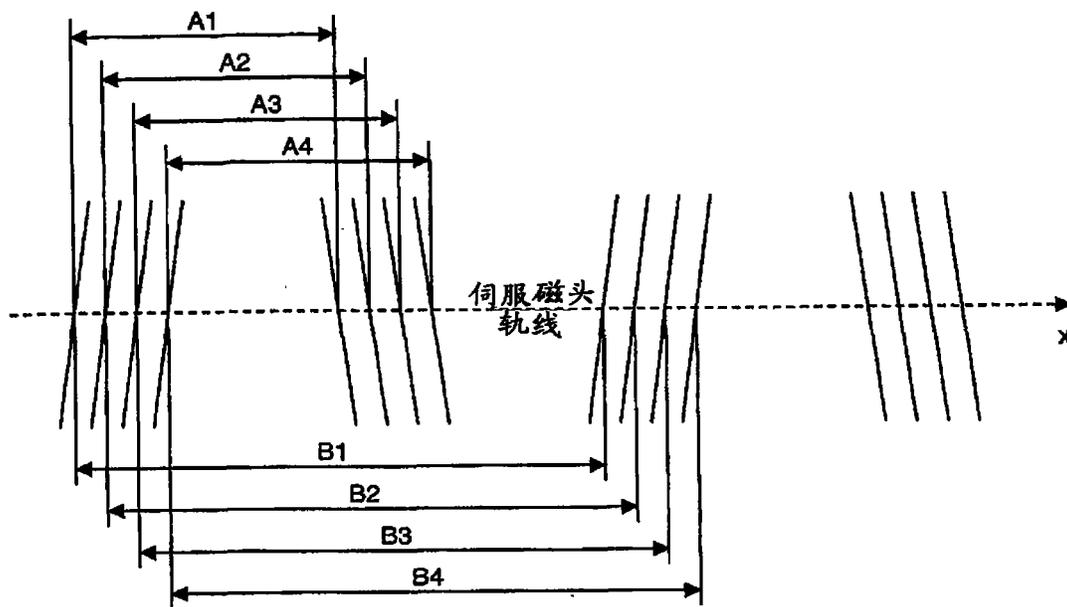


图 6

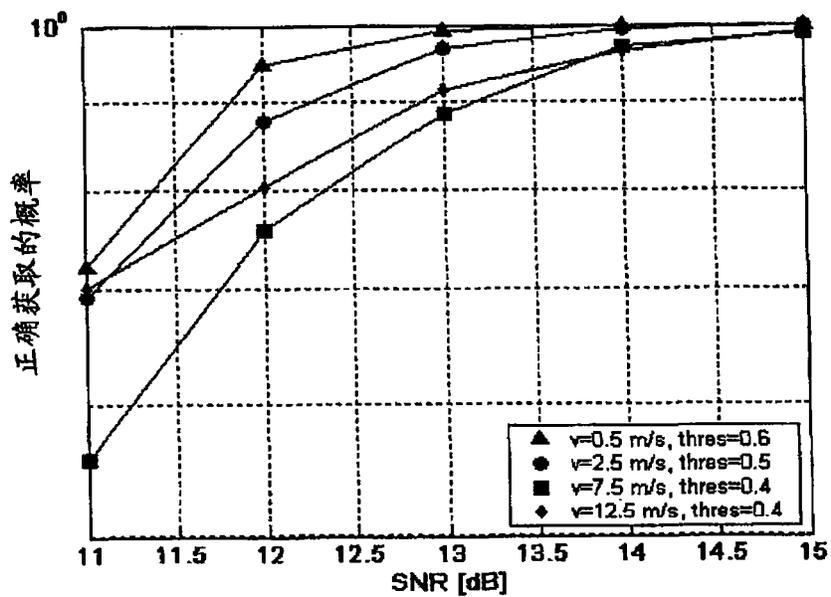


图 7

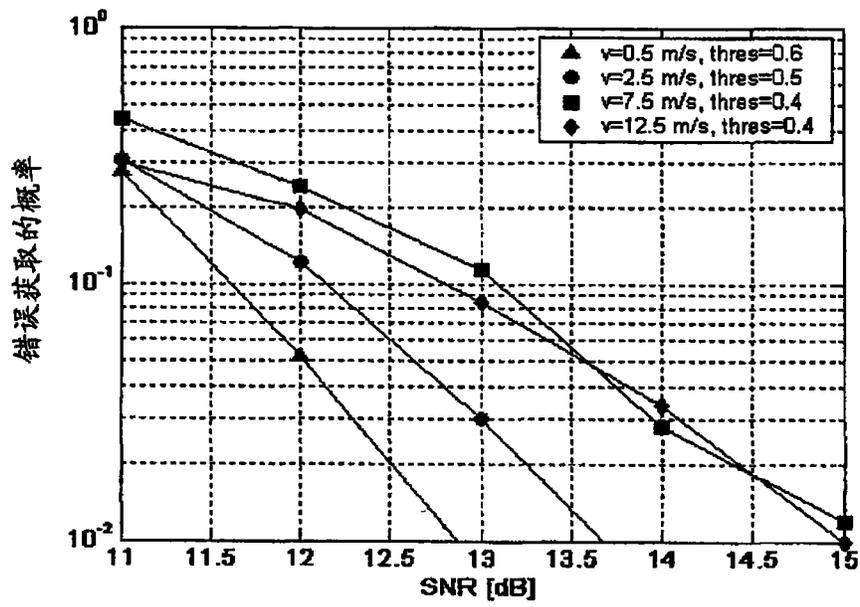


图 8

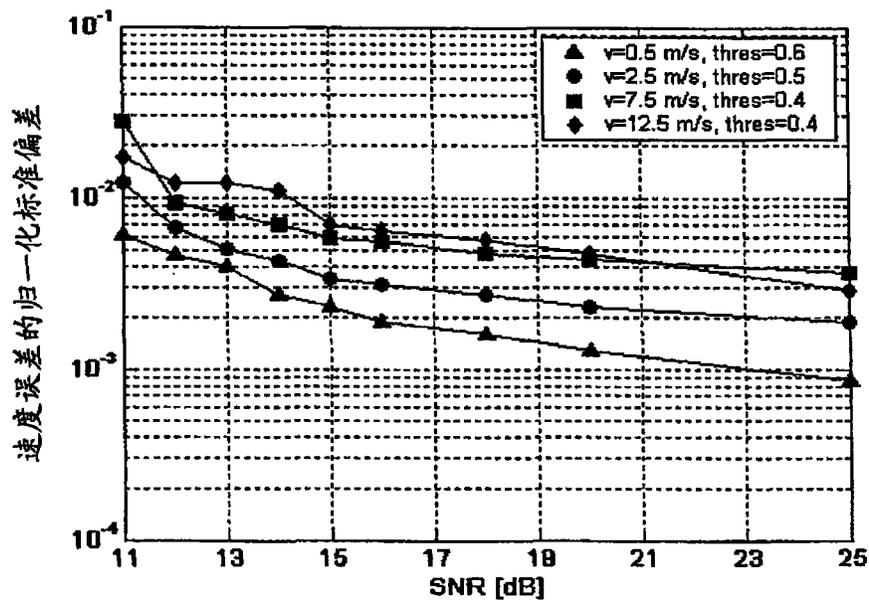


图 9

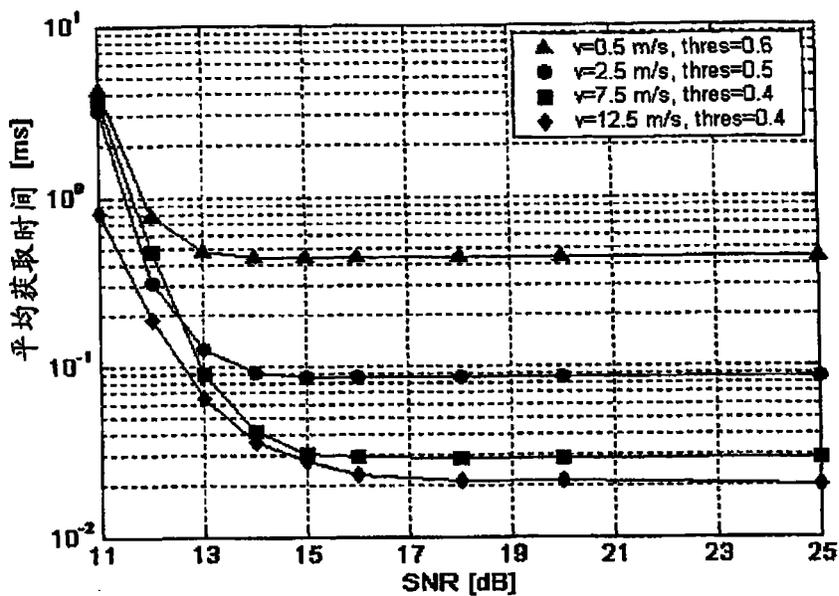


图 10

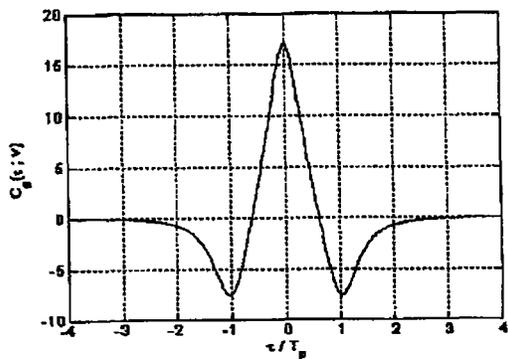


图 11A

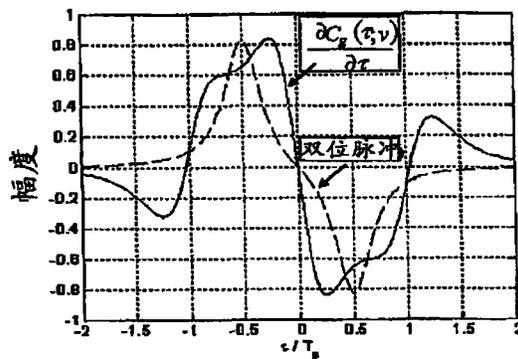


图 11B

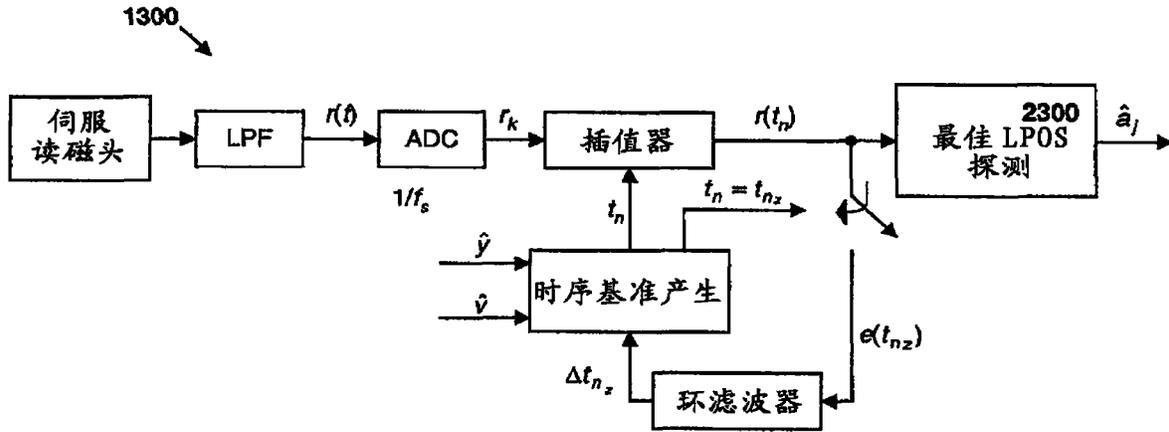


图 12

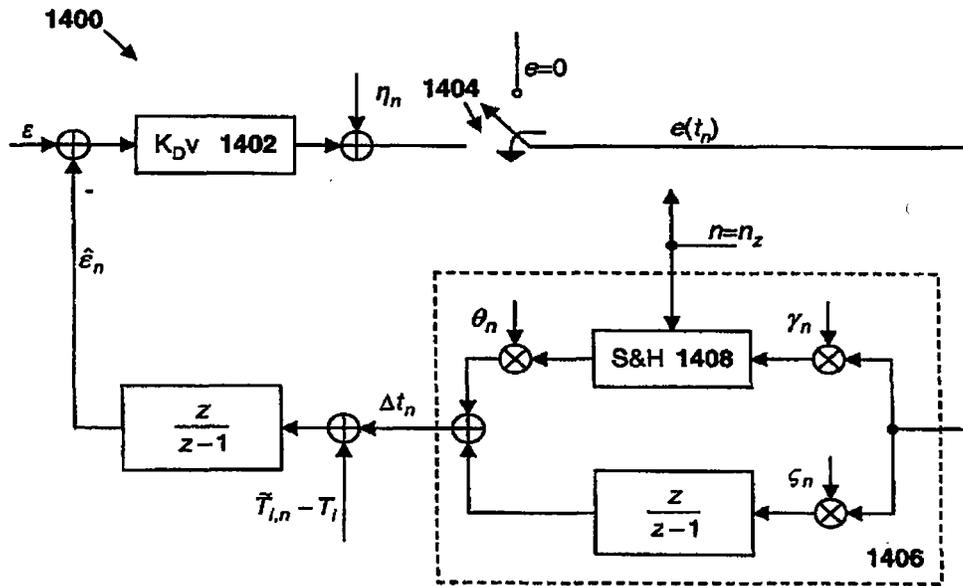


图 14

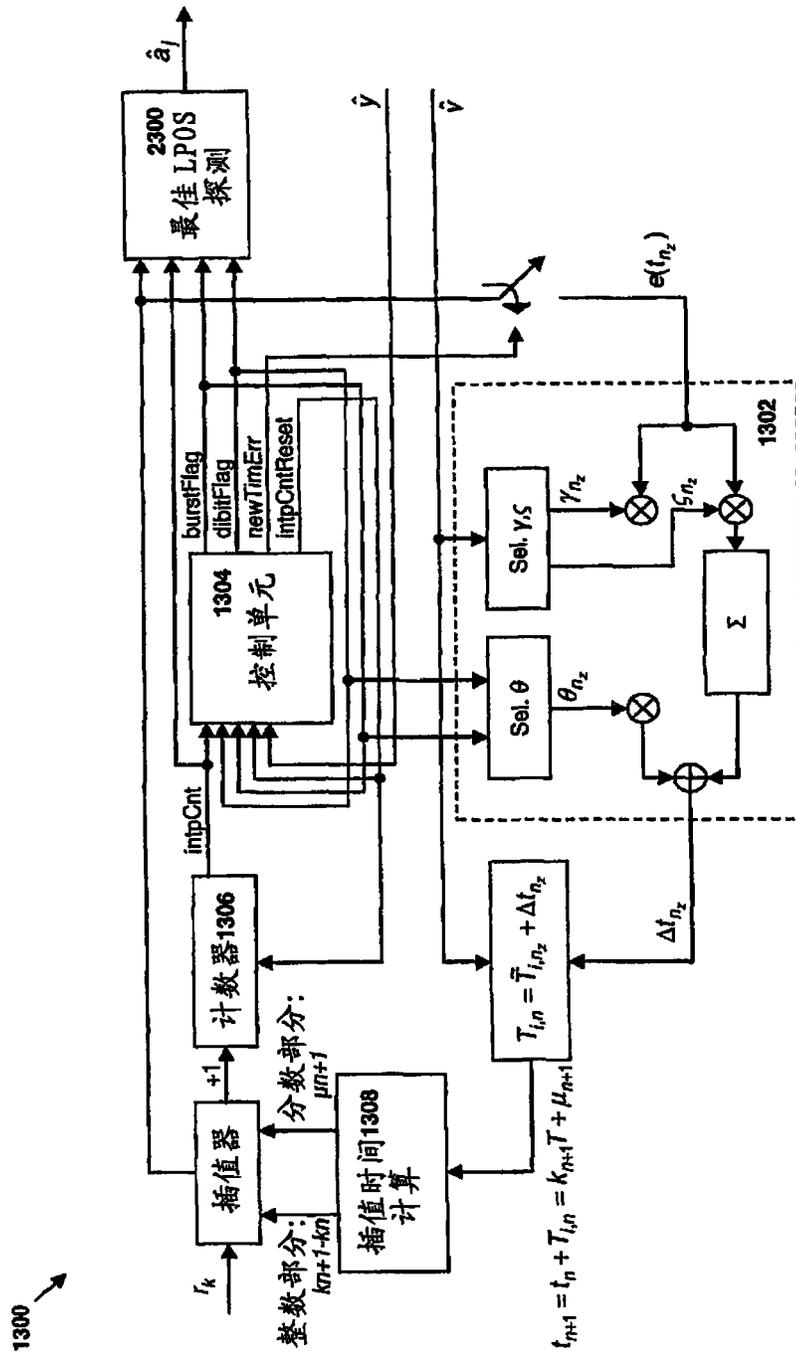


图 13

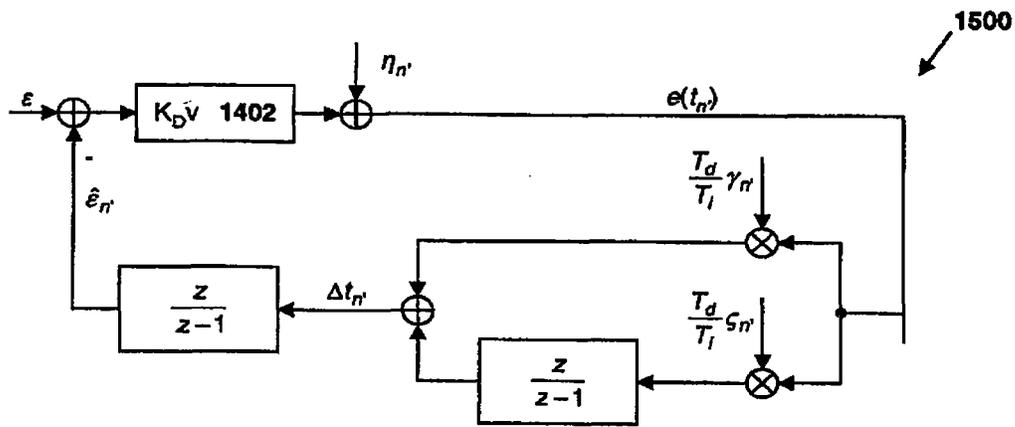


图 15

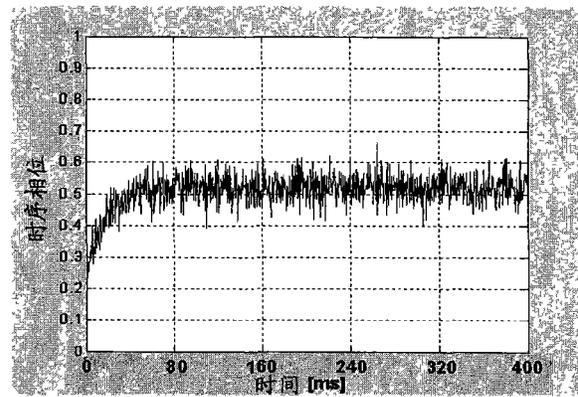
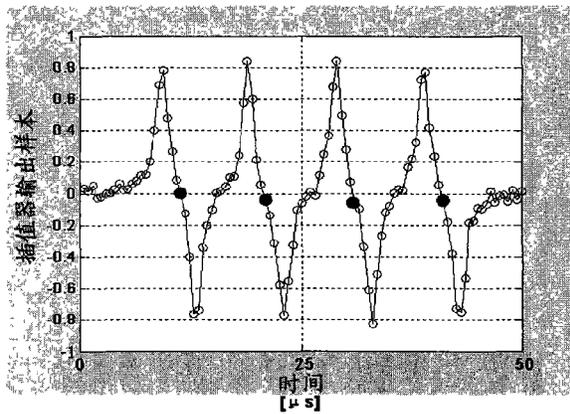


图 16A

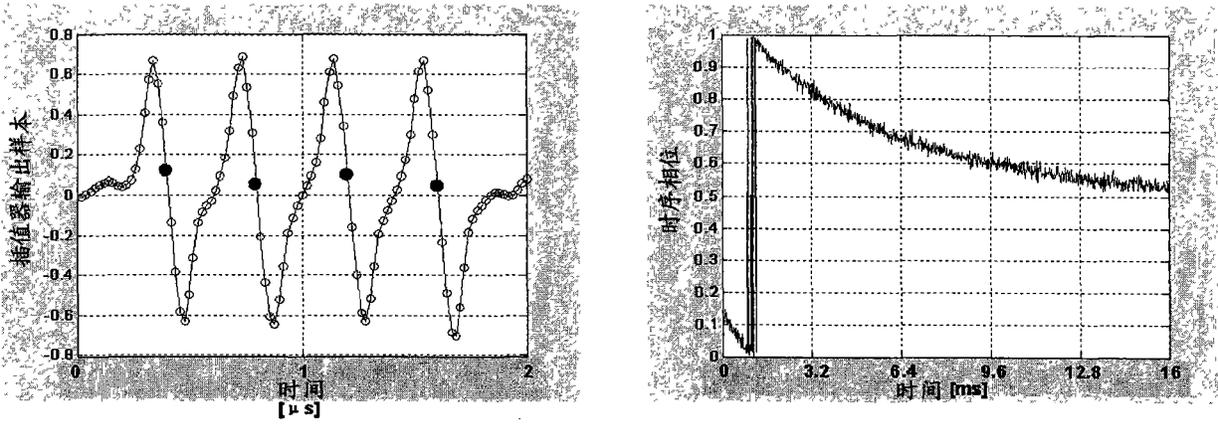


图 16B

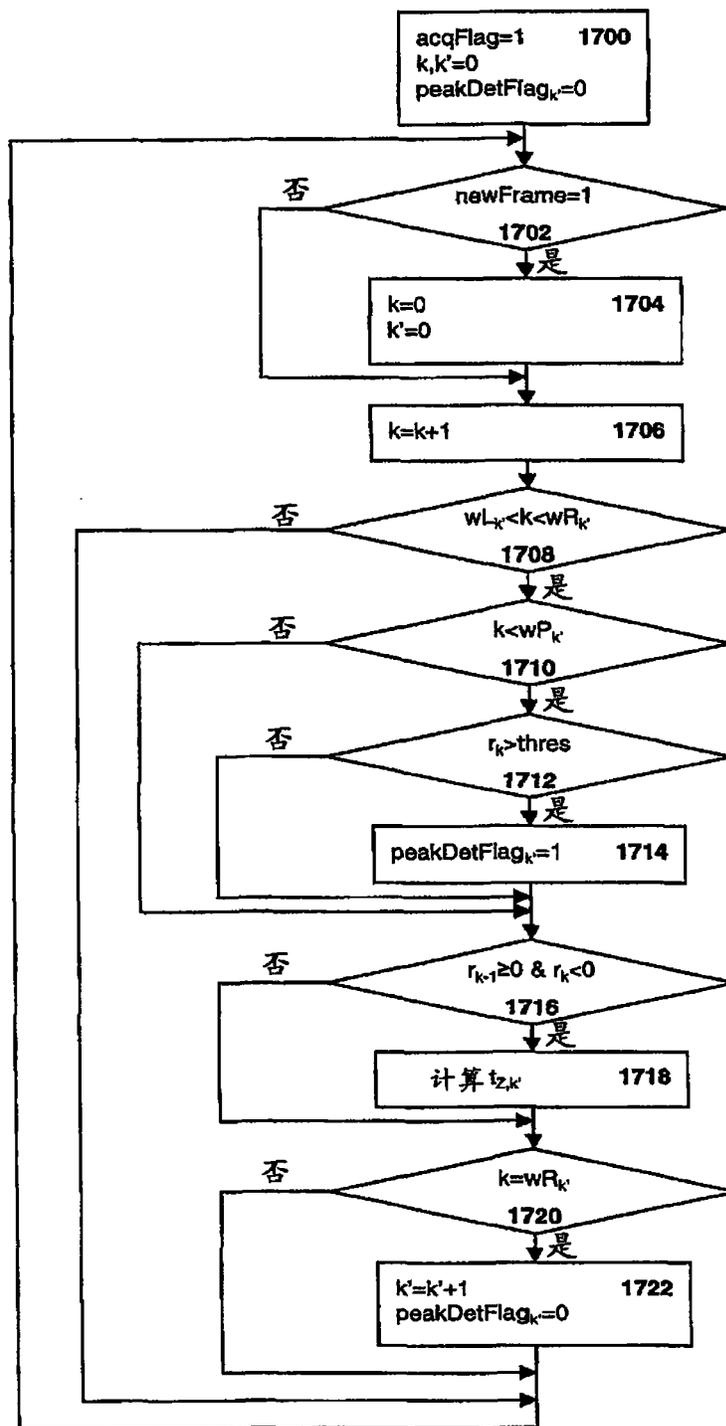


图 17

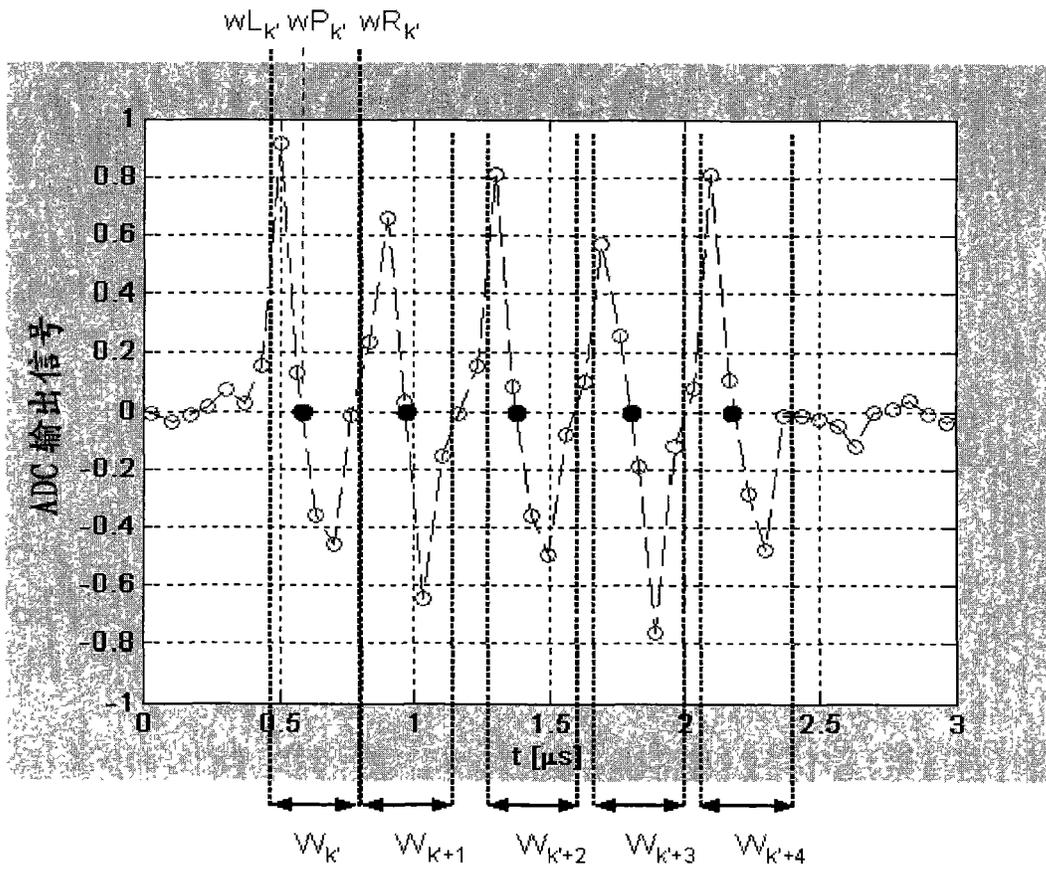


图 18

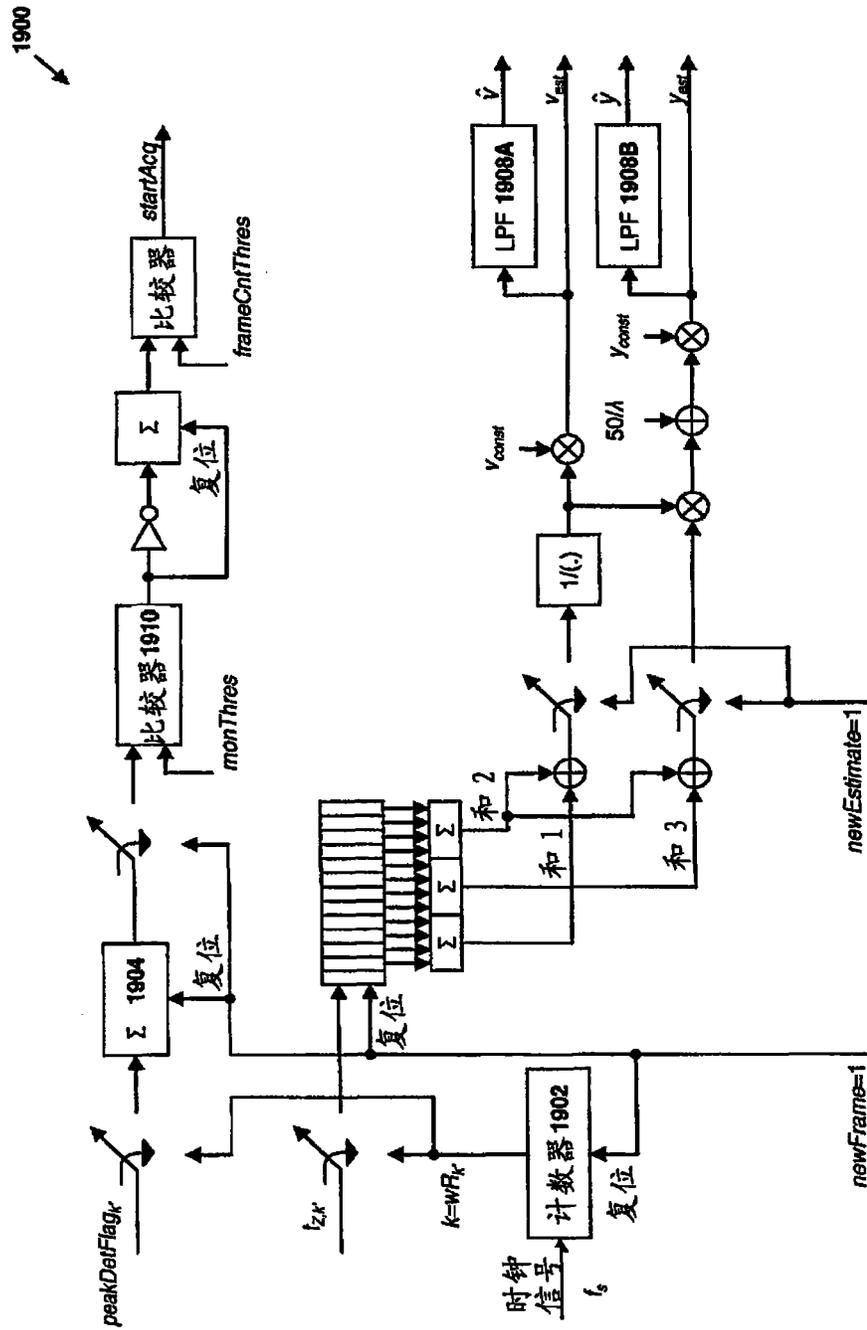


图 19

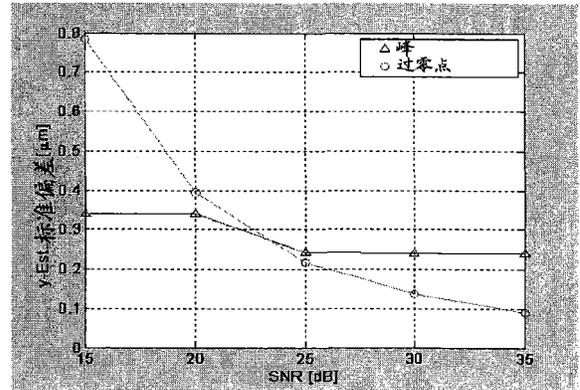
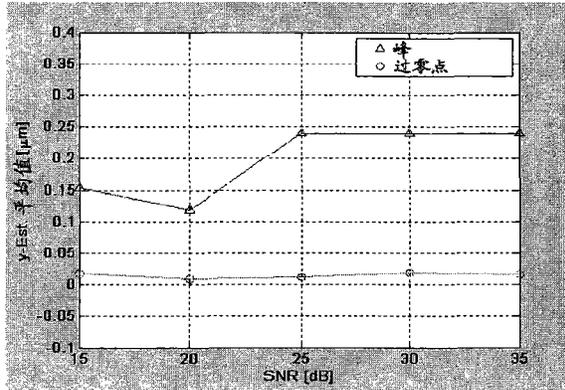


图 20A

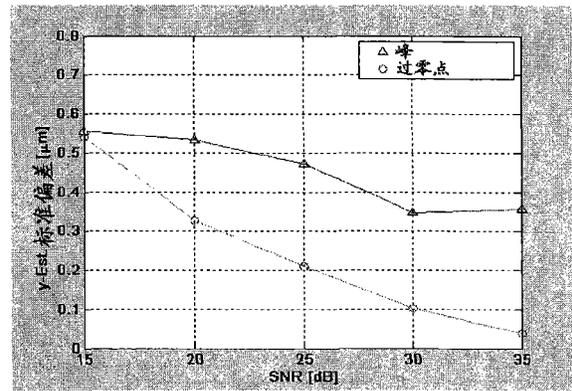
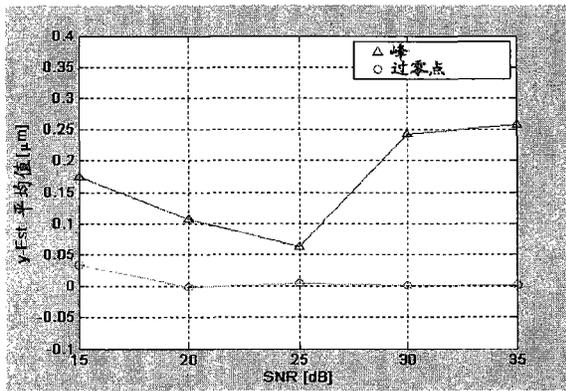


图 20B

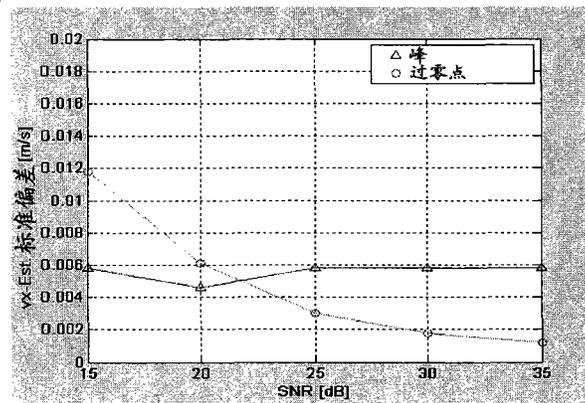


图 21A

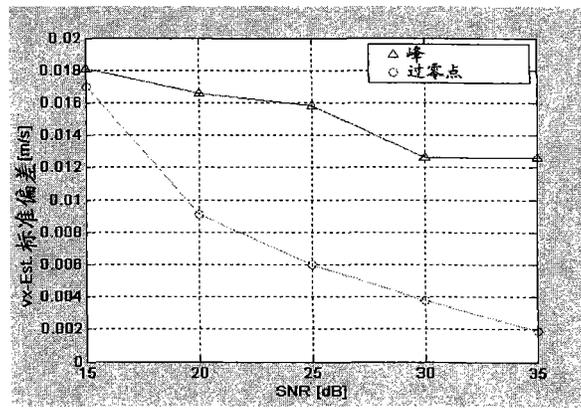


图 21B

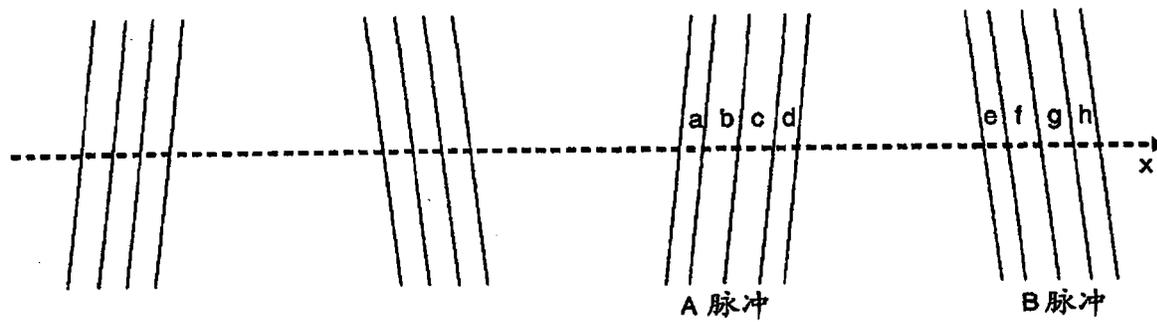


图 22A

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

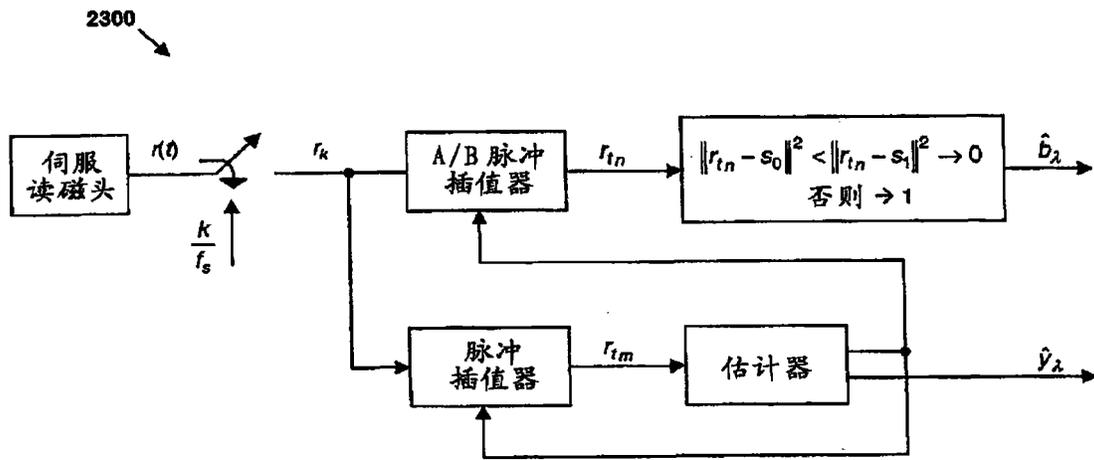


图 23

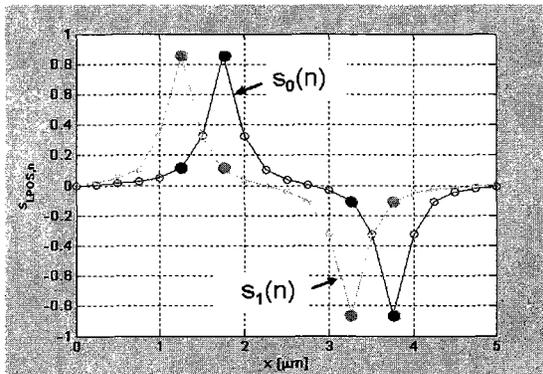


图 24A

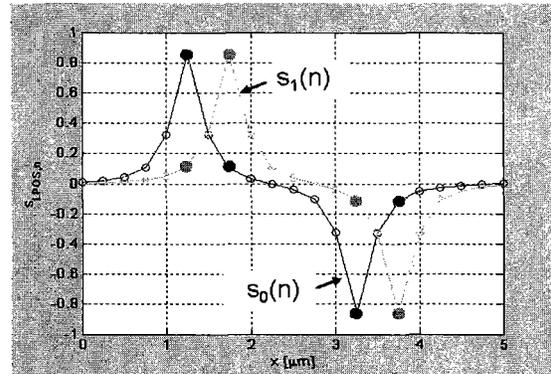


图 24B

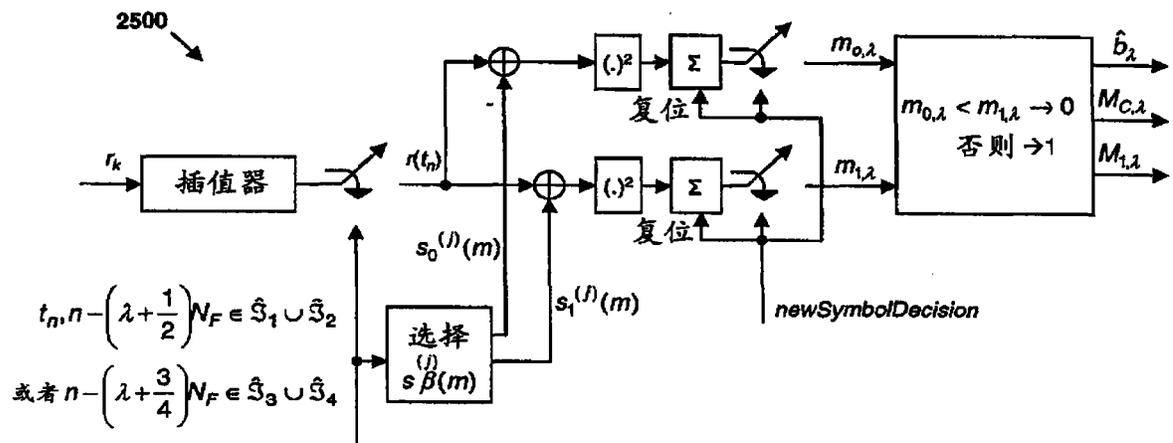


图 25

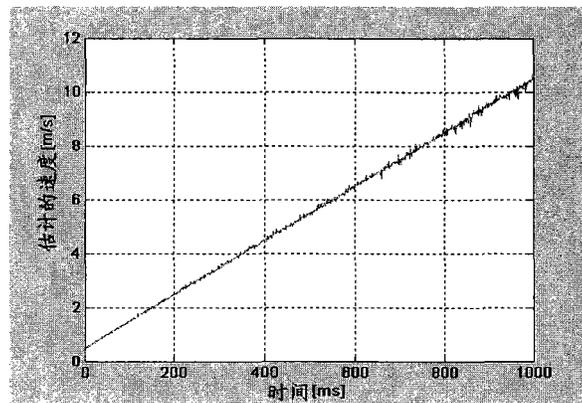


图 26A

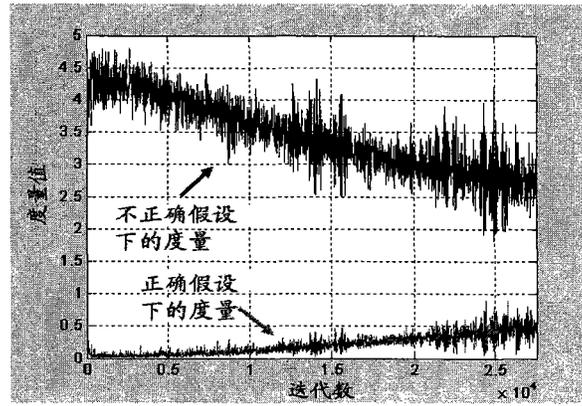


图 26B

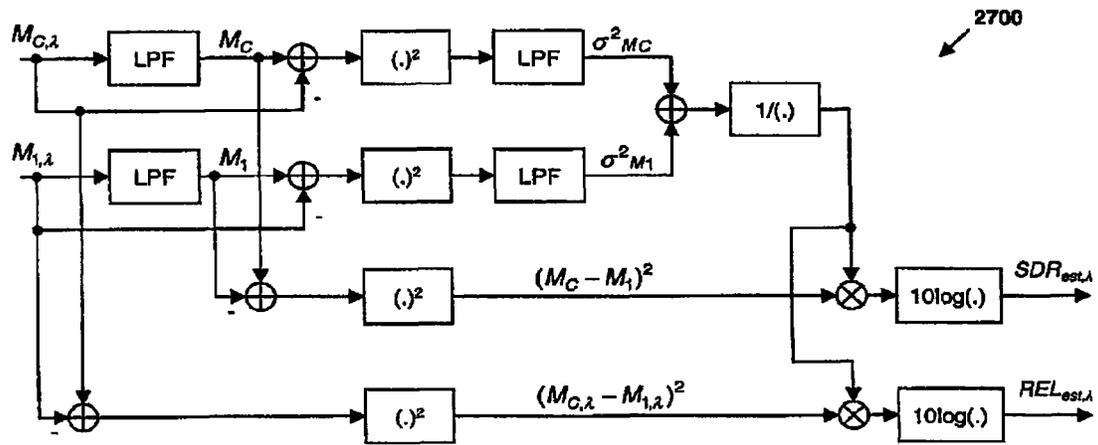


图 27