

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

G11B 20/14 (2006.01)

G11B 20/10 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03809130.5

[45] 授权公告日 2008 年 10 月 1 日

[11] 授权公告号 CN 100423120C

[22] 申请日 2003.4.15 [21] 申请号 03809130.5

[30] 优先权

[32] 2002.4.23 [33] EP [31] 02291027.7

[86] 国际申请 PCT/IB2003/001605 2003.4.15

[87] 国际公布 WO2003/092201 英 2003.11.6

[85] 进入国家阶段日期 2004.10.22

[73] 专利权人 皇家飞利浦电子股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 D·莫里 W·克恩

[56] 参考文献

US5297184A 1994.3.22

US5359631A 1994.10.25

EP0805448A2 1997.11.5

审查员 王宏雨

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 程天正 张志醒

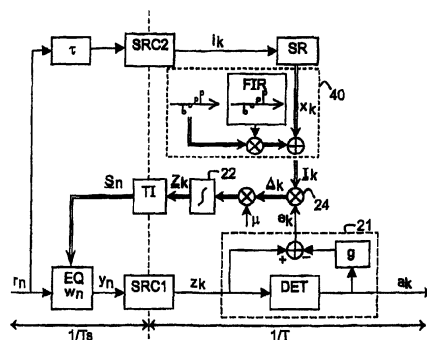
权利要求书 2 页 说明书 16 页 附图 5 页

[54] 发明名称

无干扰的基于最小均方的自适应异步接收机

[57] 摘要

本发明涉及用于数字传输与记录系统的无干扰的基于 LMS 的异步接收机。接收机具有异步设置的基于 LMS 的自适应均衡器的接收机，该接收机具有两个控制环：定时恢复环路（例如，借助于 PLL（锁相环）和均衡器的适配环路。通过得出均衡器为了避免两个环路之间的干扰而应当满足的条件（这是指“正交控制功能”，以及通过把这个条件与均衡器的适配环路相组合），避免了两个环路之间的干扰。均衡器应当适配成该条件总是正确的。



1. 用于从以与数据速率  $1/T$  异步的时钟速率  $1/T_s$  采样的接收到的序列 ( $r_n$ ) 中提供数据速率为  $1/T$  的数据序列 ( $a_k$ ) 的接收机, 接收机包括:

- 自适应均衡器 (EQ), 用于从所述接收到的序列 ( $r_n$ ) 中提供均衡的序列 ( $y_n$ ), 所述均衡器工作在时钟速率  $1/T_s$  下, 并且被经由均衡器的适配环路进行控制,

- 采样速率变换器 (SRC1), 用于把所述均衡的序列 ( $y_n$ ) 变换成等价的输入序列 ( $x_k$ ), 以便经由定时恢复环路以数据速率  $1/T$  供给误差生成器 (21),

- 误差生成器 (21) 用于从所述输入序列 ( $x_k$ ) 中提供要在两个环路中使用的数据序列 ( $a_k$ ) 和误差序列 ( $e_k$ ),

- 正交控制功能装置 (40), 用于对自适应均衡器 (EQ) 施加一个条件, 该条件是: 不应出现群时延中的偏移, 这样使得均衡器的适配环路专门校正非线性相位失真, 而定时恢复环路校正线性相位失真。

2. 如权利要求 1 中要求的接收机, 其中均衡器的适配环路还包括空间变换装置 (SI), 用于把在均衡器的适配环路内生成的、给定的初始  $T$  间隔序列变换成用于控制该自适应均衡器 (EQ) 的等价的  $T_s$  间隔的序列。

3. 如权利要求 2 中要求的接收机, 其中所述空间变换装置 (SI) 被安排成执行线性内插。

4. 如权利要求 2 中要求的接收机, 其中所述空间变换装置 (SI) 被安排成执行最接近的邻近内插。

5. 一种数字系统, 包括用于通过信道支撑发送数字序列的发射机和用于从所述信道支撑提取所述数字序列的接收机, 其中所述接收机是如权利要求 1 到 4 的任一项中要求的接收机。

6. 在包括自适应均衡器的接收机中, 一种接收以时钟速率  $1/T_s$  采样的序列 ( $r_n$ ) 和提供数据速率为  $1/T$  的数据序列 ( $a_k$ ) 的均衡器适配方法, 该方法包括以下步骤:

- 自适应均衡步骤, 从接收到的序列 ( $r_n$ ) 中提供均衡的序列 ( $y_n$ ), 所述自适应均衡步骤工作在时钟速率  $1/T_s$  下, 并且经由均衡器的适配环路进行控制,

- 第一采样速率变换步骤 (SRC1), 把所述均衡的序列 ( $y_n$ ) 变换成一个等价的经由定时恢复环路的数据速率为  $1/T$  的输入序列 ( $x_k$ ), 该等价的输入序列 ( $x_k$ ) 要通过一个误差生成步骤 (21) 来进行处理,
  - 误差生成步骤 (21), 从所述输入序列 ( $x_k$ ) 生成要在两个环路中使用的数据速率为  $1/T$  的数据序列 ( $a_k$ ) 和误差序列 ( $e_k$ ),
    - 正交控制步骤 (40), 用于对自适应均衡步骤施加一个条件, 该条件是: 不应出现群时延中的偏移, 这样使得均衡器的适配环路专门校正非线性相位失真, 而定时恢复环路校正线性相位失真。

## 无干扰的基于最小均方的自适应异步接收机

### 发明领域

本发明总的涉及数字传输和记录系统。具体地，本发明涉及用于从以与数据速率  $1/T$  异步的时钟速率  $1/T_s$  采样的接收到的序列  $r_n$  中提供数据速率为  $1/T$  的数据序列  $a_r$  的接收机。

本发明还涉及数字系统，包括用于通过信道发送数字序列的发射机和用于从所述信道提取所述数字序列的接收机，其中所述接收机是上面描述的接收机。本发明还涉及用于所述接收机的均衡器适配方法。本发明最后涉及用于这样的接收机的计算机程序产品和用于载送所述计算机程序的信号。

本发明可应用于在数字传输和记录系统中使用的各种各样的异步接收机。本发明在诸如 Blu-ray Disc 系统 (BD) 那样的高密度/容量光盘系统中是特别有利的。

### 发明背景

美国专利 No. 5 999 355 描述一种异步接收机，诸如在开头段落中提到的那种接收机。按照所述的专利，均衡器是具有  $T_s$  秒的抽头间隔的抽头延时线（有限脉冲响应滤波器）。均衡器的控制是基于经典的 LMS（最小均方）算法；也就是说，通过使抽头序列与适当的误差序列进行相关，产生对均衡器抽头值的更新。经典的 LMS 技术通常应用到其中误差和抽头序列具有相同的采样速率并且是相位同步的同步接收机。在所引述的专利中描述的异步接收机因此包括至少两个措施，以使得误差和抽头序列具有相同的采样速率并且是相位同步的。后一个条件是指误差序列中的任何滞后应当通过对于抽头序列相应的延时而匹配。前述的两个措施包括逆采样速率变换 (ISRC)，用于把以数据速率  $1/T$  的同步误差序列变换成采样速率  $1/T_s$  的等价的误差序列。在具有异步设置的、基于 LMS 的自适应均衡器的接收机中具有两个控制环：定时恢复环路或 PLL（锁相环）以及均衡器的适配环路。除非采取预防措施，两个环路可能互相干扰，这会导致不稳定性。

## 发明概要

本发明的目的是提供使用克服上述的缺点的替换的自适应拓扑的异步接收机。按照本发明，提供在开头段落中提到的接收机，它包括：

- 自适应均衡器 (EQ)，用于从所述接收到的序列 ( $r_n$ ) 中提供均衡的序列 ( $y_n$ )，所述均衡器工作在时钟速率  $1/T_s$  下，并且经由均衡器的适配环路被控制，

- 采样速率变换器 (SRC1)，用于把所述均衡的序列 ( $y_n$ ) 变换成等价的输入序列 ( $x_t$ )，以便经由定时恢复环路以数据速率  $1/T$  供给误差生成器 (21)，

- 误差生成器 (21) 用于从所述输入序列 ( $x_t$ ) 中提供要在两个环路中使用的数据序列 ( $a_t$ ) 和误差序列 ( $e_t$ )，

- 正交控制功能装置 (40)，用于得到自适应均衡器 (EQ) 为了减小在所述均衡器的适配环路与所述定时恢复环路之间的干扰而要满足的条件。

这样，通过得出均衡器为了删除两个环路之间的干扰而应当服从的条件（这是指“正交控制功能”，以及通过把这个条件与均衡器的适配环路相组合），避免了两个环路之间的干扰。均衡器应当适配成该条件总是正确的。通过正交控制功能装置，均衡器的自适应控制算法（例如，基于最小均方算法，或 LMS）使均衡器适配，以使其服从正交控制功能条件，导致无干扰系统。

## 附图简述

通过参照此后描述的附图，将阐述和明白本发明以及可被任选地使用来实施本发明的附加特性，其中：

图 1 是显示在数字传输和记录系统中使用的通用异步接收机拓扑的功能性方框图，

图 2 是显示异步的、基于 LMS 的接收机拓扑的例子的功能性方框图，

图 3 是显示按照异步的、基于 LMS 的拓扑的接收机的另一个例子的功能性方框图，

图 4 是显示按照本发明的第一实施例的接收机拓扑的功能性方框图，

图 5a 和 5b 是显示分别涉及图 3 和 4 的接收机的仿真结果的图，  
图 6 是显示按照本发明的第二实施例的线性内插的图，  
图 7 是显示按照本发明的第二实施例的接收机拓扑的功能性方框图，  
图 8a 和 8b 是显示涉及图 7 的接收机的仿真结果的图，  
图 9 是显示按照本发明的数字系统的示意性方框图。

### 发明详细描述

以下的评述涉及到标注符号。在所有的图上相同的块标签通常表示相同的功能实体。在后面，我们也将采用惯例，矢量用加下划线的符号表示，符号  $k$  和  $n$  是分别指采样速率  $1/T$  和  $1/T_s$  的序列。例如，按照该惯例，符号  $a_k$  是指采样速率  $1/T$  的标量序列，以及符号  $\underline{S}_n$  是指采样速率  $1/T_s$  的矢量序列。矢量的长度将由符号  $N$  表示，其下标表示该符号被使用于矢量。因此，例如，矢量  $\underline{S}_n$  的长度被表示为  $N_n$ 。

图 1 显示用于数字传输和记录系统的异步基带接收机的通用拓扑。接收机从接收信号  $r(t)$  生成以数据速率  $1/T$  的数据序列  $a_k$ 。接收信号  $a_k$  加到模拟低通滤波器 LPF，该滤波器的主要的功能是抑制带外噪声。模拟-数字变换器 ADC 按与数据速率  $1/T$  异步的、晶体控制的自由振荡的采样速率  $1/T_s$  运行，将 LPF 输出数字化，该采样速率足够高而能够避免混淆。ADC 的输出加到均衡器 EQ，该均衡器用来改善码元间干扰和噪声。均衡器按采样速率  $1/T_s$  运行，即，与数据速率  $1/T$  异步。采样速率变换器 SRC 产生等价的同步的输出，该输出用作为用于提供数据序列  $a_k$  的比特检测器 DET 的输入。SRC 形成定时恢复环路 (TRL) 的一部分，该 TRL 在图 1 上未明显地示出。异步的和同步的时钟域在图 1 上分别用符号  $1/T_s$  和  $1/T$  表示。

为了克服系统参数的变化，均衡器 EQ 常常需要自适应。为此，由误差形成电路 FEC 从比特检测器 DET 提取误差信息，该误差信息被用来经由控制模块 CTL 控制 (更新) 均衡器抽头。这形成均衡器的适配环路 (EAL)。误差形成在同步的 ( $1/T$ ) 时钟域中出现，而控制必须在异步 ( $1/T_s$ ) 域中进行。在其间，需要逆采样速率变换器 ISRC。实际上，均衡器常常是具有  $T_s$  秒的抽头间隔的抽头延时线 (有限脉冲响应滤波器)。

现有的异步自适应技术是基于 LMS (最小均方) 算法。通过 LMS, 把抽头序列与适当的误差序列进行互相关, 得出用于均衡器抽头的更新信息。为了使得它行得通, 抽头信号与误差信号需要在采样速率和相位上都同步的。第一个条件经由 ISRC 满足。第二个条件要求: SRC、比特检测器、误差形成电路、和 ISRC 的总的滞后在互相关之前通过相应地延时抽头信号而匹配。ISRC 和延时匹配增加解决方案的复杂性。而且, 因为 SRC 和 ISRC 的滞后的时变性, 延时匹配可能不精确。结果, 适配性能会恶化。

图 2 显示包括克服上述的缺点的自适应拓扑的接收机的例子。图 2 上只显示数据接收机的一部分, 即, 与数字均衡器适配有关的部分。具体地, 未显示接收机的定时恢复子系统, 它控制采样速率变换器 SRC 和时间内插装置 TI。接收机包括自适应均衡器 EQ、一对采样速率变换器 SRC1 和 SRC2, 和检测器 DET, 从接收的输入序列  $r_n$  产生数据序列  $a_k$ 。检测器 DET 是误差生成器 21 的一部分, 该误差生成器从由比特检测器产生的比特判决生成在均衡器的控制环中使用的误差序列  $e_k$ 。均衡器的适配是基于 LMS 技术, 该 LMS 技术例如是在 J. W. M. Bergmans, "Digital Baseband Transmission and Recording (数字基带传输和记录)", Kluwer Academic Publishers 出版, Boston, 1996, 表示为 [ref.] 中描述的。这些技术的中心思想是, 抽头更新信息是通过将抽头信号 (接收到的序列  $r_n$ ) 与误差信号进行相关而产生的。误差和抽头信号应当具有相同的采样速率, 而且应当是相位同步的; 误差信号中的任何滞后应当通过相应地延时抽头信号而被匹配。

在图 2 上,  $r_n$  表示通过周期地采样例如来自记录信道的模拟重放信号而得到的序列。采样以通常不等于数据速率  $1/T$  的自由振荡时钟速率  $1/T_s$  执行。序列  $r_n$  被传送到具有  $T_s$  间隔的抽头  $w_n$  的均衡器 EQ, 用于在输出端处产生均衡的序列  $y_n$ 。优选地, 均衡器 EQ 是 FIR (有限脉冲响应) 横向滤波器, 但它可以是包含线性组合器的任何均衡器。均衡器的用途是把 (例如记录) 信道的响应成形为规定的目标响应以及调节噪声频谱。均衡器 EQ 的后面是采样速率变换器 SRC1, 它把  $T_s$  间隔的均衡的序列  $y_n$  变换成被供给包括比特检测器 DET 的误差生成器 21 的输入端处的等价的  $T$  间隔的序列  $x_k$ 。  $T$  间隔的输入序列  $x_k$  理想地与信道数据序列  $a_k$  的数据速率  $1/T$  同步。实际上, 比特检测器 DET 产生

信道比特  $a_k$  的估值  $\hat{a}_k$ 。假设比特检测器产生正确的判决，则数据序列  $a_k$  与它的估值  $\hat{a}_k$  是相同的。所以，在所有的图上，比特检测器的输出被表示为  $a_k$ 。偶尔的比特误差不会很大地影响系统的性能。替换地，在传输开始，预定的数据序列（常常称为前言）可以放置在实际的数据之前，以便根据这个预定的数据序列的复制品进行初始适配，该复制品可以是在数据接收机中本地同步的，而没有任何误码。通常的实践是在这个所谓的“数据辅助的”工作模式下执行初始阶段的适配，以及一旦适配环路收敛，就切换到图 2 所示的“判决引导的”工作模式。虽然图 2 上未明显显示出，但应看到，本说明也关系到这个“数据辅助的”工作模式。

图 2 的其余部分显示控制环的机制，用于使用 LMS 技术自适应地更新均衡器抽头系数矢量序列  $\underline{w}_n$ 。在控制环中包括的所有的数字运行例如可通过微处理器实行适当的计算机程序而实现。在方块之间的双线箭头表示矢量信号传送，而单箭头表示标量信号。所以，控制环（均衡器的适配）包括：

- 第二采样速率变换器 SRC2，用于把接收到的序列  $r_n$  的延时的版本变换成以数据速率  $1/T$  的中间控制序列  $i_k$ ，这个第二 SRC，被表示为 SRC2，优选地是与第一 SRC1 相同的，

- 控制信息产生装置 22，用于从误差序列  $e_k$  和中间控制序列  $i_k$  得出以数据速率  $1/T$  的同步的控制矢量序列  $\underline{z}_k$ ，以及

- 时间插入装置 TI，用于从所述同步的控制矢量序列  $\underline{z}_k$  得出控制矢量序列  $\underline{s}_n$ 。

在图 2 上，控制矢量序列  $\underline{s}_n$  直接控制均衡器，即，均衡器抽头矢量序列  $\underline{w}_n$  只与  $\underline{s}_n$  一致。由控制信息产生装置产生的同步的控制矢量序列  $\underline{z}_k$  由 Nz 积分器组 22 形成，它的输入是从交叉乘积  $24e_k \cdot i_k$  得出的，其中  $i_k$  是包含  $N_i$  个中间序列的中间矢量序列。所有的矢量长度是相等的。所以， $N_z = N_i = 2M + 1$ ，数  $2M + 1$  是均衡器 EQ 中的抽头数  $w_n$ 。这个中间矢量序列  $i_k$  是从接收到的序列  $r_n$  得出的。预定的延时  $\tau$  加到接收到的序列  $r_n$ 。在移位寄存器 SR 执行串行到并行变换以便从中间序列  $i_k$  形成中间矢量序列  $\underline{z}_k$  之前，接收到的序列的延时的版本被提供到采样速率变换器 SRC2，以便形成中间序列  $i_k$ 。

均衡器的输入因此在它被延时一个预定的延时之后被变换到数据

速率域。预定的延时不随时间变化以及是熟知的。它等于从均衡器的输入到输出的延时量。一旦两个信号，即，在每个采样速率变换器的输出端处的信号，都处在数据速率域，则可以容易地计算均衡器系数更新。下面详细描述适配方案。在积分器 22 的输出端处的变量，以  $z_k^j$  表示，服从以下方程：

$$z_{k+1}^j = z_k^j + \mu \Delta_k^j, \quad j: -M, \dots, M \quad (1)$$

其中：

$z_k^j$  是第  $j$  个积分器在时刻  $k$  的输出，

$\mu$  是确定闭环时间常数的小的缩放因子（常常称为步长），

$\Delta_k^j$  是在迭代  $k$  时抽头误差估值，以及

$2M+1$  是均衡器的抽头数。

按照 LMS 方案，估值  $\Delta_k^j$  被给出为：

$$\Delta_k^j = e_k \cdot i_{k-j}, \quad j: -M, \dots, M \quad (2)$$

其中：

$e_k$  是在 SRC 输出与想要的检测器输入  $d_k = (a_k * g_k)$ （的延时的版本）之间的误差，其中：

$g_k$ ，用于均衡器适配的（滤波器  $G$  的）目标响应，

$i_{k-j}$  是被变换成数据速率  $1/T$  的接收到的序列  $r_n$  的延时的版本。

为了完整性起见，应当提到，公式（2）和图 2 只描述从误差序列  $e_k$  和输入序列  $r_n$  得出抽头误差估值  $\Delta_k^j$  的各种可能的方式之一。例如，两个序列  $e_k$  和  $r_n$  可以坚固地量化，以便简化实施方案，以及在（2）式中的乘法可以被有选择的更新机制替代。

图 2 显示，在积分器的输出端处的同步控制矢量序列  $Z_k$  每  $T$  秒被更新（同步域），而均衡器系数矢量  $W_n$  需要每  $T_s$  秒被更新，因为均衡器在异步域中运行。通过时间内插装置 TI 执行必须的时基变换，用于从在积分器组的输出端处的同步控制矢量序列  $Z_k$  得出以采样速率  $1/T_s$  的异步控制矢量序列。因为抽头值只相对于两个采样速率缓慢地改变，时间内插可以以最简单的可设想的方式完成，例如通过执行零阶内插

的锁存器组, 当  $T_s$  偏离  $T$  太多时, 引起附加的问题, 这需要附加功能, 被称为空间内插。附加功能参照图 3 被描述。

均衡器具有  $T_s$  秒的抽头间隔, 即, 它用来以  $T_s$  秒的步长延时输入序列, 得到接连的抽头信号, 这些信号然后与由系数矢量序列  $\underline{w}_n$  规定的权值  $w_n^j$ ,  $j: -M, \dots, M$  线性组合。然而, 在积分器组的输出端处的控制矢量序列  $\underline{s}_n$  关系到  $T$  间隔的均衡器, 即,  $\underline{s}_n$  的接连的分量  $s^j$ ,  $j: -M, \dots, M$  在原理上是指用于具有抽头间隔  $T$  的均衡器的加权因子。根据均衡器安排的稳态解和根据环路效率的恶化, 在这种  $T$  秒的标称抽头间隔与  $T_s$  秒的实际抽头间隔之间的差别导致适配性能的恶化。结果, 图 2 的拓扑主要适合于接近同步的应用, 例如其中  $1/T_s$  和  $1/T$  互相接近以及优选地相差小于约  $20s^{-1}$  的应用。这个条件在许多实际的系统中, 例如在用于硬盘驱动器 (光盘贮存) 的大多数信道 IC (集成电路) 中, 是满足的。

为了能够在较大的应用范围内使用本发明, 在图 3 上提出在图 2 上描述的方案的改进方案。按照这个改进方案, 控制环还包括空间变换装置, 用于从在空间内插装置的输出端处的异步控制矢量序列  $\underline{s}_n$  得出均衡器系数矢量  $\underline{w}_n$ 。结果, 在控制环内生成的初始  $T$  间隔的序列被变换成用于控制均衡器系数矢量  $\underline{w}_n$  的等价的  $T_s$  间隔的序列。在图 3 上, 这些空间变换装置用符号 SI 表示。因为更新变量  $s_n^j$  描述  $T$  间隔的均衡器的系数, 确实必须把这个  $T$  间隔的信息变换成  $T_s$  间隔的信息。这使得必须对系数  $s^j$  进行内插, 这是由空间内插器块 SI 执行的。概念地, 更新变量  $s^j$  是基本的时间连续的均衡器滤波器的  $T$  间隔样本, 这些脉冲响应被表示为  $w(t)$ , 即,  $s^j = w(jT)$ ,  $j: -M, \dots, M$ 。假设  $w(t)$  是可提供的, 我们必须在位置  $t_i = i \times T_s$ ,  $i: -M, \dots, M$ , 处对它进行重新采样, 以便生成必须的均衡器系数  $w^i = w(i \times T_s)$ 。变量  $t$  在这里不表示时间, 而是表示位置, 以及假设从某个间隔 (滤波器的跨距) 后是连续值。以相同的意义,  $i$  是与时间无关的位置索引号, 即,  $t_i$  完全由  $i$  确定以及不随时间改变。然而, 因为只可提供  $w(t)$  的  $T$  间隔样本, 即,  $s^j$ , 这些样本的内插必须被使用来产生  $T_s$  间隔的变量  $w^i$ 。

内插的最简单的形式之一是线性内插, 它从计算观点看来是有吸引力的, 但可以考虑其他内插形式, 诸如, 例如甚至是更简单的最靠近的邻近内插。重新采样位置,  $t_i = i \times T_s$  可以等价地写为  $t_i = (m_i + c_i) T$

其中  $0 < c_i < 1$ , 以及

$$m_i = \left\lfloor i \frac{T_s}{T} \right\rfloor, \quad c_i = i \frac{T_s}{T} - m_i. \quad (3)$$

由于  $c_i$  在 0 与 1 之间变化, 所以  $t_i$  在  $m_i T$  与  $(m_i+1)T$  之间变化, 以及  $w(t)$  在  $w(m_i T) = s^{m_i}$  与  $w((m_i+1)T) = s^{m_i+1}$  之间变化。按照一种线性内插方法, 在位置  $t_i$  处的  $w(t)$  的数值然后被计算为:

$$w^i = w(t_i) = (1 - c_i) \times s^{m_i} + c_i \times s^{m_i+1} \quad (4)$$

藉助于 (4), 图 3 的空间内插器 SI 把在锁存器的输出端处的  $T$  间隔抽头  $s^j$  变换成代表均衡器抽头的  $T_s$  间隔抽头设置值  $w^i$ 。为了执行这个变换, 必须知道或估计如公式 (3) 表示的、信道比特速率与采样速率的比值  $T_s/T$ 。然而, 这个比值的估值是在图 3 的采样速率变换器 SRC1 内可提供的。SRC 重新采样在时刻  $t_i = kT$  时的  $T_s$  间隔序列  $y_n$ , 它可被重新写为  $t_i = (m_i + \mu_i) T_s$ 。

在存在相位误差时, 在接连的采样时刻之间的差值从  $T$  的标称值按照  $t_i - t_{i-1} = T + \tau_i T$  变化, 其中  $\tau_i$  是在重新构建的  $T$  间隔的时钟中的相位误差。然后, 我们得到以下公式:

$$(m_k - m_{k-1}) + (\mu_k - \mu_{k-1}) = \frac{T}{T_s} + \tau_k \frac{T}{T_s} \quad (5)$$

控制 SRC1 的定时恢复环路迫使相位误差的平均值为 0。所以, 公式 (5) 的左面的量的平均值将设定在  $T/T_s$  的实际的数值, 或对于线性内插需要的该比值的倒数。

为了实现时序控制环路或 PLL 和均衡器的适配环路的“正交”控制功能, 需要对于图 3 的自适应均衡器求解。在均衡器 (EQ) 的 FIR 滤波器 (有限脉冲响应滤波器) 的脉冲响应中作为“群时延”中的偏移 (offset) 出现的时间移位, 由定时恢复环路完全补偿。“群时延”表示滤波器的相位特性的导数。结果, 误差  $c_i$  与会导致发散的群时延

的偏移无关。为了避免在定时恢复与均衡器的适配环路之间的干扰，适配均衡器的脉冲响应必须不包含频率  $\nu$  的线性相位项，这称为正交功能条件。事实上，PLL 应当只负责校正线性相位项失真，而自适应均衡器负责校正所有的高阶的相位失真，例如在光贮存系统中，对于散焦项的  $\nu^2$ 、对于倾斜或彗形失真项的  $\nu^3$ 、对于由于例如覆盖层厚度的低频变化造成的剩余球面像差项的  $\nu^4$ 。

带有正交控制功能扩展的、新颖的基于 LMS 的异步均衡器按照 LMS 型的均衡器控制算法来适配均衡器，只要在每个适配步骤中以上规定的条件满足的话。按照本发明的第一实施例的接收机显示于图 4。在图 4 的拓扑中，我们假设  $T_s$  几乎等于  $T$ 。与图 2 和 3 相同的功能实体用相同的字母符号表示。新的接收机包括正交控制功能装置，得出为了减小在两个环路之间的干扰，均衡器应当服从的条件。均衡器应当适配成使得条件总是正确的。

下面解释正交功能条件的推导。我们用  $W(\nu)$  表示 FIR 滤波器的传递函数  $w_k$ ：

$$\begin{aligned} W(\nu) &= \sum_k w_k \exp\{2\pi i \nu k\} \quad (-0.5 \leq \nu \leq 0.5) \\ &= A(\nu) \exp\{i\phi(\nu)\} \end{aligned}$$

相位  $\phi(\nu)$  必须不包含  $\nu$  的线性项，群时延偏移必须遵从：

$$\left. \frac{d\phi(\nu)}{d\nu} \right|_{\nu=0} = 0$$

而且，我们知道，因为均衡器系数  $w_k$  是实数，对于  $A(\nu)$ ，我们有：

$$A(-\nu) = A(\nu)$$

因此还有：

$$\left. \frac{dA(\nu)}{d\nu} \right|_{\nu=0} = 0$$

由于

$$\frac{dW(v)}{dv} = \frac{dA(v)}{dv} \exp\{i\phi(v)\} + i \frac{d\phi(v)}{dv} W(v)$$

组合这些公式得出：

$$\left. \frac{dW(v)}{dv} \right|_{v=v_0} = 0$$

它等价于：

$$\sum_k k w_k = 0$$

保持没有线性相位项的滤波器应当具有遵从这个约束条件的抽头  $w_k$ 。为了防止均衡器适配环路与时钟恢复之间的干扰，滤波器适配算法的对象必须改变，使得均方误差功率  $J$  最小，其中  $E[x]$  表示统计变量  $x$  的数学期望值：

$$J(k) = E[e^2] \quad (\text{基本最小均方 (LMS) 算法})$$

受限于附加条件：

$$\sum_k k w_k = 0$$

这导致新的成本函数（通过适配而被最小化的判别式，被称为成本函数），其中  $\tilde{J}(k)$  是指：

$$\tilde{J}(k) = J(k) + \lambda \cdot \left( \sum_k k w_k \right)$$

其中  $\lambda$  是 Lagrange 乘法因子。这个乘法因子必须被选择成使得  $\tilde{J}(k)$  作为滤波器抽头  $w_k$  的函数被最小化：

$$\bar{v}_p(k) = \frac{\partial \tilde{J}(k)}{\partial w_p} = 0 \quad \forall p$$

或

$$\bar{v}_p(k) = \lambda \cdot p + 2 \cdot E \left[ \left( \sum_j x_{k-j} w_j - \sum_j s_{k-j} \hat{a}_j \right) \cdot x_{k-p} \right] = 0 \quad \forall p$$

为了确定  $\lambda$ ，在  $\sum_p \bar{v}_p(k)$  中的能量必须被最小化：

$$\frac{\partial}{\partial \lambda} \left( \sum_p \bar{v}_p(k) \right) = \sum_p p \cdot \bar{v}_p(k) = 0$$

得出：

$$\lambda = \frac{-2 \cdot E \left[ \left( \sum_j x_{k-j} w_j - \sum_j s_{k-j} \hat{a}_j \right) \cdot \sum_n x_{k-n} \right]}{\sum_n n^2} = \frac{-2 \cdot E \left[ e_k \cdot \sum_n x_{k-n} \right]}{\sum_n n^2}$$

其中  $\hat{a}_i$  代表对于  $a_i$  的判决值。

均衡器适配环路现在必须求解方程：

$$\bar{\nabla}(k) = \frac{\partial \tilde{J}(k)}{\partial \mathbf{w}(k)} = \left( \frac{\partial \tilde{J}(k)}{\partial w_x(k)}, \dots, \frac{\partial \tilde{J}(k)}{\partial w_x(k)} \right) \rightarrow 0$$

迭代地，通过使用最陡下降法：

$$w_p(k+1) = w_p(k) - \mu \bar{v}_p(k)$$

得出：

$$\begin{aligned}\tilde{\nabla}_1(k) &= \frac{\partial \tilde{J}(k)}{\partial w_1(k)} = E \left[ 2 \cdot e_1 \cdot \frac{\partial e_1}{\partial w_1(k)} \right] + \frac{-2 \cdot p \cdot E \left[ e_1 \cdot \sum_n x_{1-n} \right]}{\sum_n n^2} \\ &= 2 \cdot E[e_1 \cdot x_{1-n}] + \frac{-2 \cdot p \cdot E \left[ e_1 \cdot \sum_n x_{1-n} \right]}{\sum_n n^2}\end{aligned}$$

从实际的观点看来，上面提到的最陡下降更新是不可计算的：该期望指令需要在非常长的时间间隔上进行平均计算。所以，该梯度用瞬时梯度替代，这给出：

$$w_1(k+1) = w_1(k) - 2 \cdot \mu \cdot e_1 \cdot x_{1-n} + 2 \cdot \mu \cdot p \cdot e_1 \cdot \frac{\sum_n x_{1-n}}{\sum_n n^2}$$

这个改变的 LMS 算法将使得平均的均方误差功率最小。不用功率，可以寻找误差的平均绝对值最小化：

$$\begin{aligned}\tilde{\nabla}_1(k) &= \frac{\partial \tilde{J}_1(k)}{\partial w_1(k)} = E \left[ 2 \cdot \text{sign}(e_1) \cdot \frac{\partial e_1}{\partial w_1(k)} \right] + \frac{-2 \cdot p \cdot E \left[ \text{sign}(e_1) \cdot \sum_n x_{1-n} \right]}{\sum_n n^2} \\ &= 2 \cdot E[\text{sign}(e_1) \cdot x_{1-n}] + \frac{-2 \cdot p \cdot E \left[ \text{sign}(e_1) \cdot \sum_n x_{1-n} \right]}{\sum_n n^2}\end{aligned}$$

导致新的符号算法：

$$w_1(k+1) = w_1(k) - 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_1) \cdot x_{1-n} + 2 \cdot \mu \cdot p \cdot \text{sign}(e_1) \cdot \frac{\sum_n x_{1-n}}{\sum_n n^2}$$

用  $\text{sign}(e_1)$  的乘法只包括正负号的颠倒，因此相当简单。作为清楚的检验，应当估计对于定时恢复和均衡器适配环路的正交控制功能的条件：

$$\sum_k k w_k = 0$$

对于该算法:

$$w_s(k+1) = w_s(k) - 2 \cdot \mu \cdot e_k \cdot x_{k+1} + 2 \cdot \mu \cdot p \cdot e_k \cdot \frac{\sum_n x_{k-n}}{\sum_n 1}$$

增量确实服从条件:

$$\sum_p \left( -2 \cdot \mu \cdot e_k \cdot x_{k+1} + 2 \cdot \mu \cdot p \cdot e_k \cdot \frac{\sum_n x_{k-n}}{\sum_n 1} \right) = 2 \cdot \mu \cdot e_k \cdot \left( \sum_p x_{k+1} - \sum_p \left( p \cdot \frac{\sum_n x_{k-n}}{\sum_n 1} \right) \right) = 0$$

对于符号算法可以进行相同的检验, 得出类似的结果。

图 5 显示均衡器系数的梯度对时间的仿真结果。图 5a 显示对于图 3 的拓扑得到的结果和图 5b 显示对于图 4 的拓扑得到的结果, 包括正交控制功能。两个图之间的比较表明, 图 4 上实施的正交控制功能的重要性。在这些仿真中, 使用了 5 抽头自适应均衡器, 以及  $T_s$  域相对于数据速率域偏离 2%。图 5a 和 5b 显示 5 个滤波器抽头的梯度。在图 5a 上, 对于正交功能没有补偿, 使得抽头发散。另一方面, 在图 5b 上, 采用图 4 的拓扑, 使得均衡器抽头收敛。

现在解决在有关本发明的第二实施例的、图 6 的拓扑中的另一个问题, 该第二实施例可应用于即使  $T_s$  是与  $T$  完全不同的情形。滤波器更新是在数据速率域产生的, 这是指对于  $T$  间隔的均衡器。然而, 这个滤波器是  $T_s$  间隔的。这个拓扑因此主要是对于接近同步的应用是有用的, 其中  $T_s$  不同于  $T$  不太多。

概念地, 计算的  $T$  间隔滤波器更新需要被变换到  $T_s$  域, 必须进行内插。图 3 和它的相关的说明给出空间内插器 SI 的细节。这个内插器执行信息内插, 这从计算的观点看来是非常有吸引力的。

重新采样位置  $t_i = iT$ , 可被写为  $t_i = (m_i + c_i)T$ , 其中  $0 \leq c_i \leq 1$  以及

$$m_i = \text{floor}\left(i \frac{T_s}{T}\right) \quad c_i = i \frac{T_s}{T} - m_i$$

由于  $c_i$  在 0 与 1 之间变化, 所以  $t_i$  在  $m_i T$  与  $(m_i + 1)T$  之间变化, 以

及  $w$  在  $w(m_i T)$  与  $w((m_i+1)T)$  之间变化。

按照图 6 所示的线性内插，我们得到：

$$W(iT_s) = (1-c_i) \cdot w(m_i T) + c_i \cdot w((m_i+1)T)$$

从基本 LMS 算法出发：

$$w_m(k+1) = w_m(k) - 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_k) \cdot x_{k-m}$$

应用空间内插器：

$$\tilde{w}_i(k+1) = (1-c_i) \cdot w_m(k+1) + c_i \cdot w_{m+1}(k+1)$$

导致

$$\begin{aligned} \tilde{w}_i(k+1) &= (1-c_i) \cdot (w_m(k) - 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_k) \cdot x_{k-m}) + c_i \cdot (w_{m+1}(k) - 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_k) \cdot x_{k-m-1}) \\ &= \tilde{w}_i(k) - 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_k) \cdot [(1-c_i) \cdot x_{k-m} + c_i \cdot x_{k-m-1}] = \tilde{w}_i(k) - 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_k) \cdot \tilde{x}_{k,i} \end{aligned}$$

在这个新的 FIR 的脉冲响应中的时间移位由定时恢复完全补偿。结果，误差  $e_k$  与会导致发散的群时延的偏移无关。为了得到定时恢复和均衡器的适配环路的正交控制功能，必须包括在以前对于图 4 的说明中得出的结果。

这导致图 7 的拓扑。

$$\tilde{w}_i(k+1) = \tilde{w}_i(k) - 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_k) \cdot [(1-c_i) \cdot x_{k-m} + c_i \cdot x_{k-m-1}] + 2 \cdot \mu \cdot \text{sign}(e_k) \cdot i \cdot \frac{\sum_n [(1-c_i) \cdot x_{k-m} + c_i \cdot x_{k-m-1}]}{\sum_n n^2}$$

如果空间内插器应用到具有用于正交功能的额外项的、LMS 算法的“升级”的版本，则均衡器的适配环路仍旧有稳定性问题。异步 FIR 滤波器不遵从条件：

$$\sum_i k \tilde{w}_i = 0.$$

这是由于当至少有 5 个均衡器抽头时空间内插器不保留这种特性。人们可以简单地直觉这一点，例如，对于 5 抽头滤波器可以有：

$$\begin{aligned} \tilde{w}_{-2} &= \frac{w_{-2} + w_{-1}}{2} \\ \tilde{w}_{-1} &= \frac{w_{-1}}{4} + \frac{3 \cdot w_{-2}}{4} \\ \tilde{w}_0 &= w_0 \quad \text{和} \quad \sum_i k w_i = 0 \\ \tilde{w}_1 &= \frac{w_0}{4} + \frac{3 \cdot w_1}{4} \\ \tilde{w}_2 &= \frac{w_1 + w_2}{2} \end{aligned}$$

$$\sum_i k \tilde{w}_i = -w_{-1} - \frac{5 \cdot w_{-1}}{4} + \frac{5 \cdot w_1}{4} + w_2 = 0$$

为了有空间内插器的必要性的概念，用理想信号进行 DVR 仿真。在 DVR 光接收机中，比值  $T/T_s$  取为  $4/3$ ，导致自适应均衡器具有  $(3/4)T$  的间隔。

图 8 显示 FIR 系数的开方对时间的仿真结果。图 8a 显示对于图 7 的拓扑得到的结果。在图 8b 上，没有空间内插器： $T$  间隔抽头更新没有任何变换地连接到  $3/4 T$  间隔均衡器。这造成抽头发散。另一方面，在图 8a 上，采用图 7 的拓扑，这使得均衡器收敛。

图 9 显示按照本发明的系统的例子，包括如图 2、3、4、和 7 所示的接收机。该系统例如可以是数字记录系统。它包括记录器 41，用于把数字序列 93 记录在记录载体 92 上，和接收机 94，用于从所述记录载体读出记录的序列 95。记录载体 92 例如可以是光盘。

已经描述了用于防止在定时恢复环路与均衡器的适配环路之间的干扰的、无干扰的基于最小均方的异步均衡拓扑。由于在 FIR 滤波器的脉冲响应中作为群时延的偏移出现的时间移位由定时恢复完全补偿，驱动滤波器的适配环路的该误差  $e_i$ ，与会导致发散的群时延的偏移无关。

已经描述了如何可以避免在异步的基于 LMS 的均衡器中的适配环路之间的干扰。首先得出提供具有正交控制功能的异步自适应均衡器

的条件。随后，把这个约束条件引入到采用 Lagrange 乘法因子的最小均方准则。这导致抵销了适配环路之间的干扰的拓扑。最后，这个新的结构被扩展成具有空间内插器，以便对于  $T/T_s$  比值具有更大的灵活性。

虽然本发明在以上是作为例子对于图 4 和图 7 所示的特定的基于 LMS 的异步接收机拓扑描述的，但这并不限制本发明的范围。本发明的基本原理，被称为“正交控制功能”，也可应用于具有定时恢复环路和自适应均衡器的适配环路的任何基于 LMS 的异步接收机拓扑。本发明的基本原理是用于避免在定时恢复环路与均衡器的适配环路之间的干扰的解决方案，其中均衡器被设置在异步域内。参照图 4 和图 7 描述的这个解决方案，在本例中是对于基于 LMS 的控制进行计算的，但事实上也可以对于零强迫控制进行计算。解决方案包含改变适配算法，以使得满足系统无干扰工作的条件。

此前给出的附图和它们的说明是显示而不是限制本发明。将会看到，有许多替换例属于所附权利要求的范围内。在这方面，作出以下结尾的评述。可以有许多藉助于硬件或软件项或二者来实施功能的方法。在这方面，附图是非常示意的，每个只代表本发明的一个可能的实施例。因此，虽然附图以不同的块显示不同的功能，但这决不排除单个硬件或软件项可实行几个功能，或一个功能可以由硬件或软件项或二者的组合件来实行。

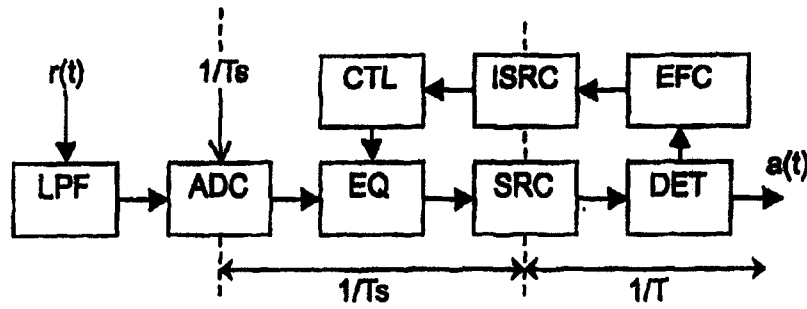


图 1

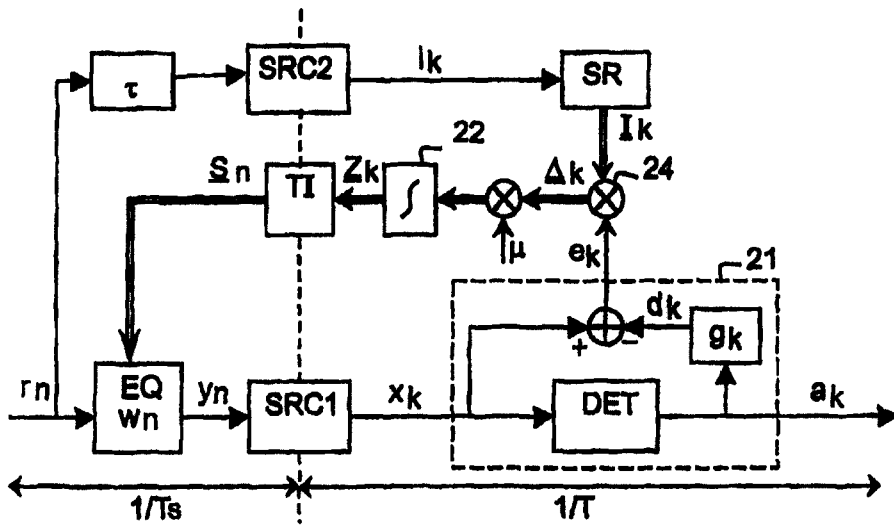


图 2



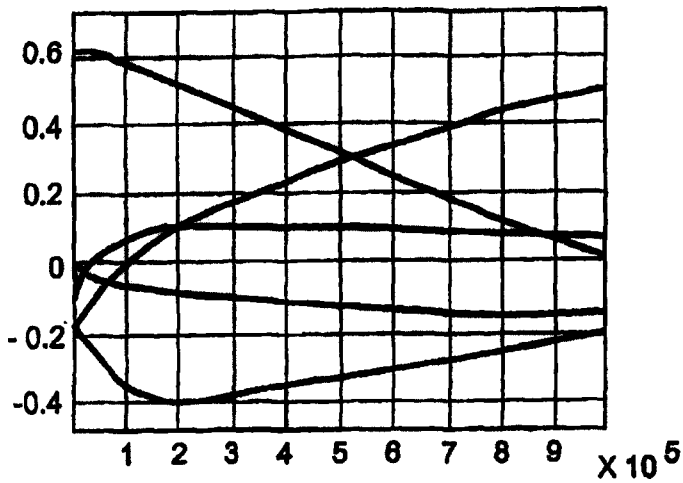


图 5a

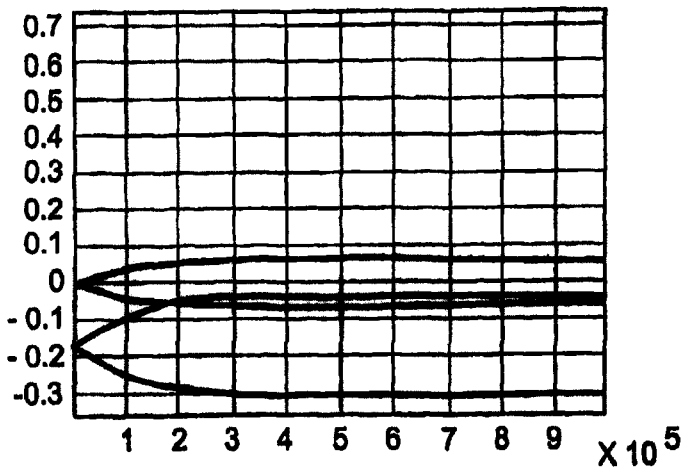


图 5b

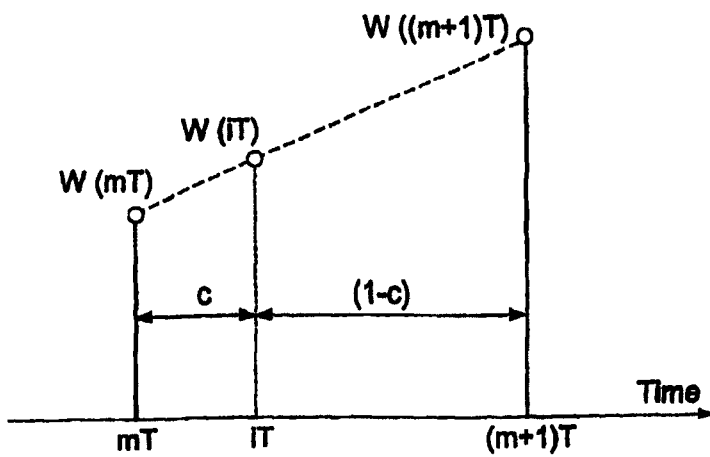


图 6

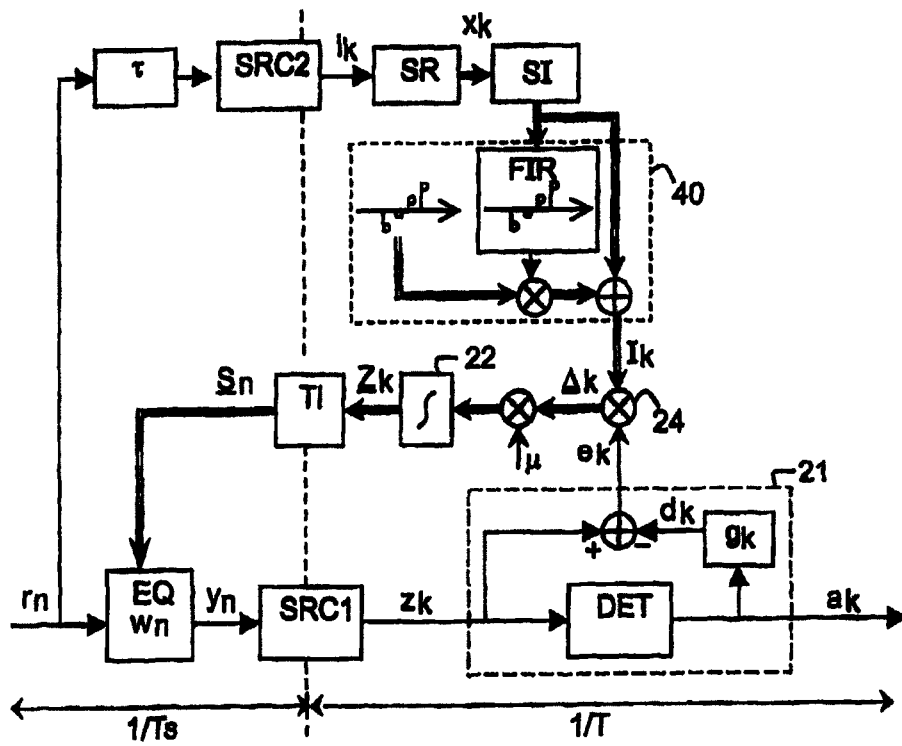


图 7

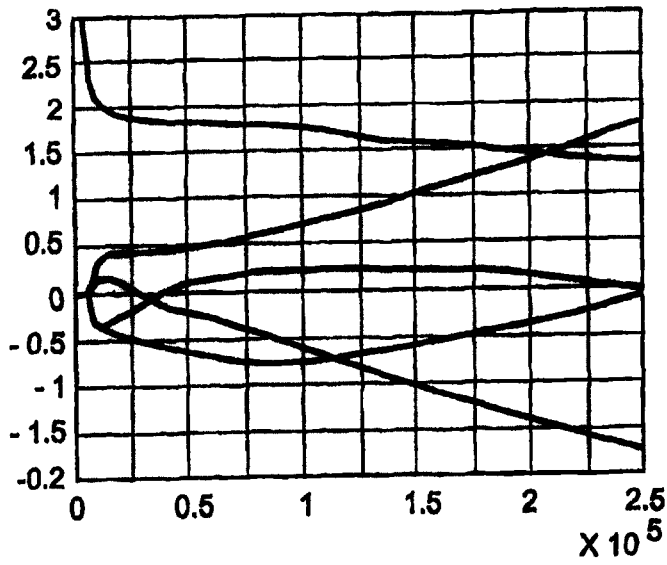


图 8a

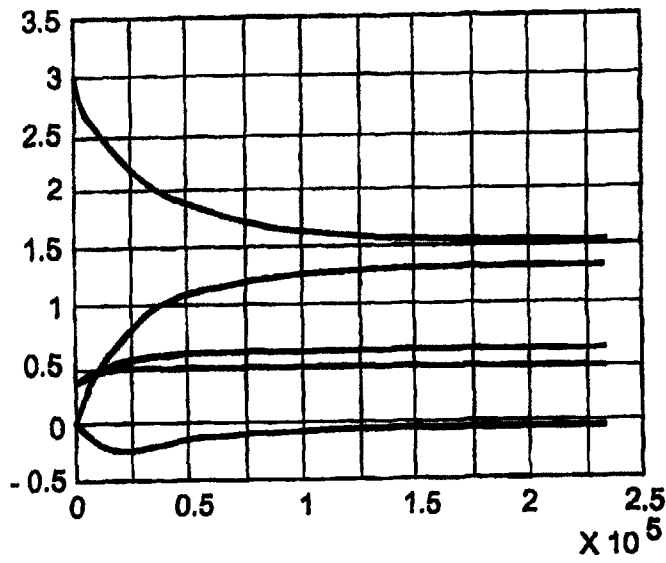


图 8b

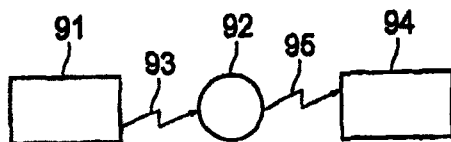


图 9