



(45) 授权公告日 2012. 10. 03

权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 14 页

[illegible]

1. 一种光盘装置,其特征在于包括:
激光光源;
脉冲驱动上述激光光源的光源驱动部;
把从上述激光光源产生的激光照射到光盘上的光学系统;
将由于上述激光照射从光盘光学地再生的信息转换成电气脉冲再生信号的单元;
把上述脉冲再生信号转换成取样脉冲再生信号的单元;
基于上述取样脉冲再生信号对在上述光盘上记录的数据进行解码的单元;
以与信道时钟不同步的时钟动作的非同步维特比解码器;
从上述取样脉冲再生信号推定上述信道时钟的频率和相位的单元;以及
用上述信道时钟的相位的推定值生成上述非同步维特比解码器使用的目标电平
元。
2. 如权利要求 1 所述的光盘装置,其特征在于包括:
不经过转换成模拟信号的过程而把上述取样脉冲再生信号转换成与上述信道时钟同步的信号
的单元。
3. 如权利要求 1 所述的光盘装置,其特征在于包括:
除去上述脉冲再生信号中包含的直流分量的单元。
4. 如权利要求 1 所述的光盘装置,其特征在于包括:
自动设定单元,该自动设定单元基于推定的上述信道时钟的频率和相位而自动地设定
变更上述脉冲再生信号的取样频率的单元、以及变更上述脉冲再生信号的时钟以使其与变
更了上述取样频率后的脉冲再生信号的取样速度一致的单元。
5. 一种光盘装置,其特征在于包括:
激光光源;
脉冲驱动上述激光光源的光源驱动部;
把从上述激光光源产生的激光照射到光盘上的光学系统;
将由于上述激光照射从光盘光学地再生的信息转换成电气脉冲再生信号的单元;
把上述脉冲再生信号转换成取样脉冲再生信号的单元;
基于上述取样脉冲再生信号对在上述光盘上记录的数据进行解码的单元;
变更上述脉冲再生信号的取样频率的单元;以及
变更上述脉冲再生信号的时钟以使其与变更了上述取样频率后的脉冲再生信号的取
样速度一致的单元。
6. 如权利要求 5 所述的光盘装置,其特征在于包括:
不经过转换成模拟信号的过程而把上述取样脉冲再生信号转换成与信道时钟同步的
信号的单元。
7. 如权利要求 5 所述的光盘装置,其特征在于包括:
除去上述脉冲再生信号中包含的直流分量的单元。

光盘装置

技术领域

[0001] 本发明涉及光盘驱动器的再生技术。

背景技术

[0002] 本发明的适用范围不限于蓝光光盘 (BD),但在以下的说明中以 BD 为前提,而且所用术语也基于 BD 中使用的术语。

[0003] 以 BD 为首的现有光盘装置的大多数,为了抑制用作其光源的激光二极管产生的噪声而采用高频叠加法。由于该技术已在非专利文献 1 中公开且对于本领域技术人员也是公知的,所以在以下的描述中只描述必要的事项,除此以外不再详述。

[0004] 如果被光盘反射的激光入射到振荡中的激光二极管,则振荡状态不稳定,结果产生明显的激光噪声。为了避免这一点而采用高频叠加法。它是在激光二极管的驱动信号上叠加高频信号而产生脉冲激光的方法。其发光波形是图 2 所示那样的周期脉冲。在此,激光脉冲的间隔(调制周期)与和其对应的发光期间的比率(占空比)是以使激光噪声最小的方式被调整的参数。即,选择频率和占空比,以使被光盘反射的激光脉冲不会在激光振荡中入射到的激光二极管。

[0005] 脉冲状的激光聚焦到光盘的记录膜上。这样,被反射的激光的强度根据激光照射位置是标记(mark)还是空隙(space)而不同,所以激光脉冲的振幅被调制。假设再生用的光电二极管和电流电压转换放大器造成的频带限制都不存在,则再生信号波形是图 3 所示那样的形状。以下,把这样的由再生脉冲序列构成的信号称为脉冲再生信号。在此,图 3 中的虚线是假设以与高频叠加时的激光脉冲的峰值相同的输出使激光连续振荡时得到的再生信号波形。即,脉冲再生信号的上侧包络线的形状是基于连续光的再生信号波形。因此,通过包络线检波,即,使脉冲再生信号通过具有与叠加的高频电流的频率相比足够低的截止频率的低通滤波器,可以获得所希望的再生波形。在现有的光盘装置中,通过由光电探测器和电流电压转换放大器构成的系统以及模拟均衡器的频带限制来实现这一点。

[0006] 由于把再生信号脉冲化是振幅调制的一种,所以观测到叠加的高频信号的亮线频谱和被调制到其附近的再生信号分量。因此,在以下的本说明书中,把叠加的高频信号简称为载波。如果举出载波频率的一例,则在 BD 的情况下,400MHz 左右是标准的。考虑到它主要是由再生光学系统的光路长度决定的,所以在装置之间没有大的差异。

[0007] 图 4 示出脉冲再生信号的频谱的一例。图 4 中,用虚线示意地表示由光电探测器和电流电压转换放大器构成的系统以及模拟均衡器的频带限制的样子。即,用上述现有方式把脉冲再生信号转换成连续信号就是使高次谐波分量完全衰减。因此,得到的再生信号振幅减小,该振幅与脉冲再生信号振幅的比率大致约为脉冲占空比。

[0008] 作为改善由于获得的振幅这样地减小而产生的 SNR 下降的技术,有多音调解调(MTD:multi-tone demodulation)。关于该技术,在专利文献 1 中有详细公开。另外,在非专利文献 3 中也有记载。MTD,除了弥补再生信号的 SNR 以外,如专利文献 1 中详述的那样,还能解决在高倍速再生时难以分离再生信号和载波的问题。即,利用 MTD 获得的信号,从原

理上讲不包含载波的亮线频谱。

[0009] 在本领域技术人员中,众所周知,近年来,光盘的再生信号处理以 PRML (partial response most-likely, 部分响应最大相似性) 法之类的数字方式为主流。在这样的信号处理系统中,用来使再生信号的时钟与信号处理电路的时钟同步的 PLL (phase locked loop, 锁相环) 电路一般也是数字化的。但是,在实际中,数字化的 PLL 中也包含电压控制振荡器和 DAC (数模转换器) 之类的多个模拟要素。使用模拟要素的问题是其特征容易波动。于是,近年来,象非专利文献 4 中也记载的那样,不包含模拟要素的信号处理系统正在被研究。

[0010] < 专利文献 1> 日本特开 2007-73147 号公报

[0011] < 非专利文献 1> 《光学》第 14 卷、第 5 号、第 377-383 页

[0012] < 非专利文献 2> Frank Op't Eynde, Willy Sansen, " Analog Interfaces for Digital Signal Processing Systems ", Kluwer Academic Publishers, 1993, Boston/Dordrecht/London, 第 91-92 页

[0013] < 非专利文献 3> Atsushi Kikukawa, Hiroyuki Minemura, " Novel HF-pulse read signal converter for increasing read signal SNR ", Digest of International Symposium on Optical Memory 2007, 第 302-303 页

[0014] < 非专利文献 4> Floyd M. Gardner, " Interpolation in Digital Modems-Part I: Fundamentals ", IEEE Transactions on Communications, Vol. 41, 第 501-507 页 (1993)

发明内容

[0015] (发明要解决的问题)

[0016] 图 5 示出执行 MTD 的装置的构成例。另外,在该图中,在以下的说明中省略不必需的部分。本例的特征在于,作为把脉冲再生信号转换成连续波形的手段,使用 AD 转换器 11 与 DA 转换器 12 的配对。

[0017] 载波在振荡器 15 中产生,并向激光驱动器 14 输入。激光驱动器 14 产生能够获得所期望的平均激光功率、峰值功率、占空比的激光驱动电流,向激光二极管 6 输入。另外,还进行激光驱动电流的控制以使激光的平均输出恒定。激光二极管的输出光强度象图 2 所示那样随时间变化。

[0018] 激光由准直透镜 5 被转换成平行光,在通过偏振光束分光器 4 和 1/4 波片 3 后,由物镜 2 聚焦在光盘 1 的记录膜面上。在记录膜面上激光被反射,成为叠加了与记录标记和空隙对应的强度变化的反射脉冲激光序列。其激光强度的时间变化与图 3 所示的脉冲再生信号一致。如果反射脉冲激光序列经原先的路径返回到偏振光束分光器 4,则在那儿被反射,经会聚透镜 7 会聚到光电二极管 8 上,转换成电流。该电流经电流放大器 10 转换成电压信号后由 AD 转换器 11 转换成数字信号,该输出被输入到 DA 转换器 12 中。

[0019] 必须以如图 6 所示对脉冲再生信号中 (用虚线表示) 的各脉冲的顶点的值进行取样的方式驱动 AD 转换器。因此,作为 AD 转换器和 DA 转换器的驱动时钟,使用 HF 振荡器输出。但是,因在到达光电二极管和产生激光为止的过程中产生的延迟,在 HF 信号与脉冲再生信号之间生成相位差,所以用可变延迟线 16 调节该相位差。另外,象背景技术部分所述的那样,图 3 是再生用的光电二极管和电流电压转换放大器造成的频带限制都不存在的情形,但在有它们造成的频带限制时,与其程度相关地产生各脉冲的展宽和峰值的降低,但只

要是预定以上的频带就可以获得与图 3 所示的信号大致相等的信号。

[0020] DA 转换器在一个时钟内保持被取样的脉冲顶点的值,所以其输出如图 6 所示是台阶状(用实线表示)。在此,为了简化说明,把 AD 转换器和 DA 转换器作为进行理想动作的器件来说明。另外,DA 转换器输出为了把 AD 转换器输出输送到 DA 转换器需要一个时钟,所以台阶状信号在实际中比脉冲再生信号延迟一个时钟,但是在图 6 中为了使波形相互关系明确,忽视该延迟地记录各波形。台阶状波形是包含畸变分量的再生信号。用低通滤波器 17 除去该畸变分量。

[0021] 除了振幅和 SNR 被改善以外,低通滤波器 17 的输出与用现有方式获得的从拾波器输出的再生信号同等。因此,以后的解码过程使用与现有的光盘驱动器同样的过程就可以。即,用高通滤波器 20 从低通滤波器 17 的输出除去直流分量,在用模拟均衡器 21 均衡后用 AD 转换器转换成数字信号。被数字转换后的再生信号,在 PLL 中取得时钟同步,被维特比(Viterbi) 解码器 25 解码。PLL 由 AD 转换器、相位比较器 22、环路滤波器 23、DA 转换器和电压控制振荡器 24 构成。关于 PLL 的动作,由于众所周知,所以在此不再详述。

[0022] 在上述构成的信号处理系统中,包含高通滤波器、模拟均衡器、AD 转换器、DA 转换器、电压控制振荡器等的一个或多个模拟要素。这些模拟要素的问题在于个体间的特性差大。为了避免该个体间的特性差的影响,往往必须有使光盘驱动器具有调整功能等的附加处理。

[0023] 另外,一般地,在光盘驱动器中,PLL 的 AD 转换器以下的电路与符号校正电路和各种控制电路一起集成为集成 LSI。而且,集成 LSI 通常安装在主基板上。因此,模拟再生信号必须从拾波器传送到主基板。如果在模拟再生信号上有来自外部的噪声和靠近的信号线的信号造成的串扰,则再生信号品质劣化,出错率变差。另外,在高倍速再生时,再生信号频带展宽,因此必须直至高频分量无相位畸变地传送。完全满足这些要件的传送路线在设计和安装上都有困难,而且成本高昂。

[0024] 在图 5 所示的构成例中,把脉冲再生信号暂时转换成数字信号后再次转换成模拟信号。通过这样可以向现有的同步型信号处理电路输入。另外,在专利文献 1 中记载的一构成例中,把脉冲再生信号的各脉冲 AD 转换后得到的数字信号输入到 PLL 和解码信号处理系统。此时,HF 发光的频率与信道时钟或其整数倍的频率完全一致。但是,在光盘驱动器的情形下,要求再生数据传送速度能够根据情况在宽的范围内变化。但是,HF 频率由于受用来抑制激光噪声的条件的限制而不能任意变更。因此,在把 HF 频率固定在某个值时,会产生再生时的数据传送速度可变范围受限制的问题。这一点,尤其在 CAV(恒定角速度)再生时产生问题的可能性大。

[0025] (用来解决问题的手段)

[0026] 在本发明中,为了使光盘装置中包含的模拟要素最少,而具有:使激光脉冲发光、获得脉冲再生信号的单元;对脉冲再生信号以激光的脉冲发光频率(载波频率)进行取样而作为取样脉冲再生信号的单元;以及基于取样脉冲再生信号对光盘上记录的数据进行解码的单元。另外,为了降低解码单元的动作时钟频率,具有把取样脉冲再生信号的取样频率转换成不同取样频率的单元。还具有基于再生速度自动地设定取样频率变更单元的单元。

[0027] 本发明的光盘装置还具有:激光光源;脉冲驱动激光光源的光源驱动部;把从激光光源产生的激光照射到光盘上的光学系统;接收从光盘反射的激光的光检测器;对光检测器的输出进行取样和量化的 AD 转换器;把 AD 转换器的输出转换成串行位串的单元;基

于串行位串对光盘上记录的数据进行解码的单元;以及把串行位串传送给数据解码单元的单元。

[0028] (发明的效果)

[0029] 根据本发明,可以提供获得比现有的光盘装置更高的 SNR 的再生信号、且把再生信号处理系统中的模拟要素减少到最小限度的光盘装置。

附图说明

[0030] 图 1 是示出根据本发明的光盘驱动器的一种方式的图。

[0031] 图 2 是说明激光的高频叠加发光的样子的图。

[0032] 图 3 是说明脉冲再生信号的图。

[0033] 图 4 是示出脉冲再生信号的频谱的图。

[0034] 图 5 是示出根据现有技术的光盘驱动器的构成例的图。

[0035] 图 6 是说明用 AD 转换器把脉冲再生信号转换成连续信号의样子的图。

[0036] 图 7 是示出使用了非同步维特比解码器的光盘驱动器的构成例的图。

[0037] 图 8 是示出使用了连续内插器的光盘驱动器的构成例的图。

[0038] 图 9 是说明把 AD 转换器输出转换成串行信号,然后进行集成 LSI 之间的信号传送的情况的图。

[0039] 图 10 是说明把 AD 转换器输出转换成串行信号,然后进行集成 LSI 之间的信号传送时,AD 转换器的驱动时钟与调制频率不同的情况的图。

[0040] 图 11 是示出用内插器和分样器缓和了信道时钟与调制频率的不同的光盘驱动器的构成例的图。

[0041] 图 12 是示出用内插器和分样器缓和了信道时钟与调制频率的不同的另一光盘驱动器的构成例的图。

[0042] 图 13 是示出具有除去直流分量的单元的光盘驱动器的构成例的图。

[0043] 图 14 是示出可以自动地设定内插器和分样器的光盘驱动器的构成例的图。

[0044] (附图标记说明)

[0045] 1:光盘;2:物镜;3:1/4 波片;4:偏振光束分光器;5:准直透镜;6:激光二极管;7:会聚透镜;8:光电二极管;10:电流放大器;11:AD 转换器;12:DA 转换器;13:补偿器(equalizer);14:激光驱动器;15:振荡器;16:可变延迟线;17:低通滤波器;20:高通滤波器;21:模拟均衡器;22:相位比较器;23:环路滤波器;24:电压控制振荡器;25:维特比解码器;30:开关;31:选择器;32:FIR 补偿器;35:时钟检测器;36:目标生成器;37:非同步维特比解码器;38:内插器;39:分样器(decimator);40:倍增器;41:分频器;42:IIR 积分器;43:减法器;45:控制器;51:连续内插器;52:全数字 PLL 电路;53:同步型维特比解码器;60:解码器;101:PS 转换器;102:集成 LSI;103:取样时钟源

具体实施方式

[0046] 图 1 示出根据本发明的光盘驱动器的一例。载波在振荡器 15 中产生,向激光驱动器 14 输入。激光驱动器 14 产生能够获得所期望的平均激光功率、峰值功率、占空比的激光驱动电流,向激光二极管 6 输入。另外,还进行激光驱动电流的控制以使激光的平均输出恒

定。激光二极管的输出光强度象图 2 所示那样随时间变化。

[0047] 激光由准直透镜 5 转换成平行光,在通过偏振光束分光器 4 和 $1/4$ 波片 3 后,由物镜 2 聚焦在光盘 1 的记录膜面上。在记录膜面上激光被反射,成为叠加了与记录标记和空隙对应的强度变化的反射脉冲激光序列。其激光强度的时间变化与图 3 所示的脉冲再生信号一致。如果反射脉冲激光序列经原先的路径返回到偏振光束分光器 4,则在那儿被反射,经会聚透镜 7 会聚到光电二极管 8 上,转换成电流。该电流经电流放大器 10 转换成电压信号后由 AD 转换器 11 转换成数字信号。必须以如图 6 所示对脉冲再生信号(用虚线表示)中的各脉冲的顶点的值进行取样的方式驱动 AD 转换器 11。因此,作为 AD 转换器 11 的驱动时钟,使用振荡器 15 的输出。但是,由于在光电二极管或直到产生激光为止的过程中产生延迟,在振荡器输出与脉冲再生信号之间而生成相位差,所以用可变延迟线 16 调节该相位差。另外,把对脉冲再生信号的各脉冲的顶点取样后的信号称为取样脉冲再生信号。

[0048] 转换成数字信号的脉冲再生信号被输入到解码器 60 中。解码器 60 基于脉冲再生信号把位串即光盘上记录的数字信号解码。另外,脉冲再生信号的取样频率一般与信道时钟频率不同。即,该解码器 60 具有基于与信道时钟不同步地取样的再生信号把原来的位串解码的能力。

[0049] 可以考虑多种这样的解码器的构成方法。图 7 所示的是使用了非同步维特比解码器 37 的解码器。在维特比解码器中,对目标信号与输入信号的类似性进行数值评价,通过选择最接近的波形进行准确度高的解码,对于本领域技术人员是公知的。图 5 所示的现有类型的光盘驱动器中使用的维特比解码器与信道时钟同步地动作。即,目标波形的各点也与信道时钟同步地生成。但是,目标波形与输入信号波形的比较,也可以用与信道时钟不同步的时刻,非同步维特比解码器 37 可以在与信道时钟不同步的时刻进行两波形的比较。另外,在以下将使用与信道时钟不同步的信号的维特比解码称为非同步维特比解码。

[0050] 为了用非同步维特比解码生成目标波形,必须推定信道时钟的频率和相位。进行该推定的是时钟检测器 35。在 BD 等光盘的记录数据中,每隔一定的位数插入称为同步标记的特别的符号串。时钟检测器通过分析同步标记的出现周期和相位,推定信道时钟的频率和相位,产生与其对应的时钟信号。把该时钟信号称为疑似信道时钟。目标生成器 36 把与由时钟检测器推定的信道时钟的相位对应的目标电平供给非同步维特比解码器 37。非同步维特比解码器 37 基于被供给的目标生成目标波形,与输入信号波形比较,进行维特比解码。

[0051] 图 8 是作为解码器 60 使用了同步型维特比解码器 53 的构成例。此时,必须有使向维特比解码器供给的再生信号与信道时钟同步的机构。AD 转换器输出与信道时钟不同步。为了把它转换成与信道时钟同步的信号,在本例中使用由连续内插器 51 和全数字 PLL 电路 52 构成的同步电路。在后述的图 11、图 12 等的构成例中使用的内插器,针对被限定的范围的整数将输入信号的取样速度转换成该整数分之一。相对于此,在此使用的连续内插器 51 是象非专利文献 4 等中记载的那样的连续内插器,所以能够以足够小的阶差变更输入信号的取样速度。全数字 PLL 电路 52 相当于把模拟 PLL 的相位比较器、环路滤波器、电压控制振荡器合并得到的部分,包含连续内插器输出信号和信道时钟的时钟错误检测、环路滤波器、合成器等。关于这样的由连续内插器 51 和全数字 PLL 电路 52 构成的同步电路,由于在非专利文献 4 中有详述,所以在此不再详述。

[0052] 在上述实施例中,在拾波器侧配置 AD 转换器,可以向主基板上的集成 LSI 传送数字转换后的脉冲再生信号,所以不再需要在现有技术中必需的在拾波器与主基板之间的模拟再生信号传送。另外,在图 1 的构成中,AD 转换器以下不包含模拟要素。因此,从集成 LSI 的再生信号处理系统完全排除了模拟电路。

[0053] 如果把脉冲再生信号数字转换,则为了表现 1 个取样必然需要多个位(字长),所以 AD 转换器的输出一般是二进制信号的并行输出。如果简单地把它从拾波器传送到集成 LSI,则至少必须有字长数目的传送线。这意味着,为了连接拾波器与主基板而通常采用的挠性衬底上的线数增加,即挠性衬底的宽度增大。另外,还意味着,为了向集成 LSI 输入再生信号所需的管脚数增加。这些很可能都会妨碍近年来追求的装置的小型化和低成本化。

[0054] 为了解决该问题,有把作为并行信号的 AD 转换器的输出转换成串行信号的方法。其一例示于图 9。即,用 PS(并行到串行)转换器 101 把 AD 转换器输出转换成串行信号,然后传送到集成 LSI 102。如果是该方式,则信号接收侧的集成 LSI 在接收再生信号时所需的管脚数就不会大幅增加。另外,挠性衬底的信号线数也不会大幅增加。此时,经挠性衬底传送的串行信号的时钟频率是载波频率的整数倍。

[0055] 图 9 以进行 MTD 的系统为前提。但是,不言而喻,通过在现有方式的光盘驱动器中也在拾波器侧配置 AD 转换器,以数字方式传送 AD 转换后的再生信号,可以进行模拟信号的传送和挠性衬底的小型化。图 10 示出该情形。此时,从与振荡器 15 不同的取样时钟源 103 供给 AD 转换器的驱动时钟。因此,经挠性衬底传送的串行信号的时钟频率一般不是载波频率的整数倍。

[0056] 另外,如果把 AD 转换器输出的并行输出转换成串行信号,则相应地,时钟频率变高。由于载波频率一般为几百 MHz,所以经挠性衬底传送的串行信号的时钟频率有达到几 GHz 的可能性。由于用挠性衬底电气传送时钟频率如此高的信号未必容易,所以使用光互连也是有效的方法。

[0057] 图 1、图 7 和图 8 的构成中,虽然电路构成最简单,但 AD 转换器以下的动作时钟频率全都一样且与载波频率相同。因此,假如出现信道时钟比载波频率高的情况,可能会产生问题。例如,如果在载波频率为 400MHz 的情况下考虑 BD 的 10 倍速再生,则由于信道时钟为 660MHz,向信道供给的信号的取样速率降到信道时钟以下。另外,相反,在以低倍速再生时,产生向信道供给的信号的取样速率不必要地上升到信道时钟以上的情形。例如,在以 2 倍速再生时,由于信道时钟频率为 132MHz,所以取样频率为信道要求的 3 倍以上。虽然在该条件下解码电路也可以正常动作,但由于不必要地以高频率动作,所以产生耗电增加的问题。

[0058] 图 11 所示的构成,通过设置调整信道时钟和向信道输入的信号的取样速度的单元,解决上述问题。即,对于用 AD 转换器数字化了的脉冲再生信号,通过根据再生倍速进行内插或分样,使取样频率尽可能接近信道时钟频率。但是,此时,取样频率不会比信道时钟频率低。即,刚刚 AD 转换器后的信号的取样频率为信道时钟的 2 倍以上时,通过用分样器 39 间隔剔除取样,降低取样频率。图 11 中的分样器 39 可以指定成把取样频率降低到 1/2 或 1/4。相反,刚刚 AD 转换器后的信号的取样速度比信道时钟频率低时,内插器 38 使取样速度成为 2 倍。另外,当然,在无须变更取样频率时,不进行任何处理而向后级的处理电路传达信号。另外,在此所说的内插器 38 和分样器 39 是把输入信号的取样频率转换成整数倍或整数分之一的器件。关于它们,对于本领域技术人员是公知的,且在非专利文献 2 中也

已公开,所以在此对其构成等不再详述。

[0059] 通过用开关 30 和选择器 31 选择信号路径,进行是原样不变地传达刚刚 AD 转换器后的信号还是用分样器 39 或内插器 38 变更取样频率的选择。即,开关 30 具有把输入信号分配给多个不同端子的功能,选择器 31 具有选择多个输入端子中的一个来进行输出的功能。从选择器 31 输出的再生信号用 FIR(finite impulse response,有限脉冲响应)补偿器 32 均衡后,向时钟检测器 35 和非同步维特比解码器 37 输出。另外,该 FIR 补偿器 32 预先指定系数,但也可以用适应均衡器。

[0060] 在变更了再生信号的取样频率时,解码系统的驱动时钟频率也跟着取样频率变更。为了使时钟频率成为 2 倍而使用倍增器 40,而在为了使时钟频率成为 $1/2$ 或 $1/4$ 时使用分频器 41。与信号的情况同样地,通过用开关 30 和选择器 31 选择信号路径,进行是原样不变地传达时钟还是用分频器或倍增器变更频率的选择。

[0061] 在图 11 的构成中,对于向 FIR 补偿器 32 输入的再生信号的取样频率的变更,由于分样器 39 或内插器 38 限定成 2 的乘幂倍,所以能够结构简单地实现。但是,此时,以再生倍速处理会产生取样频率与信道时钟频率的偏离大的情形。此时,该系统的解码系统,由于原本构成为以比信道时钟频率高的时钟频率动作,所以以比信道时钟频率高很多的时钟频率动作,其结果对于耗电和电路安装是不利的。

[0062] 缓解该问题的有图 12 所示的构成。该构成的特征在于,把内插器 38 和分样器 39 串联连接。但是,在此使用的内插器 38 和分样器 39,插入新的取样以使得信号的取样频率以整数倍增倍,或者间隔剔除取样以成为整数分之一。另外,关于向解码系统供给的时钟,也是把倍增器 40 和分频器 41 串联连接,进行与再生信号的取样频率相同倍率的增倍或分频。通过适当选择这些频率的增倍和分频,可以减小再生信号的取样频率与信道时钟频率的偏离。

[0063] 脉冲再生信号具有大的直流分量。该直流分量对于解码系统是无用的,但根据解码系统的电路的安装方式的不同也可能是有害的。在现有的光盘驱动器中也是在拾波器输出中含有直流分量,所以在大多数情况下首先用高通滤波器除去该直流分量。该高通滤波器通常使用对 AD 转换前的模拟信号作用的模拟滤波器。这是因为,与占空反馈限幅器等不同,可以不受 PLL 的动作状况影响而可靠地大致除去直流分量。对于脉冲再生信号,当然,不能使用模拟滤波器。于是,在必须除去直流分量时,通过采取图 13 所示的构成可以解决。

[0064] 图 13 是从图 12 的构成中省略对于说明直流除去是不必需的构成部的一部分而表示的。在此,在除去直流分量时,采用使用了 IIR(infinite impulse response,无限脉冲响应)积分器 42 的反馈环路。即,用减法器 43 从脉冲再生信号减去 IIR 积分器 42 的输出。IIR 积分器 42 的输入是从脉冲再生信号减去 IIR 积分器输出得到的值。即,构成反馈环路。由于 IIR 积分器 42 的输出接近脉冲再生信号的平均值即再生信号的 0 电平,所以从该反馈环路的输出大致除去了不需要的直流分量。

[0065] 利用控制光盘驱动器的动作的软件(firmware,固件)设定在图 11 中是否使用内插器 38 和分样器 39、或者在图 12 中设定内插器 38 和分样器 39。这些要素的设定模式,可以根据再生倍速预先确定。但是,也可以象图 14 例示的那样,检测再生速度,自动地进行这些设定。即,由于信道时钟从时钟检测器 35 输出,所以控制器 45 基于信道时钟频率检测再生倍速。然后,进行与该再生倍速对应的内插和分样的设定。另外,在旋转速度恒定的模式

下再生时,由于再生速度随要再生的位置的光盘上的半径不同而不同,随着时间变化再生速度也变化。此时,有根据光盘的螺旋方向加快再生速度的情形和减慢再生速度的情形。控制器 45 也检测再生速度的变化,尤其在再生速度随着时间变化而加快时避免向解码系统供给的再生信号成为不能取样状态。

[0066] 在图 14 中表示出,控制器 45 进行设定的对象仅仅是内插器 38 和分样器 39。但是,这是为了简化附图而省略表示的,在实际中,分别与内插器 38 和分样器 39 各自的设定对应地,控制器 45 还进行针对倍增器 40 和分频器 41 的设定。另外,在上述的说明中,是对图 12 所示的构成追加了控制器的情形,但不言自明,对于图 11 所示的构成也同样地可以追加控制器。

[0067] 产业上的可利用性

[0068] 本发明可以适用于全部光盘驱动器。

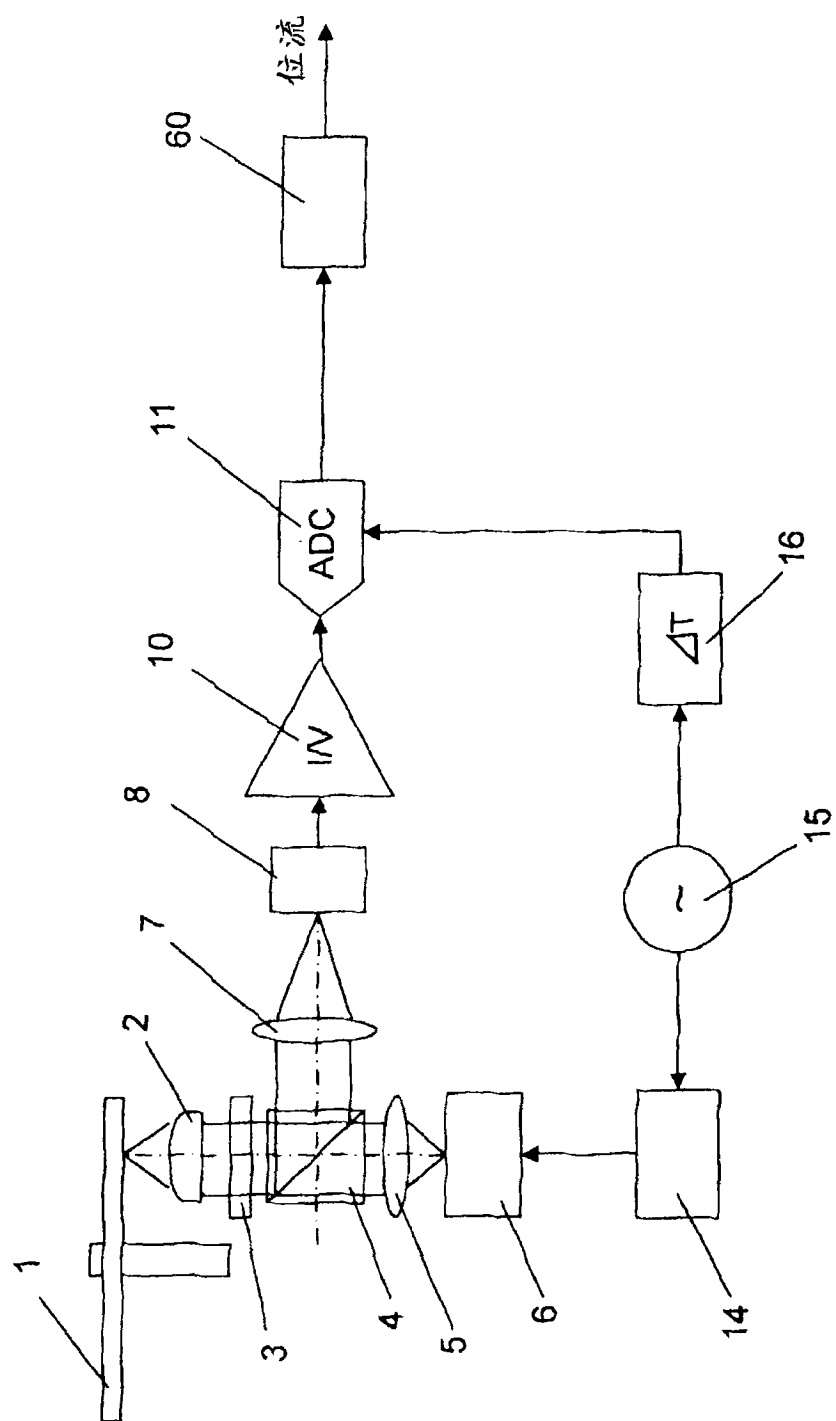


图 1

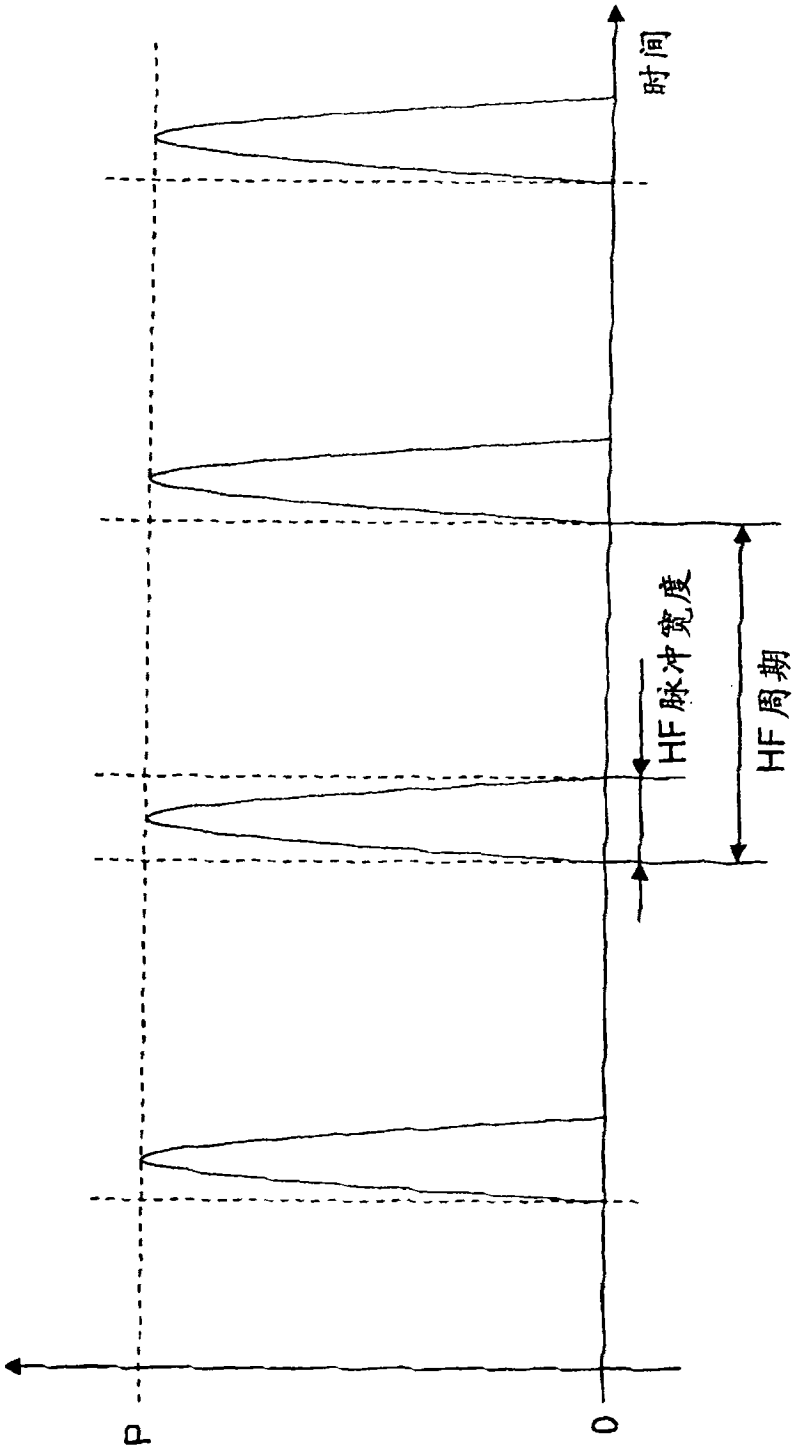


图 2

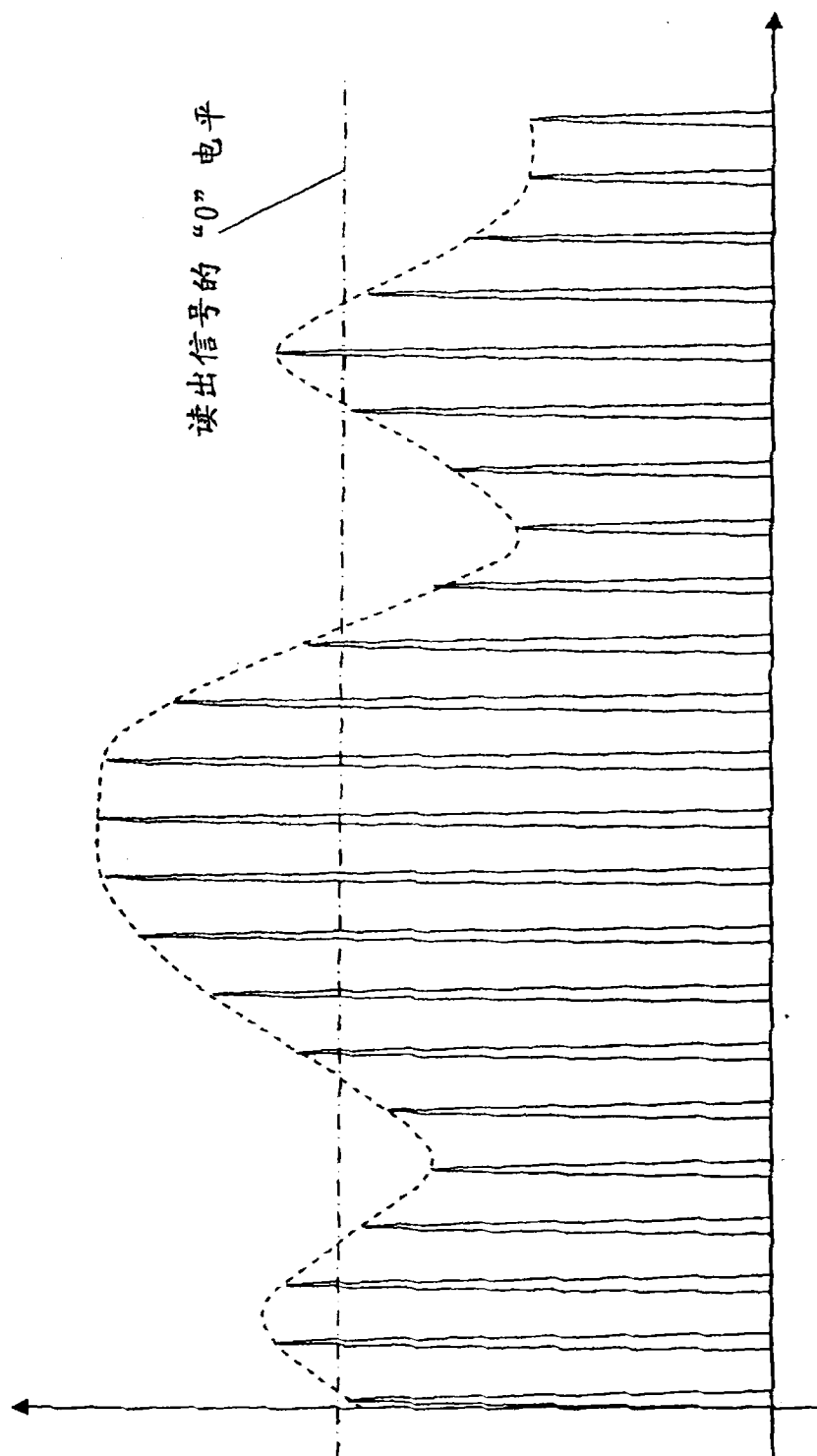


图 3

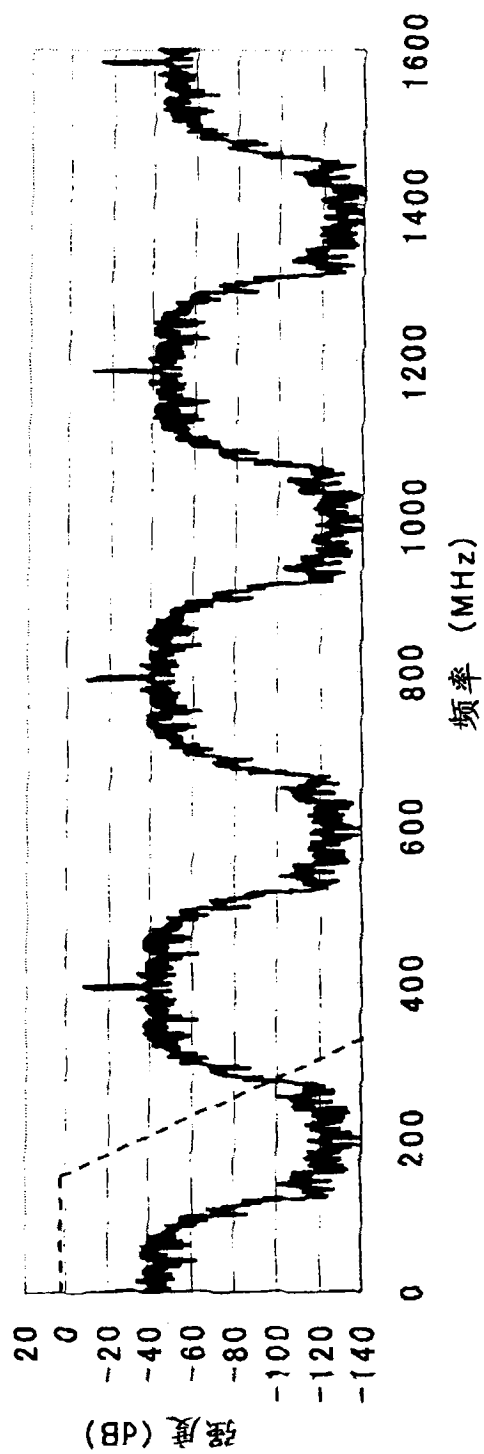


图 4

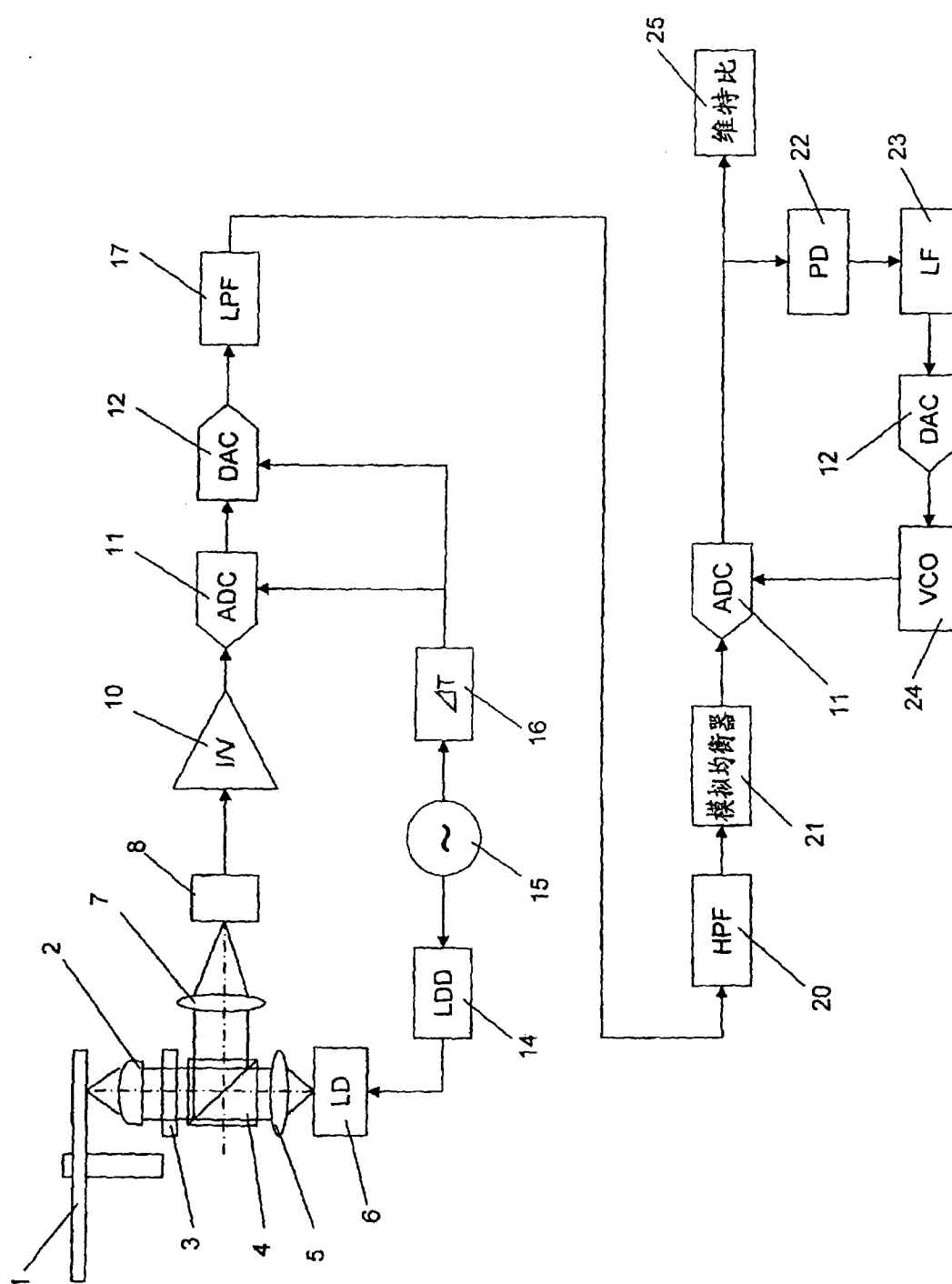


图 5

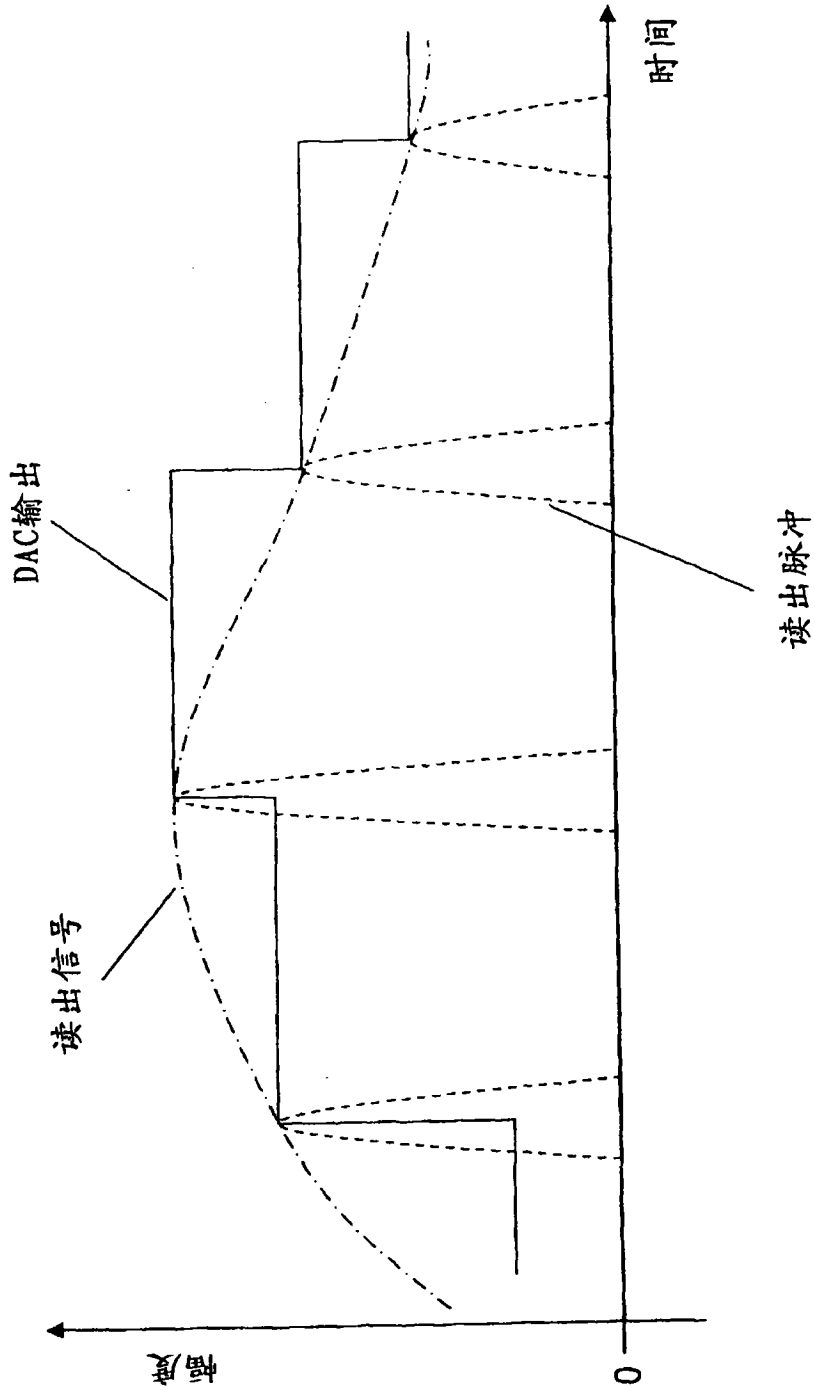


图 6

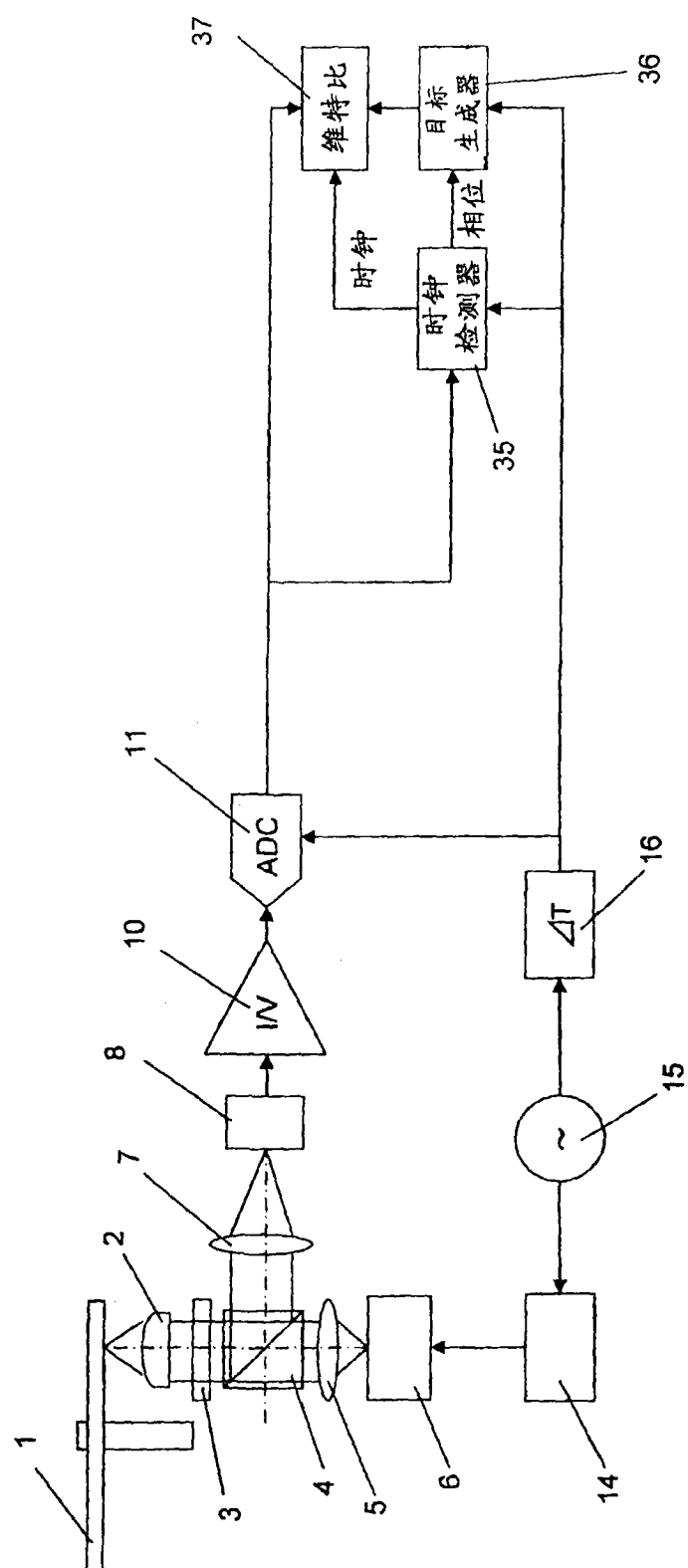


图 7

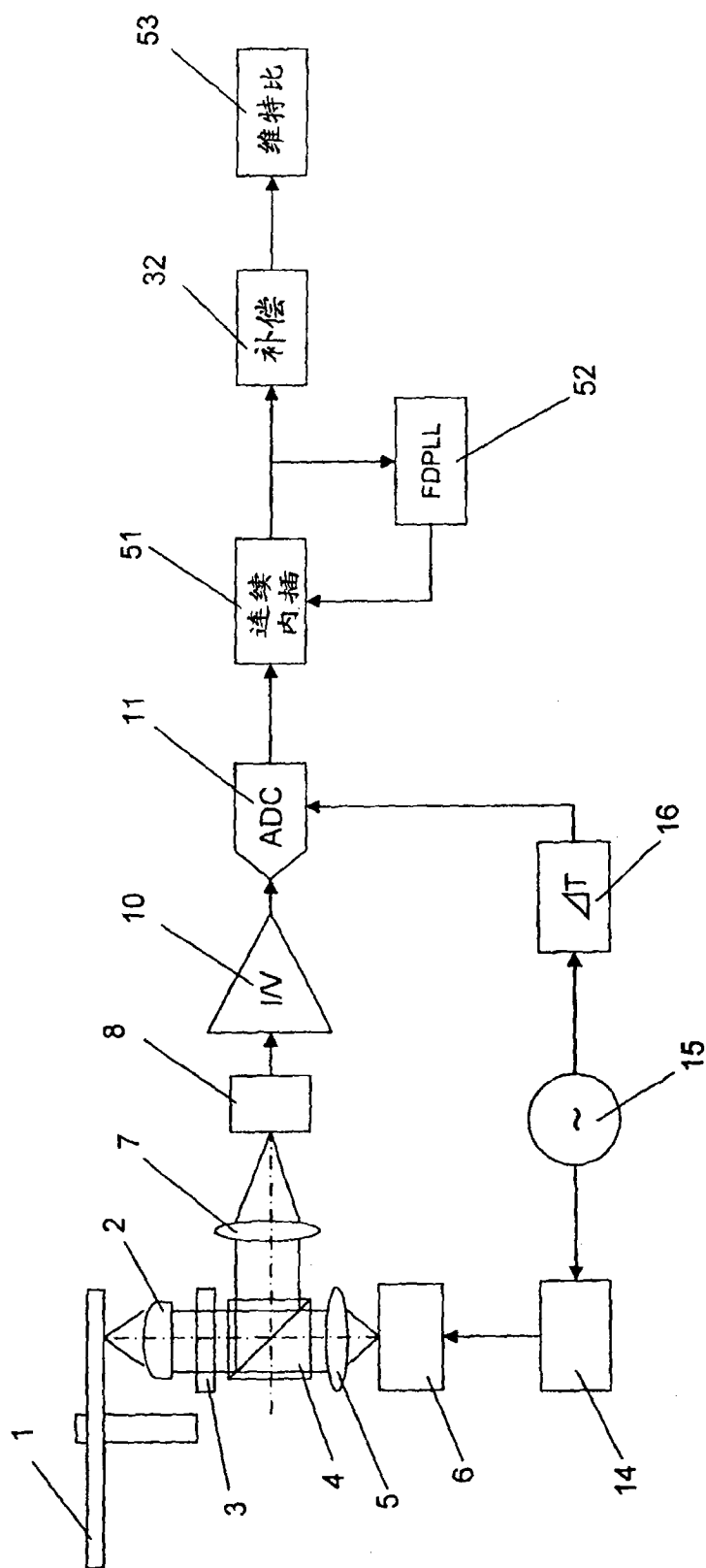


图 8

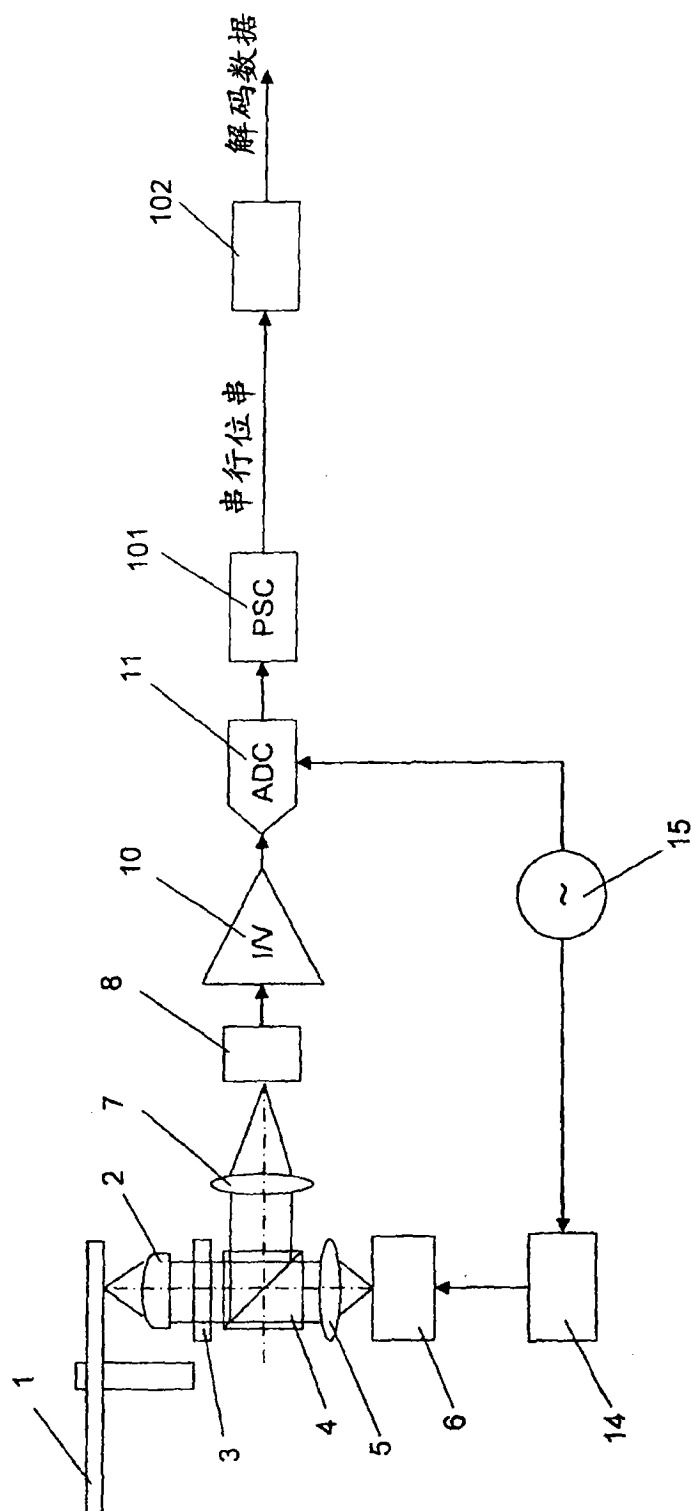


图 9

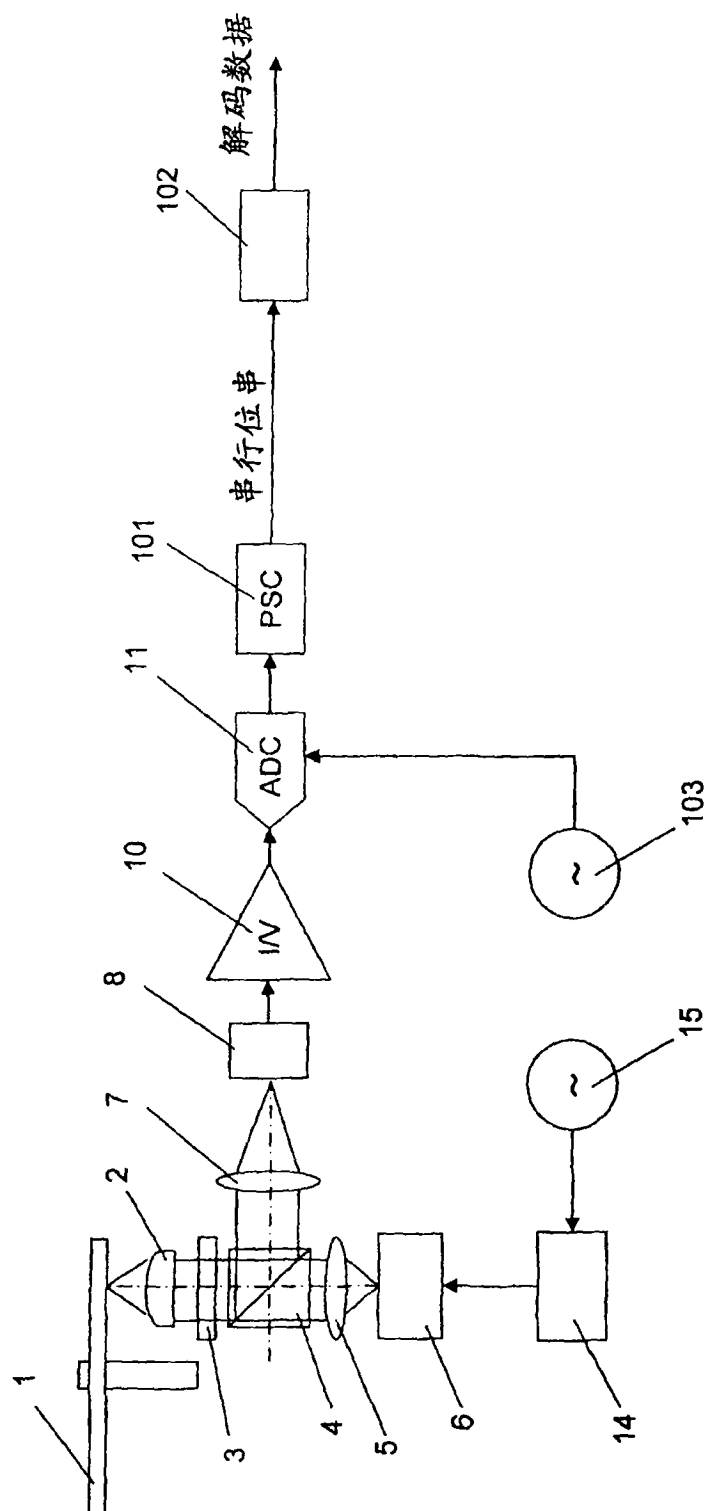


图 10

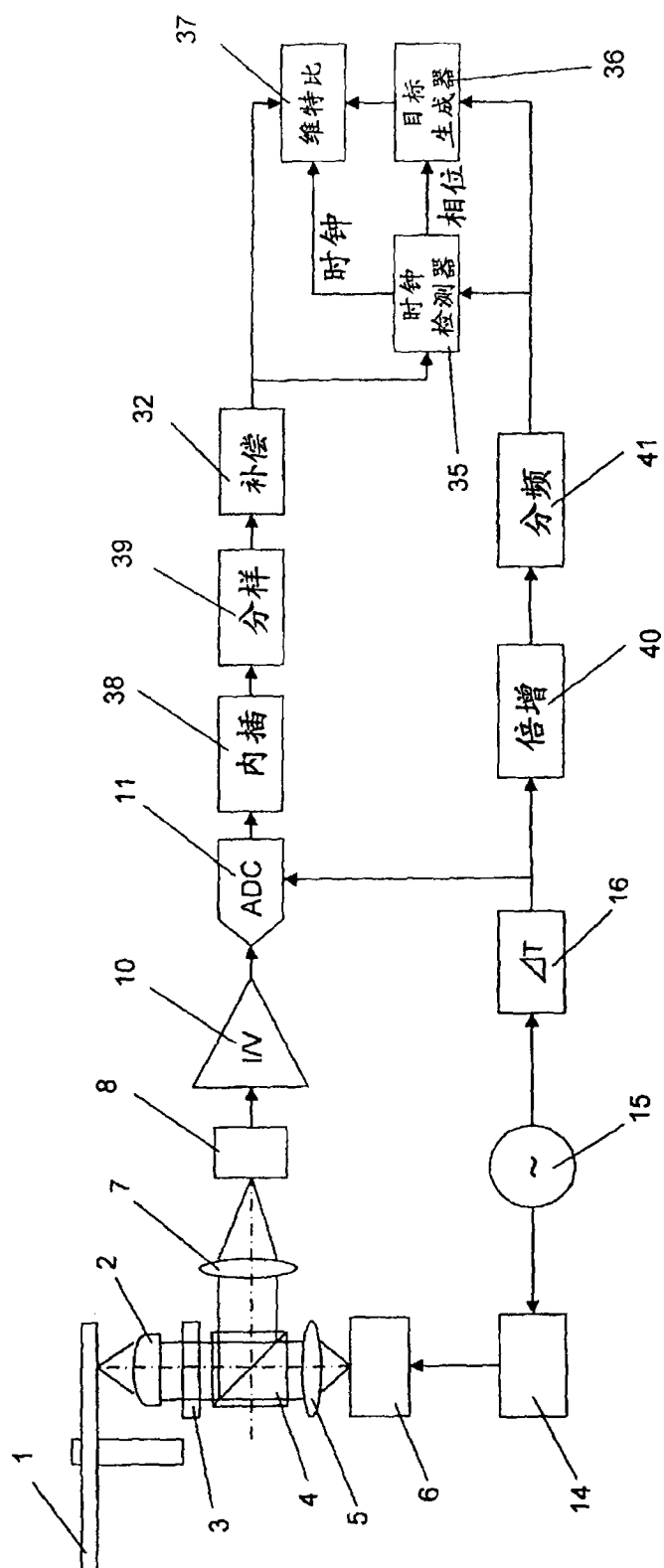


图 12

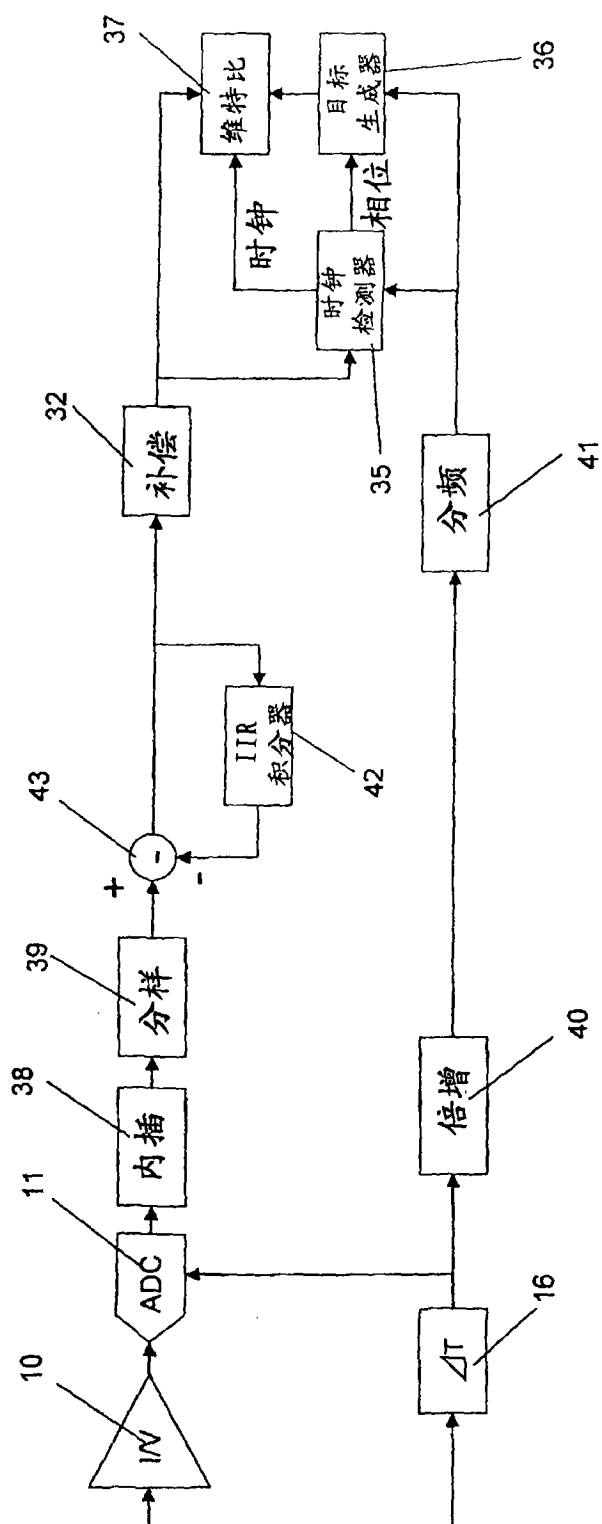


图 13

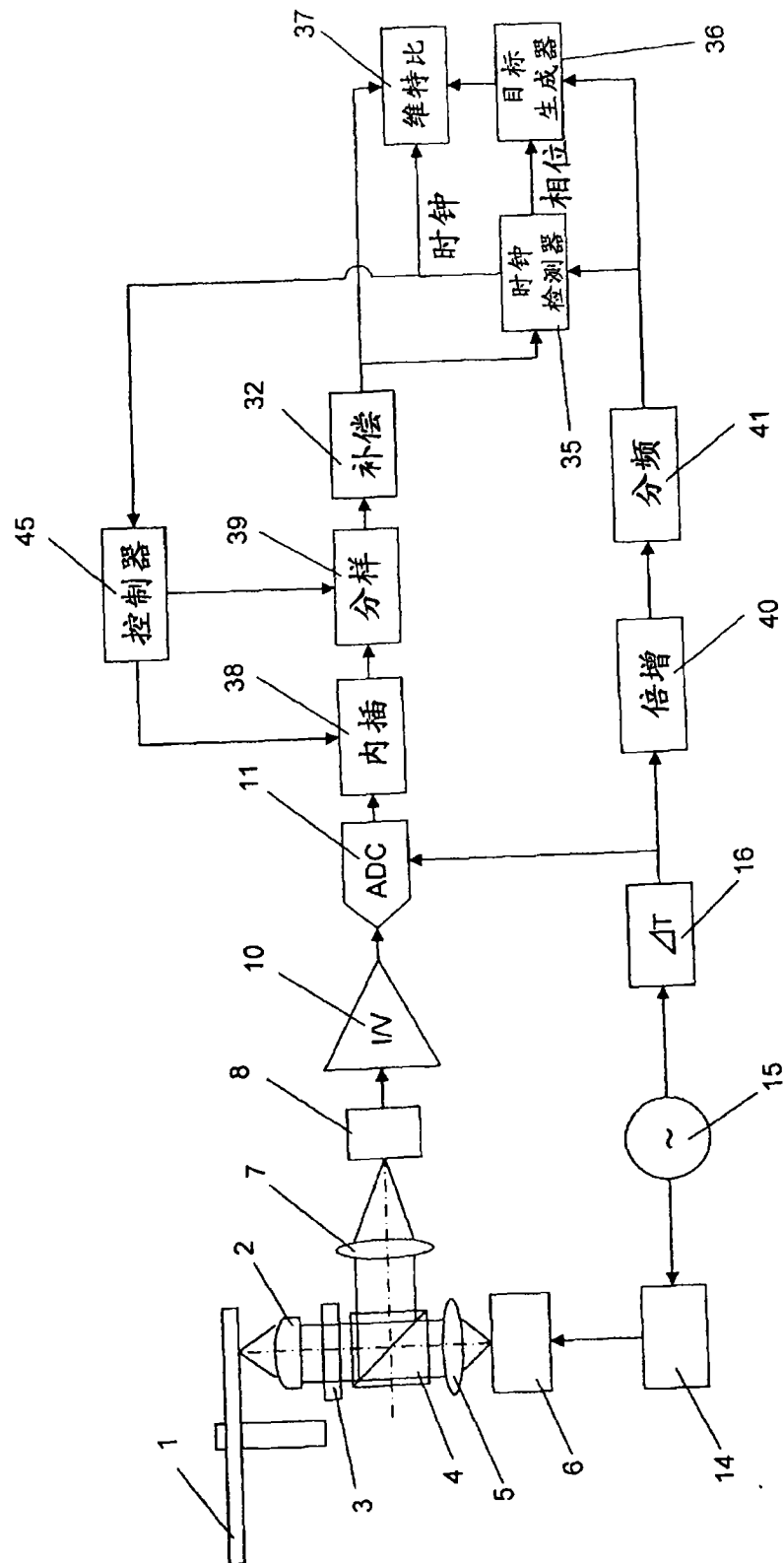


图 14