



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1954536 B

(45) 授权公告日 2011.05.18

(21) 申请号 200580015334.5

H04L 7/04 (2006.01)

(22) 申请日 2005.03.29

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

60/570,296 2004.05.12 US

60/570,297 2004.05.12 US

EP 0984577 A2, 2000.03.08, 摘要、说明书第9,70-75段.

US 5604541 A, 1997.02.18, 全文.

US 2003/194024 A1, 2003.10.16, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2006.11.13

审查员 宗磊

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2005/010518 2005.03.29

(87) PCT申请的公布数据

W02005/114891 EN 2005.12.01

(73) 专利权人 汤姆森许可贸易公司

地址 法国布洛涅

(72) 发明人 伊沃内特·马尔克曼

加百利·阿尔弗雷德·埃德

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

代理人 戎志敏

(51) Int. Cl.

H04L 7/02 (2006.01)

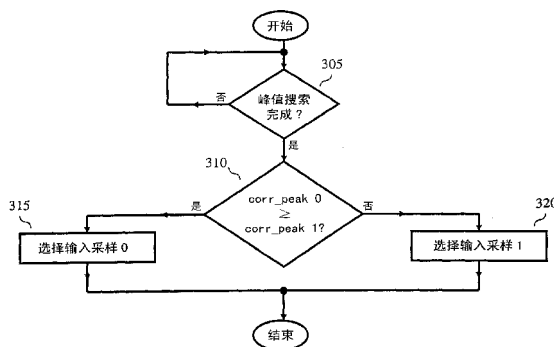
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 10 页

(54) 发明名称

符号时序模糊校正

(57) 摘要

一种接收机包括：解调器，用于提供每符号周期具有多个信号采样的已解调信号；以及质心计算器，响应已解调的信号来选择多个信号采样中的至少一个，以用于确定信道实际中心。另外，质心计算器可以向解调器提供符号定时信息并包括限制器。



1. 一种接收机,包括:

解调器,用于提供每符号具有多个信号采样的已解调信号;以及

质心计算器,响应已解调信号来提供用于信道脉冲响应的质心,其中所述质心计算器包括多个路径,各用于所述多个采样中的每一个,

所述每一个路径包括:相关器、与所述相关器的输出相连的漏积分器、与所述漏积分器的输出相连的平方器以及与所述平方器的输出相连的峰值搜索组件,用于针对每一个路径提供包括由平方器提供的相关值、峰值、与所述峰值相关联的相关值和符号索引在内的信号集合;以及选择组件,响应来自多个路径中的每一个的信号集合,根据与所述峰值相关联的所述相关值来选择所述多个信号采样中的至少一个。

2. 根据权利要求1所述的接收机,其中所述多个信号采样是两个。

3. 根据权利要求1所述的接收机,其中相关器对高级电视系统委员会-数字电视 ATSC-DTV 段同步信号进行相关。

4. 根据权利要求1所述的接收机,其中相关器对高级电视系统委员会-数字电视 ATSC-DTV 帧同步信号进行相关。

5. 根据权利要求1所述的接收机,其中所述多个信号采样中的每一个都是复数。

6. 根据权利要求1所述的接收机,其中质心计算器是复数质心计算器。

7. 根据权利要求1所述的接收机,其中质心计算器包括限制器,用于作为阈值的函数来限制其中由所述选择组件提供的相关值。

8. 根据权利要求7所述的接收机,其中所述阈值是峰值相关值的函数。

符号时序模糊校正

技术领域

[0001] 本发明总体上涉及通信系统,具体涉及一种接收机。

背景技术

[0002] 在类似 ATSC-TV(高级电视系统委员会-数字电视)系统(例如参见美国高级电视系统委员会,“ATSC Digital Television Standard”,文档 A/53,1995 年 9 月 16 日,和“Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard”,文档 A/54,1995 年 10 月 4 日)的现代数字通信系统中,通常应用了高级调制、信道编码和均衡。在接收机中,解调器通常具有载波相位和/或符号时序模糊(ambiguity)。均衡器通常是 DFE(判定反馈均衡器)类型或其变体,并且具有有限的长度。在严重失真的信道中,了解信道脉冲响应的实际中心从而给予均衡器最佳的机会以成功地处理信号并校正失真是重要的。一种方法是使用基于段同步(sync)信号来针对自适应均衡器计算信道实际中心的质心计算器。另一种方法是使用基于帧同步信号来针对自适应均衡器计算信道实际中心的质心计算器。

发明内容

[0003] 观察到上述用于确定信道实际中心的方法没有提到:对于作为质心计算器输入的数据和结果质心估计的错误符号时序相位的影响。换句话说,上述方法没有提到在质心计算中解调器符号时序模糊的影响,并且没有试图校正这个模糊。

[0004] 因此,根据本发明的原理,一种接收机包括:解调器,用于提供每符号周期具有多个信号采样的已解调信号;以及质心计算器,响应已解调的信号来选择多个信号采样中的至少一个,以用于确定信道实际中心。

[0005] 在本发明的实施例中,一种 ATSC 接收机包括解调器、质心计算器和自适应均衡器。解调器对已接收的 ATSC-DTV 信号进行解调,并提供每符号周期 T 具有多个采样的已解调信号。质心计算器处理已解调的 ATSC-DTV 信号,并在每一个时间周期 T 中选择多个采样中的至少一个采样,用于针对自适应均衡器计算信道实际中心。演示性地,质心计算器使用已解调的 ATSC-DTV 信号中的训练信号(例如段同步或帧同步),并选择至少一个采样以校正解调器中的符号时序模糊。

[0006] 根据本发明的原理,质心计算器包括改善了性能的内部限制器(limiter)。

附图说明

[0007] 图 1 示出了质心计算器的方框图;

[0008] 图 2 示出了对用于复数质心计算器中的复数信号进行处理的方框图;

[0009] 图 3 示出了体现本发明原理的接收机的演示性高级别方框图;

[0010] 图 4-6 示出了体现本发明原理的接收机的演示性部分;

[0011] 图 7 示出了根据本发明原理的接收机中使用的演示性的流程图;以及

[0012] 图 8-10 示出了根据本发明原理的其它演示性实施例。

具体实施方式

[0013] 除了本发明的概念,附图中示出的元件是公知的并且将不会进行详细描述。此外,假定熟悉电视广播和接收机并且不在这里进行详细描述。例如,除了本发明的概念,假定熟悉当前和计划推荐的电视标准,例如NTSC(国家电视系统委员会)、PAL(Phase Alternation Lines)、SECAM(“Sequential Couleur Avec Memoire”)和ATSC(高级电视系统委员会)(ATSC)。同样,除了本发明的概念,假定例如8等级残留边带(8-VSB)、正交幅度调制(QAM)和例如射频(RF)前端的接收机组件或例如低噪声块、调谐器、解调器、相关器、漏积分器和平方器的接收机部分。类似地,用于产生传输位流的格式化和编码方法(例如运动图像专家组(MPEG)-2系统标准(ISO/IEC 13818-1))是公知的并且不在这里描述。还应该注意,可以使用常规的编程技术来实施本发明的概念,这些将不在这里描述。最后,图中相似的标号表示相似的元件。

[0014] 在描述本发明的概念之前,图1中示出了用于ATSC-DTV系统中的质心计算器100的方框图。质心计算器100包括相关器105、漏积分器110、平方器115、峰值搜索元件120、乘法器125、第一积分器130、第二积分器135和相位检测器140。质心计算器100基于段同步信号、每符号一个采样和仅包括同相(实)分量的数据输入信号101-1。数据输入信号101-1表示由解调器(未示出)提供的、已解调的已接收ATSC-DTV信号。

[0015] 数据输入信号101-1被施加到相关器105(或段同步检测器105)以检测其中的段同步信号(或模式)。段同步信号具有重复的模式,并且两个相邻的段同步信号之间的距离非常大(832个符号)。这样,段同步信号能够用于估计信道脉冲响应,而信道脉冲响应用于估计信道实际中心或质心。段同步检测器105对数据输入信号101-1与ATSC-DTV段同步的特性进行相关,就是说二进制表示的 $[1\ 0\ 0\ 1]$,或VSB符号表示的 $[+5\ -5\ -5\ +5]$ 。来自段同步检测器105的输出信号被施加到漏积分器110。后者具有832个符号的长度,该长度等于一个段中的符号的数目。由于VSB数据是随机的,数据符号位置处的积分器值将被平均为0。然而,由于每832个字符就重复4个段同步符号,段同步位置处的积分器值将与信号强度成比例地增加。如果信道脉冲响应呈现多径或虚反射(ghost),则段同步符号将在那些多径延迟的位置处出现。结果,在多径延迟位置处的积分器值也将与虚反射的幅度成比例地增加。在执行了峰值搜索后,每当积分器增加新的数目时,漏积分器就减去一个常数。执行这步避免了硬件溢出。平方器115对832个漏积分器的值进行平方运算。结果输出信号(或相关器信号116)被发送到峰值搜索元件120和乘法器125(应该注意的是,元件115可以提供其输入信号的绝对值来代替平方运算)。

[0016] 由于每一个漏积分器值(相关器信号116)被施加到峰值搜索元件120,对应的符号索引值(符号索引119)也被施加到峰值搜索元件120。符号索引119是可以在最初被复位为0的实际索引,并且每当有新的漏积分器值时就增加1,重复从0到831的模式。峰值搜索元件120对于832个已平方的积分器值(相关器信号116)执行峰值搜索并提供峰值信号121,峰值信号121对应于与832个已平方的积分器值中的最大值相关联的符号索引。使用峰值信号121作为信道的初始中心,并将其施加到第二积分器135(下文描述)。

[0017] 还利用从当前符号索引到初始中心的相对距离对漏积分器值(相关器信号116)进行加权,并且由反馈回路或质心计算回路来确定加权的中心位置。质心计算回路包括相

位检测器 140、乘法器 125、第一积分器 130 和第二积分器 135。在执行了峰值搜索且利用初始中心或峰值对第二积分器 135 进行了初始化之后,这个反馈回路开始工作。相位检测器 140 计算当前符号索引(符号索引 119)与实际中心值 136 之间的距离(信号 141)。通过乘法器 125 来计算已加权的值 126,并将其提供到第一积分器 130,第一积分器 130 累积由 832 个符号组成的每个组的已加权的值。如上所述,第二积分器 135 被初始化设置为峰值,并且继续累积第一积分器 130 的输出以创建实际中心值(或质心)136。图 1 中的所有积分器具有隐含的(implicit)缩放因子。

[0018] 一旦确定了实际中心值,在接收机中本地地重新产生(未示出)VSB 参考信号(例如段同步和帧同步信号),在实际中心处对齐(lineup)。结果,将会均衡器中的抽头以均衡信道,这样已均衡的数据输出将在实际中心处对齐。

[0019] 从图 1 可以容易地导出:相对于图 1 上文描述的系统扩展为复数数据输入信号(同相和正交分量)、每个符号两个采样或基于帧同步的设计。

[0020] 例如,图 2 中所示,如果数据输入信号是复数,质心计算器(现在也称为“复数质心计算器”)分别对输入信号中的同相(I)和正交(Q)分量进行处理。具体地,通过段同步检测器 105-1、漏积分器 110-1 和平方器 115-1 来处理输入数据信号中的同相分量(101-1)。而通过段同步检测器 105-2、漏积分器 110-2 和平方器 115-2 来处理输入数据信号中的正交分量(101-2)。这些元件中的每一个的工作方式与上文图 1 中描述的相似。尽管没有在图中示出,能够从任一平方器元件产生符号索引。通过加法器 180 将每一个平方器(115-1 和 115-2)的输出信号相加,以提供相关信号 116,而处理中的剩余步骤与上文中相对于图 1 所述的相同。

[0021] 关于每个符号两个采样的质心计算器,演示性地使用了 $T/2$ 间距(其中 T 对应于符号间隔)。例如,段同步检测器具有与 $T/2$ 间距的段同步特性相匹配的 $T/2$ 间距的值,漏积分器的长度为 2×832 ,并且符号索引遵循 $0, 0, 1, 1, 2, 2, \dots, 831, 831$ 而不是 $0, 1, 2, \dots, 831$ 的模式。

[0022] 最后,对于基于帧同步信号的质心计算器来说,应当注意以下事项。由于帧/场同步信号由 832 个符号组成并且每 313 个段到来一个信号,这比分布在信道中的任何实际的多径都要长,所以在确定任意多径信号时都不会存在问题。可以使用异步 PN511 相关器来测量信道脉冲响应(如果单独使用 PN511,来自 832 个帧同步符号),与图 1 中的段同步检测器相反(PN511 是伪随机数字序列,在上文提到的 ATSC 标准中描述)。除了在至少一个完整的场的持续时间中执行处理以外,附加的处理与上文图 1 中描述的相似。相关值被发送到峰值搜索功能块,从而在一个场的时间内执行峰值搜索。因而这个峰值的符号索引被用作初始实际中心点。一旦确定了初始中心点,则仅当相关输出超过预定阈值并且处于初始实际中心点之前或之后的特定范围内时,才对相关结果进行分析。例如相关输出超过预定阈值的初始中心位置周围的 ± 500 个符号。由期望在实际环境中遇到的实际信道脉冲响应长度和可用的均衡器的长度共同确定精确的范围。剩余的处理与上文图 1 中描述的相同。

[0023] 观察到用于确定信道实际中心的上述方法没有提到对于输入到质心计算器的数据以及结果对于质心估计的错误符号时序相位的影响。换句话说,上述方法没有提到质心计算中解调器符号时序模糊的影响并且没有试图校正这个模糊。

[0024] 因此,根据本发明的原理,一种接收机包括:解调器,用于提供具有每个符号多个信号采样的已解调信号;以及质心计算器,响应已解调的信号来选择多个信号采样中的至少一个,以确定信道实际中心。

[0025] 图3中示出了根据本发明原理的演示性电视机10的高等级方框图。电视(TV)机10包括接收机15和显示器20。演示性地,接收机15是ATSC兼容的接收机。应该注意的是,接收机15也可以是NTSC(国家电视系统委员会)兼容,即具有NTSC操作模式和ATSC操作模式,从而电视机10能够显示来自NTSC广播或ATSC广播的视频内容。为了简明地描述本发明的概念,这里仅描述ATSC操作模式。接收机15接收广播信号11(例如通过天线(未示出)),对广播信号11进行处理以从中恢复例如是HDTV(高清晰度电视)的视频信号,以便在显示器20上观看视频内容。

[0026] 另外,根据本发明的原理,接收机15包括校正符号时序模糊的质心计算器。图4中示出了接收机15中相关部分的演示性方框图。解调器275接收中心位于IF频率(F_{IF})处且具有6MHz(百万赫兹)带宽的信号274。解调器275向质心计算器200提供每符号周期T具有多个采样的已解调的已接收ATSC-DTV信号201,质心计算器200根据本发明的原理,在每一个时间周期T中选择多个采样中的至少一个,以便计算在自适应均衡器(未示出)使用的实际中心值136。演示性地,质心计算器200还可以通过信号294向解调器275提供符号时序信息,以校正解调器275中的符号时序模糊(通过图4中示出的虚线来说明)(应该注意的是,这里没有示出接收机15中与本发明的概念不相关的其它处理块,例如提供信号274的RF前端等)。

[0027] 现在参考图5,示出了质心计算器200的演示性方框图。质心计算器200包括检测器290、相位检测器140、乘法器125、第一积分器130和第二积分器135。除了检测器290以外,质心计算器200在操作上与质心计算器100(上文描述)相似。表示由解调器275提供的已解调的已接收ATSC-DTV信号的数据输入信号201被施加到检测器290。后者使质心计算器200能够在确定实际中心值136时考虑到时序模糊,并且演示性地,通过信号294提供了符号时序信息。

[0028] 现在转到图6,示出了根据本发明原理的检测器290的演示性方框图。在这个示例中,检测器290对于每符号周期T两个采样进行操作,并使用数据输入信号201中的同相分量。然而,本发明的概念不限于此。在图6中,数据输入信号201包括两个采样:由数据输入0(201-1)表示的第一采样以及由数据输入1(202-1)表示的第二采样。在这点上,假定图4中的解调器275是串行输出的解调器或并行输出的解调器。如果解调器275是串行输出的解调器,那么解调器275提供数据输入0和数据输入1,作为与解调器时钟(未示出)相关联的交替采样序列。另一方面,如果解调器725是并行输出的解调器,那么解调器275提供数据输入0和数据输入1,作为在同时与解调器时钟(未示出)相关联的一对采样。无论哪种情况,解调器时钟可以具有两倍于符号速率($1/T$)或更高的频率。如果时钟频率高于符号速率的两倍,采样启用(未示出)识别采样相对于解调器时钟何时是可用的。为了简明且不失一般性,下文假定时钟频率等于符号速率($1/T$)并且解调器275是并行输出的解调器。

[0029] 从图6可以看出,以相似的方式处理每一个采样。具体地,由相关器(段同步检测器)205-1、漏积分器210-1、平方器215-1和峰值搜索元件220-1来处理数据输入0。同

样,由相关器(段同步检测器)205-2、漏积分器 210-2、平方器 215-2 和峰值搜索元件 220-2 来处理数据输入 1。来自这两个处理路径的输出信号被施加到最大峰值元件 280,最大峰值元件 280 提供符号索引值 291、相关器值 292、峰值 293 和时间相位值 294。如下文所述,检测器 290 中的这些元件使质心计算器 200 能够在提供实际中心值 136 时考虑到符号时序模糊。

[0030] 虽然图 6 中采样的具体处理路径(例如段同步检测器、漏积分器和平方器)与图 1 中示出的相似,图 6 中所示的设置中具有一些关键差异,使检测器 290 识别用于使用的最适当采样(数据输入 0 或数据输入 1)。根据相似性,由段同步检测器、漏积分器和平方函数独立地处理数据输入 0 和数据输入 1。图 6 中的这些元件与图 1 中示出的对应元件相同。

[0031] 然后,图 6 中平方函数(215-1 和 215-2)的输出相关值 0 和 1(图 6 中用 corr_value 0 和 corr_value 1 表示)被分别发送到峰值搜索元件 220-1 和 220-2。由这些元件执行的峰值搜索与图 1 中执行的峰值搜索相似,另外具有的一个特征是:还提供了与各个峰值相关联的相关值(“corr_peak”),作为与“峰值”值一同从峰值搜索元件输出的信号。“corr_peak”值是基于段同步信号为质心计算器搜索到的 832 个值中最大的相关值,并且如上文所述,“峰值”值是与最大相关值相关联的符号索引。这样,峰值搜索元件 220-1 提供“峰值 0”输出信号和“corr_peak 0”输出信号。相似地,峰值搜索元件 220-2 提供“峰值 1”输出信号和“corr_peak 1”输出信号。

[0032] 另外,平方器 215-1 和 215-2 提供各个符号索引值。具体地,平方器 215-1 提供符号索引 0 的值,符号索引 0 的值是可以初始地复位为 0 并且每当新的输入数据 0 采样发生时增加 1 的实际索引;平方器 215-2 提供符号索引 1 值,符号索引 1 值是可以初始地复位为 0 并且每当新的输入数据 1 采样发生时增加 1 的实际索引。这些索引都可以在时间上交错(串行输出的解调器)或是相同的(并行输出的解调器)。

[0033] 一旦各个峰值搜索元件执行了峰值搜索,用于每一个采样的一组值或信号被施加到最大峰值元件 280,最大峰值元件 280 决定哪一个采样是最适合用于计算实际中心值的一个采样。换句话说,最大峰值元件 280 是用于选择适当采样的选择元件。这组信号包括:来自每一个平方器的相关值(corr_value)和符号索引值;以及来自每一个峰值搜索元件的峰值和 corr_peak 值。如图 6 所示,对于数据输入 0 来说,这组信号包括“corr_value 0”、“峰值 0”、“corr_peak 0”和“符号索引 0”;而对于数据输入 1 来说,这组信号包括“corr_value 1”、“峰值 1”、“corr_peak 1”和“符号索引 1”。

[0034] 用于确定实际中心值的最适合或最正确的采样是 corr_peak 值最大的那一个采样。这来自校正的采样相位在时间上产生最大校正的观察。这样,最大峰值元件 280 执行图 7 中示出的流程图。在步骤 305,最大峰值元件 280 等待每一个采样的峰值搜索的完成。一旦峰值搜索完成,在步骤 310 处,最大峰值元件 280 确定“corr_peak 0”的值是否大于或等于“corr_peak 1”的值。

[0035] 如果“corr_peak 0”的值大于或等于“corr_peak 1”的值,那么在步骤 315 处,最大峰值元件 280 选择输入采样 0,并因此确定输出信号 291、292、293 和 294 的值。具体地,最大峰值元件 280 将符号索引信号 291 设置为来自平方器 215-1 的符号索引 0 的值,将相关器值 292 设置为来自平方器 215-1 的“corr_value 0”的值,设置峰值 293 为来自峰值搜索元件 220-1 的“峰值 0”的值,并且将时间相位信号 294 的值设置为等于选择输入采样 0

的代表值,例如“0”值。

[0036] 另一方面,如果“corr_peak 0”的值小于“corr_peak 1”的值,那么在步骤 320 处,最大峰值元件 280 选择输入采样 1,并因此确定输出信号 291、292、293 和 294 的值。具体地,最大峰值元件 280 将符号索引信号 291 设置为来自平方器 215-2 的符号索引 1 的值,将相关器值 292 设置为来自平方器 215-2 的“corr_value 1”的值,将峰值 293 设置为来自峰值搜索元件 220-2 的“峰值 1”的值,并且将时间相位信号 294 的值设置为等于选择输入采样 1 的代表值,例如“1”值。

[0037] 一旦最大峰值元件 280 识别了校正的时序采样,那么来自最大峰值元件 280 的输出信号 291、292 和 293 被施加到图 5 中示出的质心计算器 200 中的剩余元件,并且继续进行如上文描述的图 1 中示出的质心计算器的处理。结果,质心计算回路对校正的采样进行操作,并且独立于解调器符号时序模糊。另外,最大峰值元件 280 提供表示了已选择的时序采样的时间相位信号 294。例如,当校正的采样是输入数据 0 时,时间相位信号 294 为“0”;当校正的采样是输入数据 1 时,时间相位信号 294 为“1”。通过将这个信号提供到解调器 275(图 4 中示出),解调器 275 能够调整其符号启用信号(未示出),以指向校正的采样并在其输出处消除任何时序模糊。这样,能够校正的解调器输出采样提供到解调器之后或下游的任意块(例如均衡器、网格解码器、解交织器等)。

[0038] 要特别注意的是,尽管在图 1 中首先示出并描述的装置能够具有每符号两个采样的质心计算器,该计算器并不是为了根据本发明原理来校正解调器中的符号时序模糊的目的而设计的。具体地,该计算器累积两个采样并且不对这两个采样彼此进行区分。此外,在图 1 中的环境中,使用了每符号两个采样的相关器,这个相关器将高度依赖于段同步之前和之后的数据。相反,在图 6 中的检测器 290 中,同样的每符号一个采样的相关器用于两个采样。此外,没有从图 1 中的质心计算器提取信息以用于解调器进行可能的时序模糊的校正。

[0039] 根据本发明的原理可以有其它的变体。例如,可以按如下方式改变图 7 中最大峰值元件 280 在步骤 315 和 320 的操作:具体地,在步骤 315,最大峰值元件 280 将符号索引信号 291 设置为来自平方器 215-1 的符号索引 0 的值,将相关器值 292 设置为(“corr_value 0”+“corr_value 1”)值的和,将峰值 293 设置为来自峰值搜索元件 220-2 的“peak 0”的值,并且将时间相位信号 294 的值设置为等于选择输入采样 0 的代表值,例如“0”值。在步骤 320 处,最大峰值元件 280 将符号索引信号 291 设置为来自平方器 215-2 的符号索引 1 的值,仍将相关器值 292 设置为(“corr_value 0”+“corr_value 1”)值的和,将峰值 293 设置为来自峰值搜索元件 220-2 的“peak 1”的值,并且将时间相位信号 294 的值设置为等于选择输入采样 1 的代表值,例如“1”值。

[0040] 在根据本发明原理的另一个实施例中,图 4、5 和 6 中示出的质心计算器被扩展为同相和正交数据(就是说,是复数质心计算器),如图 2 中所示。具体地,对于复数质心计算器来说,同相(I)和正交(Q)数据被发送到单独的相关器,并且相关器的输出进入两个单独的漏积分器。如上文对图 5 和 6 的示出和描述,两个积分器的输出被进行平方并相加以创建各个“corr_value”信号,从而进行下一步处理。

[0041] 在根据本发明的原理的另一个实施例中,质心计算器被扩展为一次在处理每符号 N 个采样,其中 N 是整数且 $N \geq 2$,仅有同相数据输入(如图 6 中所示),或同相输入和正交

数据输入都有(如上所述)。在这点上,最大峰值元件 280 在 N 个数据路径(数据输入 0 至数据输入 N-1)而不仅仅是两个数据路径中做出决定。这样,每一个采样具有对应的数据路径并且每一个数据路径的处理与上文图 4、5、6 和 7(其中流程图适当地扩展,以便根据 N 个可能性做出决定)中描述的相似。

[0042] 现在转向图 8,示出了另一个演示性实施例。除了在由乘法器 125 执行加权操作之前包含限制器之外,这个实施例与图 5 中示出的实施例相似。图 9 中演示性的流程图中示出了限制器 265 的操作。在步骤 705 处,限制器 265 等待峰值搜索的完成。一旦峰值搜索完成,限制器 265 在步骤 710 处设置阈值。演示性地,阈值被设置为等于(峰值/K),其中用实验方法选择 K 的值。在步骤 715 处,限制器 265 确定相关器值(292)是否大于设置的阈值。如果相关器值(292)大于设置的阈值,那么在步骤 720 处,限制器 265 不对相关器值(292)进行限制,即,图 8 中信号 266 的值等于信号 292 的值。然而,如果相关器值(292)小于或等于阈值,那么在步骤 725 处,限制器 265 设置信号 266 的值等于图示的限制器值 L。在这个示例中,L 等于 0。结果在步骤 725 处,信号 266 被设置等于 0。

[0043] 限制器 265 背后的思想由于以下相关概念和假定的事实:在积分器中随机数据和噪声累积为零假定了大量的采样,实现了无限的序列大小。然而,在有限的时间量中出现了质心计算和随后的积分。事实上,由于质心计算的时间影响了接收机用于锁定的全部时间,所以有意将质心计算器的时间减到最小。因此,在积分器中存在与数据输入和实际输入噪声相关联的残留噪声,残留噪声也是质心计算器操作时间的函数。除了在具有 0 或接近 0db 的虚反射的信道中,这个残留噪声不太可能影响峰值搜索。但由于已加权的值(图 8 中的信号 126)是相关值乘以从当前符号到中心的距离的乘积,远离峰值位置中的噪声可能对最终的计算有实质的贡献。这样,通过提供如上所述的限制器,可以消除相关器积分器中的残留噪声,改善已加权值估计。如果阈值是峰值的函数,则该限制器将更加有效,这消除由于可能的解调器载波相位和符号时序模糊造成的错配操作中的过多限制或自动增益控制(AGC)失配。

[0044] 在理论上,使用限制器的缺点是将会将质心计算器限制在仅包括某些强度等级上的虚反射,这是因为小等级虚反射将会被限制器 265 忽视。然而,在步骤 710 处对常数 K 的适当选择将限定残留噪声的结果相关值与实际虚反射值之间的平衡。具有或不具有限制器的质心计算器不能适当地解决低于残留噪声等级的任意虚反射强度等级。例如,对于 $K = 2^6$,限制器忽视低于主信号的大约为 18db 的任意虚反射。

[0045] 根据本发明的原理,将限制器附加到质心计算器适用于这里描述的所有实施例。例如,图 10 中示出了根据本发明原理的另一个演示性实施例 700。除了附加了限制器 265 之外,该图与图 1 中示出的实施例相似。限制器 265 按照上文所述图 9 中的流程图来进行操作。

[0046] 这里描述的根据本发明原理的所有演示性实施例都能够基于任意的同步信号。相关器对输入数据与所选择的同步信号进行比较。在 ATSC-DTV 环境中,一些候选的同步信号是段同步信号或帧同步信号。对于这些类型的同步信号来说,不同之处是对相关器的选择和适应同步信号的类型和大小的积分器的大小。

[0047] 同样,这里描述的根据本发明原理的所有演示性实施例都能够基于任意数字通信系统中任意类型的训练信号。这样,相关器对输入数据与讨论中的训练信号进行比较。对于

这里描述的根据本发明原理的所有实施例,当然在信号接收的开始时出现实际中心计算,但是这个过程可以持续,以便基于信道情况来经常更新最适当的实际中心,并且能够根据由相应地改变采样时钟频率来缓慢定位的已更新实际中心,移动实际中心。然后应当为时间相位输出做出相同的更新。

[0048] 对于这里描述的根据本发明原理的所有实施例来说,一旦确定了加权的中心(也是均衡器的实际中心),例如段同步和帧同步信号的参考信号在接收机本地地重新产生以在实际中心处对齐。结果,均衡器中的抽头将会增加以均衡信道,这样已均衡的数据输出将在实际中心处对齐。

[0049] 对于这里描述的根据本发明的原理的所有实施例来说,与输出时间相位严格相关的块可以从质心计算器的剩余部分外单独地实现,并用于校正解调器中的时间相位模糊的目的。

[0050] 上文仅说明了本发明的原理,可以理解的是,本领域的技术人员将能够设计多个选择的布置(尽管这里没有明确地描述)来实施本发明的原理,并且这些布置在本发明的精神和范围内。例如,尽管在文中示出了分离的功能性元件,这些功能性元件可以在一个或多个集成电路(IC)中来实施。相似地,尽管以单独的元件示出,任意的或全部的这些元件可以在存储程序控制的处理器(例如数字信号处理器)中来实施,这些处理器执行相关的软件(例如对应于图7和/或图9中的一个或多个步骤)。此外,尽管以电视机10中附带的元件示出,这里的元件可以以任意方式的组合而分布在不同的单元中。例如,图3中的接收机15可以是与并入显示器20的设备或盒子等物理上相分离的、例如机顶盒的设备或盒子的一部分。此外应该注意的是,尽管在文中描述了地面广播,本发明的原理可以应用到其它类型的通信系统中(例如卫星、电缆等)。因此可以理解的是,在不背离权利要求所限定的本发明的精神和范围的前提下,可以对这里的演示性实施例和其它可能设计的布置进行多种修改。

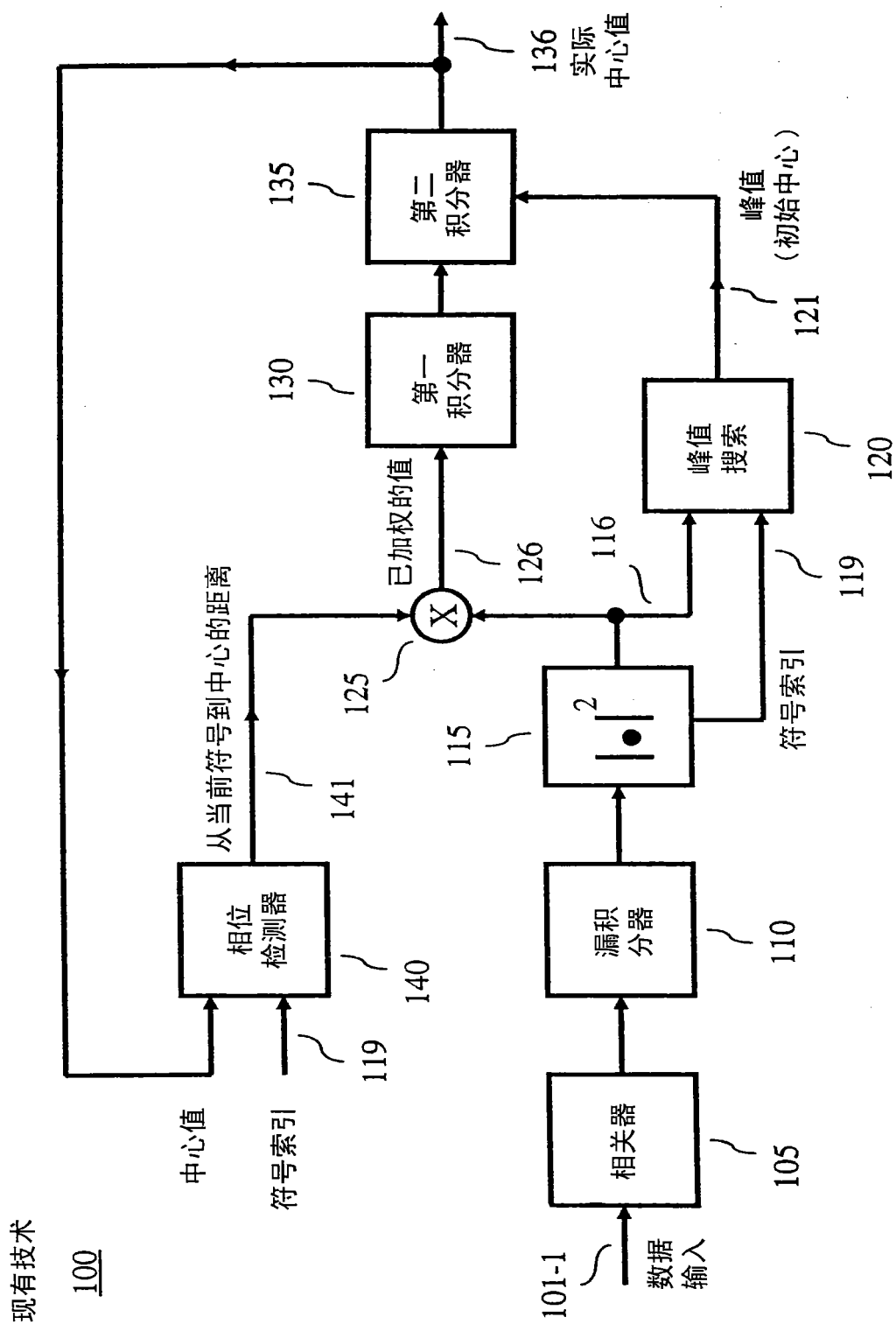


图 1

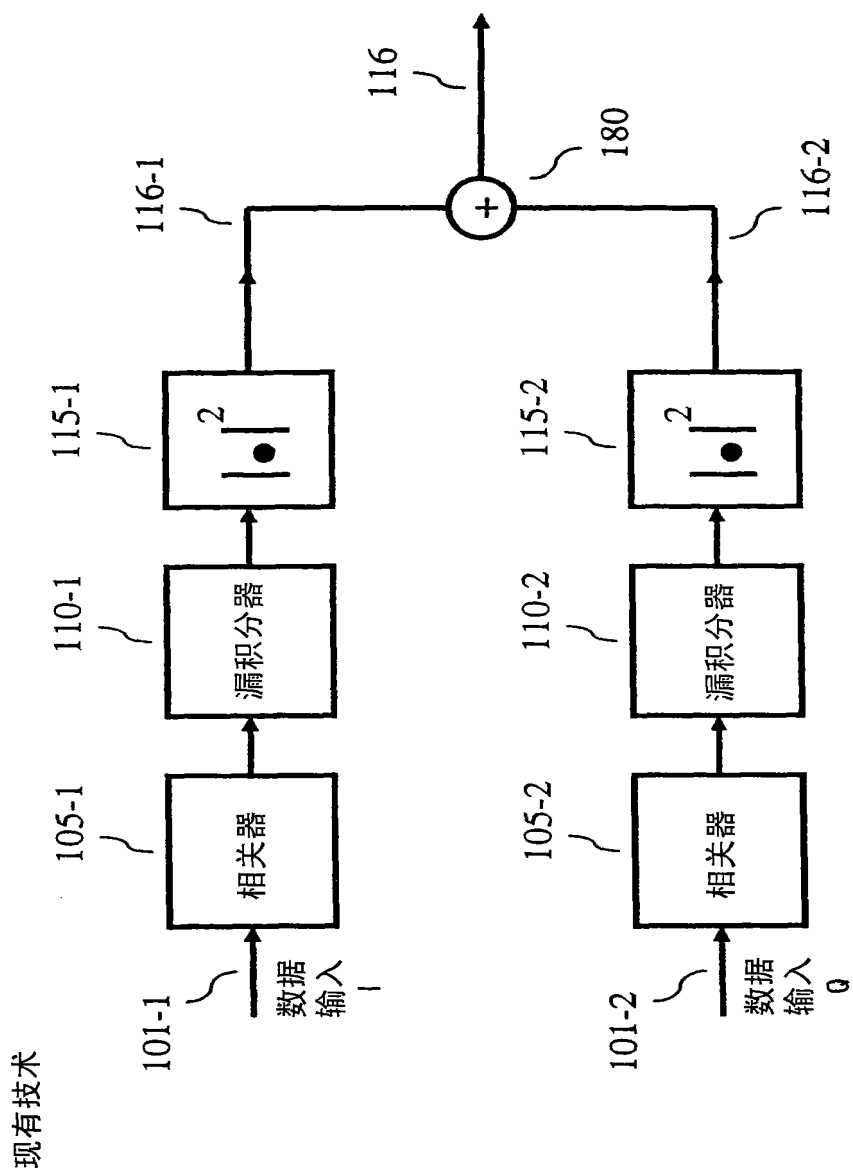


图 2

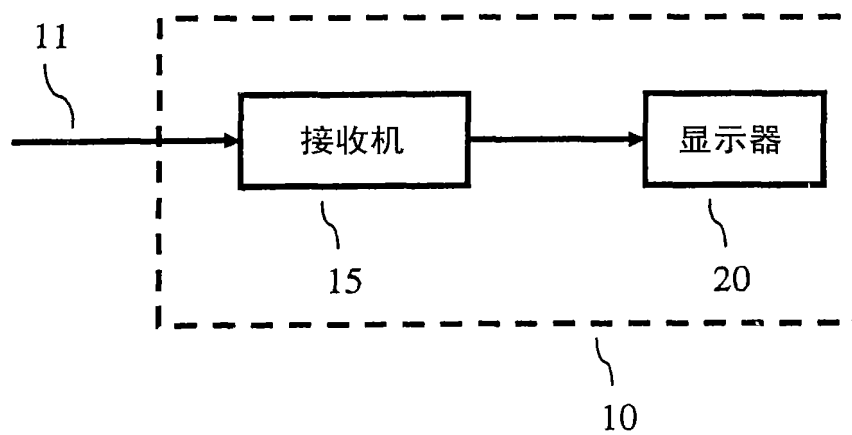


图 3

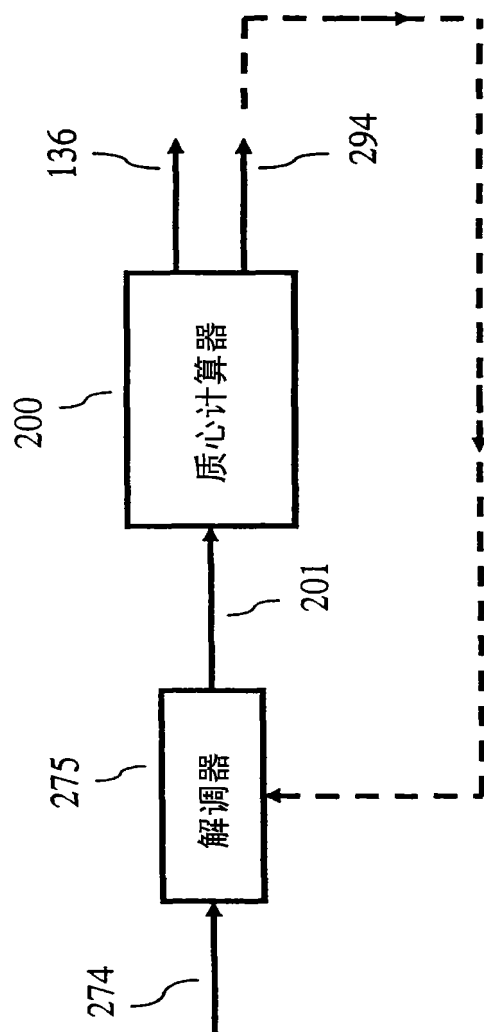


图 4

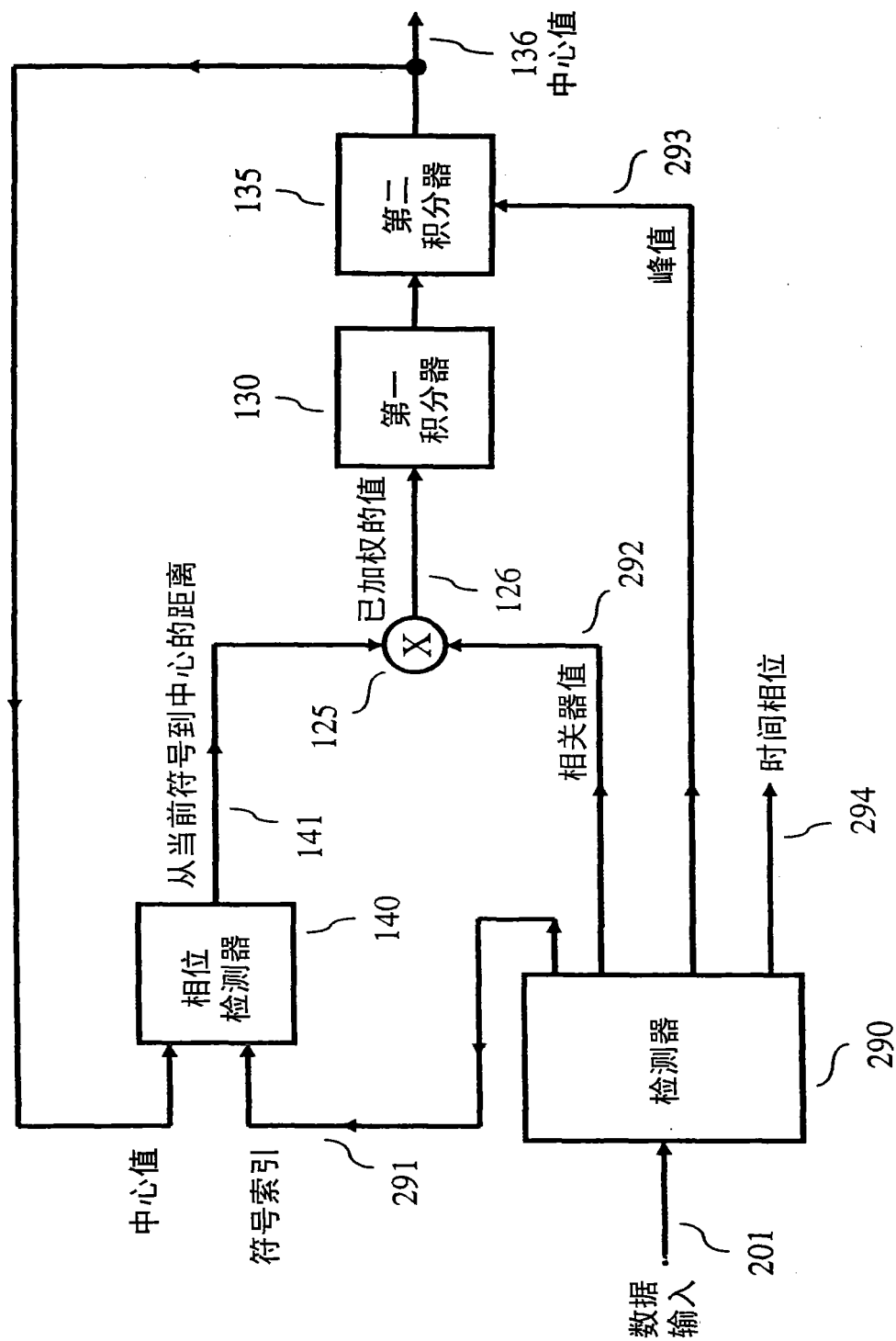
200

图 5

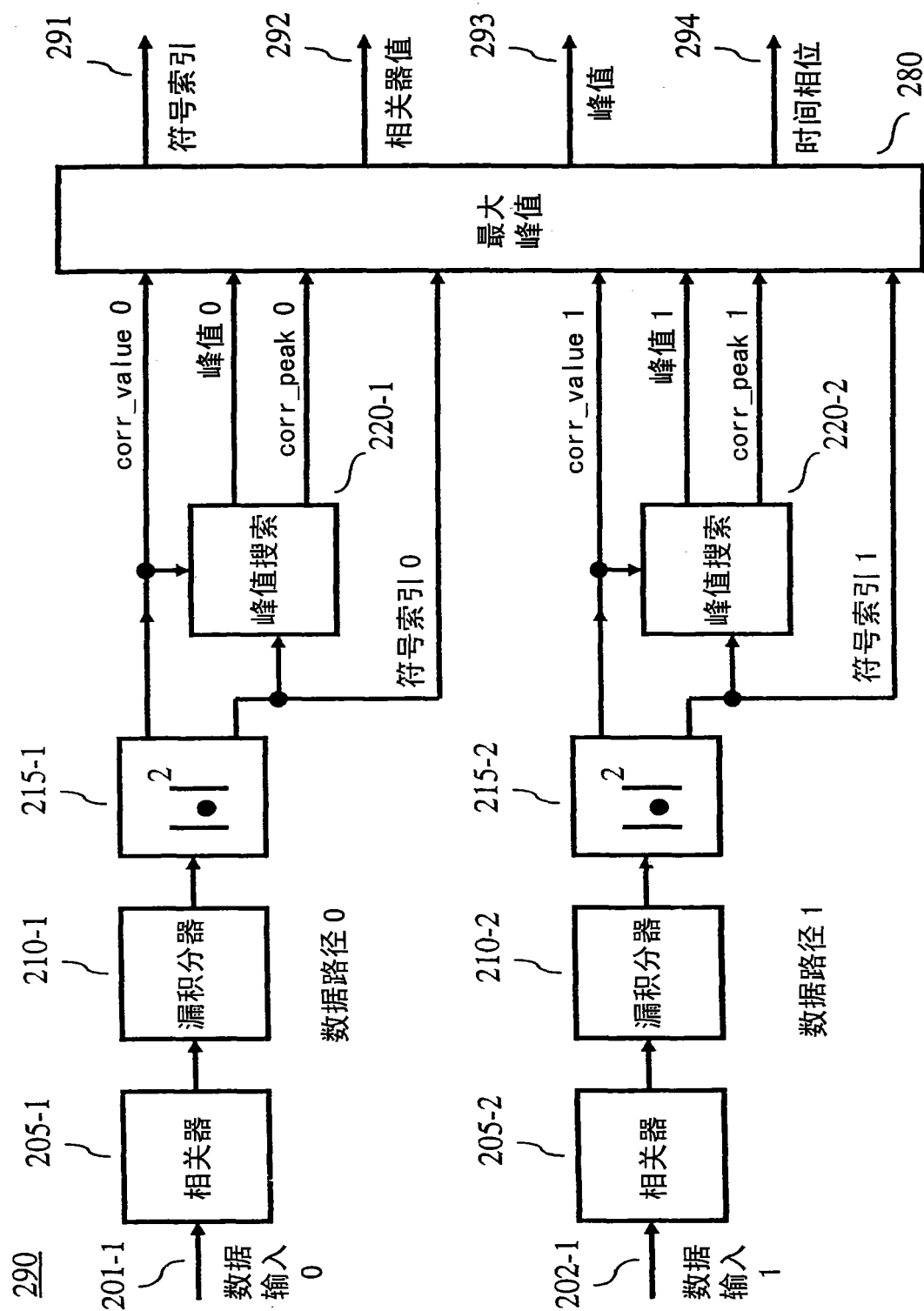


图 6

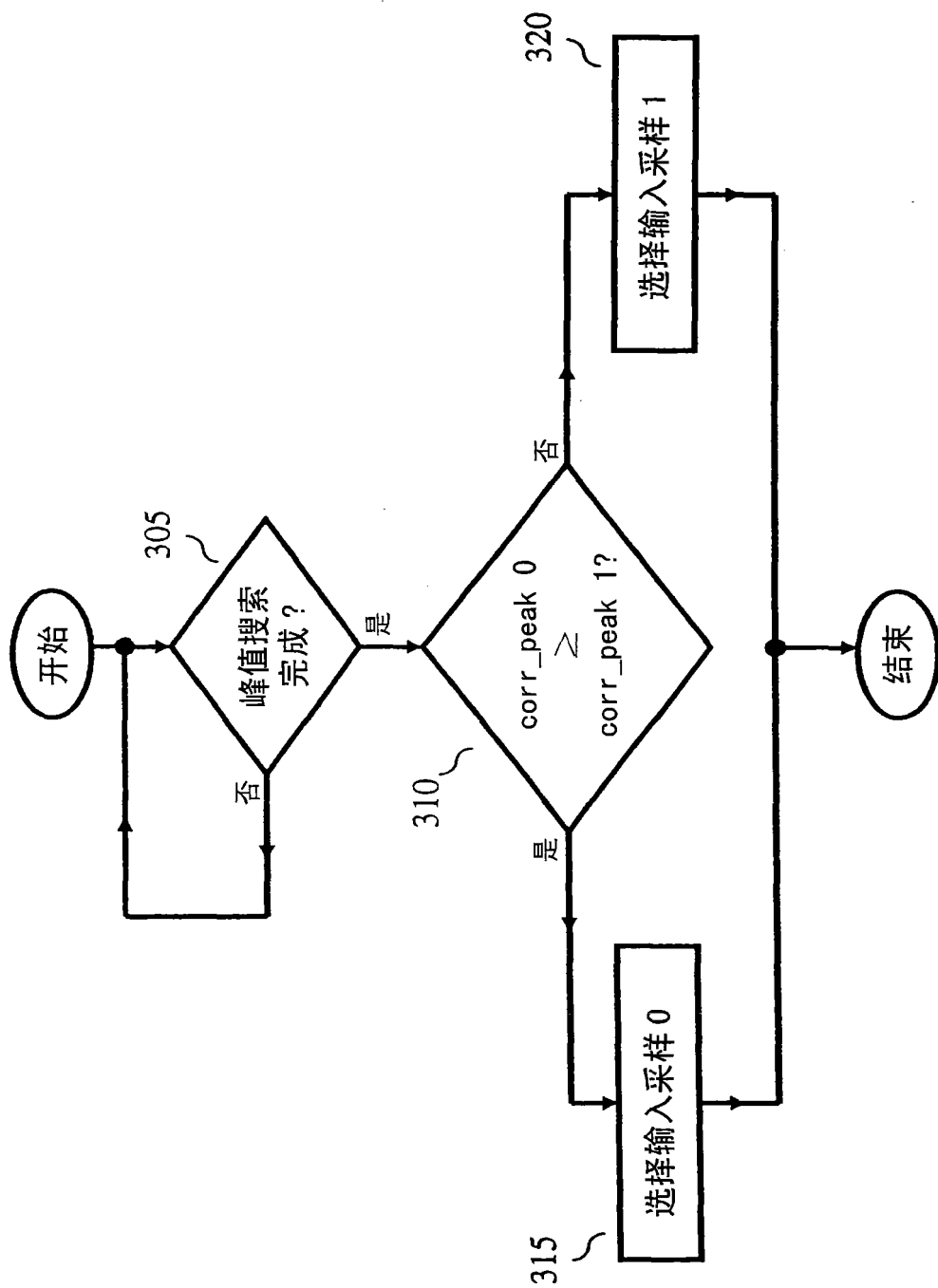


图 7

200

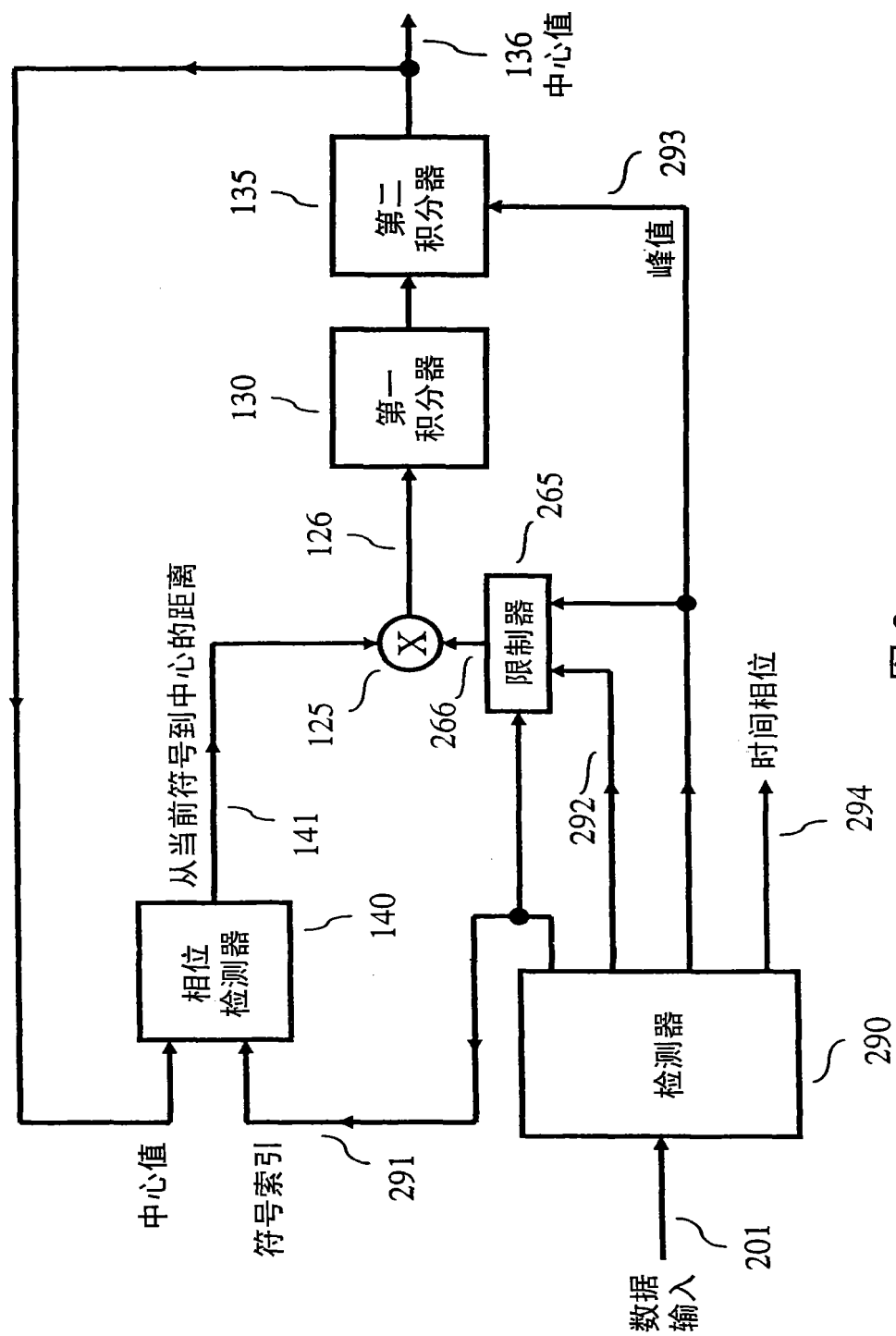


图 8

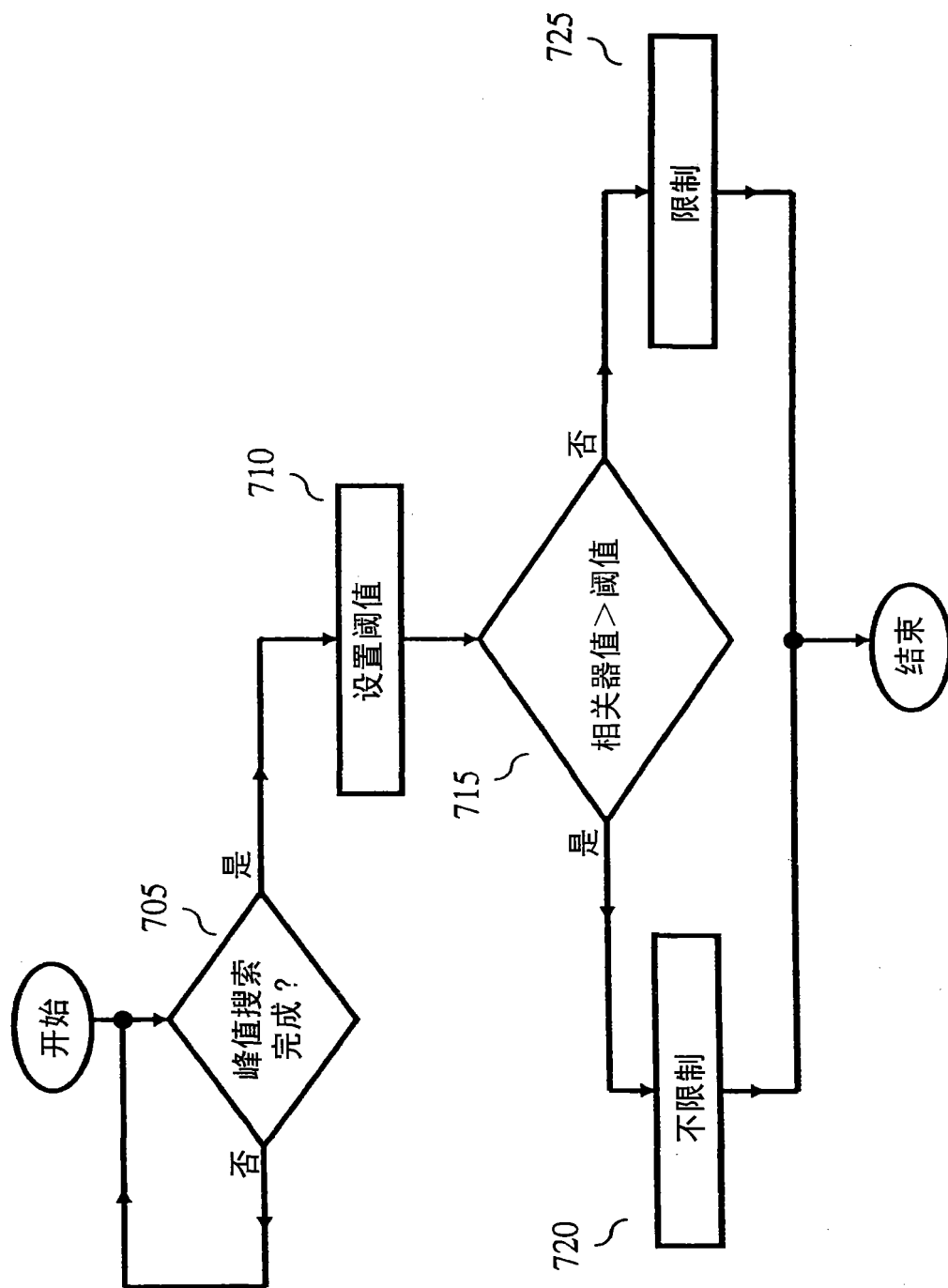
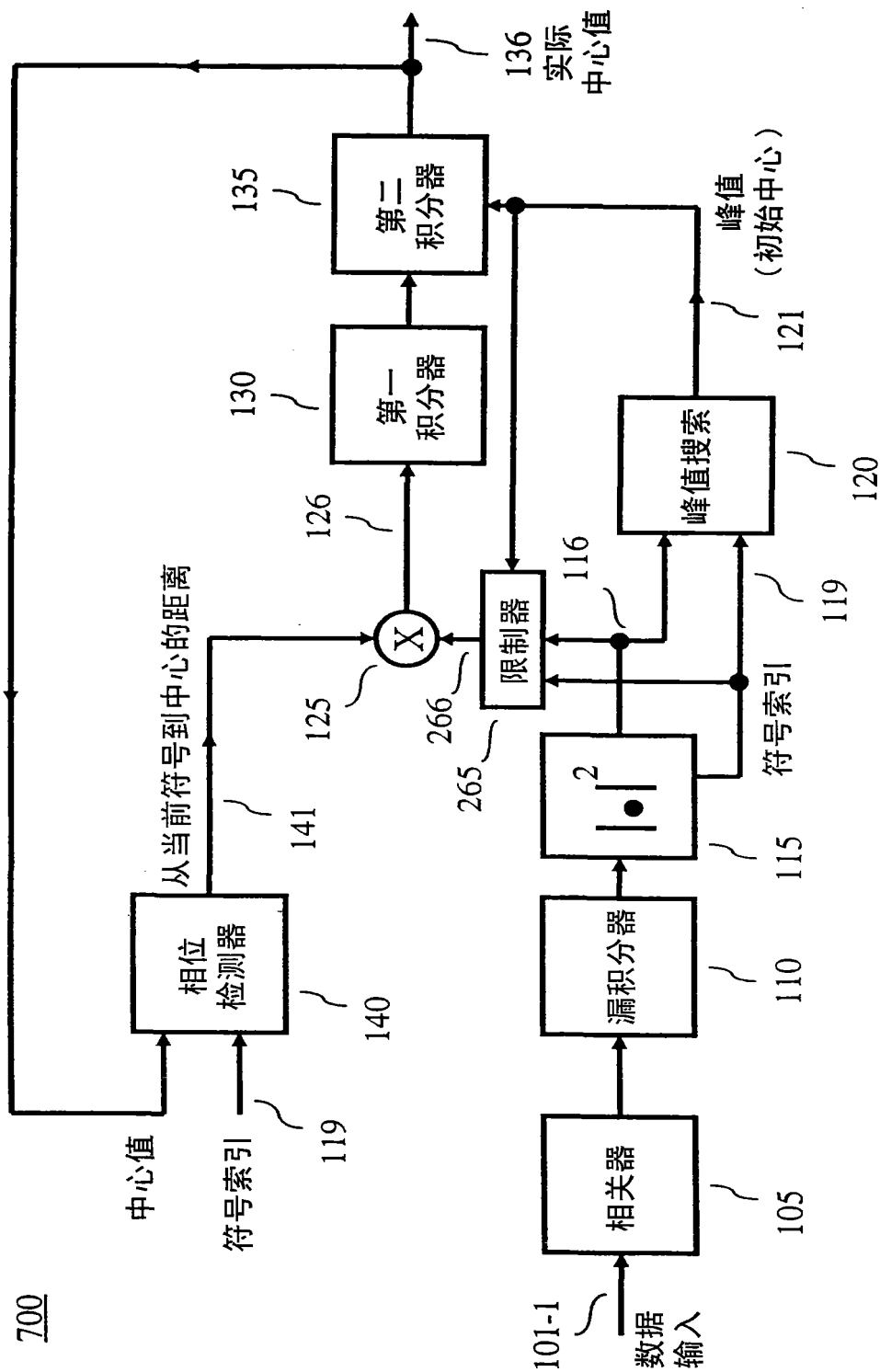


图 9



10