

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102062614 A

(43) 申请公布日 2011. 05. 18

(21) 申请号 201010549703. 1

(22) 申请日 2010. 11. 15

(30) 优先权数据

12/618, 710 2009. 11. 14 US

(71) 申请人 安华高科技 ECBU IP(新加坡)私人有限公司

地址 新加坡新加坡市

(72) 发明人 李彦伟

(74) 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理有限公司 11258

代理人 柳春雷

(51) Int. Cl.

G01D 5/347(2006. 01)

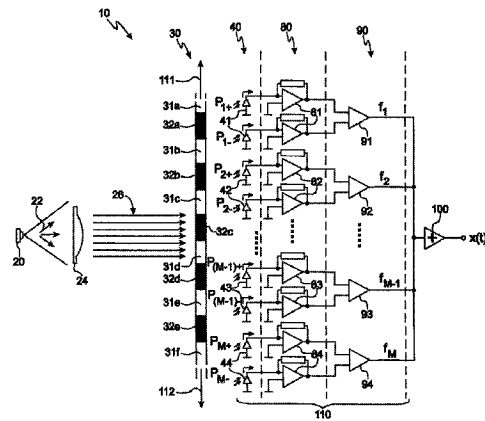
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 9 页

(54) 发明名称

高分辨率光学编码器系统、装置和方法

(57) 摘要

本发明提供了高分辨率光学编码器系统、装置和方法。公开了结合光学编码器使用的前端模拟电路的各种实施例。通过增量或绝对运动编码器中的前端模拟电路将高精度的模拟输出信号提供给内插电路,内插电路能够提供具有高时间精确度的高内插因子输出信号。可以使用 CMOS 或 BiCMOS 处理来实现公开的内插电路,而不需要过度的努力。



1. 一种光学编码器,包括:

(a) 光发射器,其构造为从其发出光束;

(b) 码带或码盘,其构造为沿着移动轴线移动并且包括沿着所述轴线设置的多个交替的光学不透明和光学透射部分,所述光学不透明和所述光学透射部分中的每一者都具有宽度  $g/2$ ,所述光学透射部分彼此间隔距离  $g/2$ ;以及

(c) 光探测器,其包括光探测元件的组,每个光探测元件包括基本平行于所述移动轴线设置的一对互补光探测器,每对所述光探测器中的每个光探测器都具有宽度  $d/2$  或  $d/4$ ,每个光探测元件具有宽度  $d$  或  $3d/4$ ,所述光探测元件被基本平行于所述移动轴线地设置;

其中,所述光束照射到所述码带或码盘上,所述光束的部分经过所述光学透射部分投射,以随着所述码带或码盘沿着所述移动轴线移动而扫描过所述光探测元件的组, $g$  不等于  $d$ ,在  $g$  大于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M-1)$ ,在  $g$  小于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M+1)$ ,并且  $M$  是整数。

2. 根据权利要求 1 所述的光学编码器,其中,所述光学透射部分是孔。

3. 根据权利要求 1 所述的光学编码器,其中,所述光学不透明部分是反射性的。

4. 根据权利要求 1 所述的光学编码器,还包括设置在所述光发射器与所述码带或码盘之间的准直透镜。

5. 根据权利要求 1 所述的光学编码器,其中,由每对所述互补光探测器中的光探测器提供的输出信号被提供给第一和第二放大器。

6. 根据权利要求 5 所述的光学编码器,其中,每对所述互补光探测器的所述第一和第二放大器的输出被提供给相应的差分放大器。

7. 根据权利要求 6 所述的光学编码器,其中,每对所述互补光探测器中的每个光探测器都具有宽度  $d/2$ ,每个所述光探测元件具有宽度  $d$ ,并且每个所述差分放大器提供具有三角形状的输出信号。

8. 根据权利要求 6 所述的光学编码器,其中,每对所述互补光探测器中的每个光探测器都具有宽度  $d/4$ ,每个所述光探测元件具有宽度  $3d/4$ ,并且每个所述差分放大器提供具有梯形形状的输出信号。

9. 根据权利要求 7 或 8 所述的光学编码器,其中,在求和放大器中对来自所述差分放大器的输出进行求和,以产生余弦输出信号  $x(t)$  或正弦输出信号  $y(t)$ 。

10. 根据权利要求 9 所述的光学编码器,其中,所述输出信号  $x(t)$  或  $y(t)$  被提供给内插电路。

11. 根据权利要求 10 所述的光学编码器,其中,所述内插电路被构造为从其产生至少一个数字式内插输出信号。

12. 根据权利要求 11 所述的光学编码器,其中,所述至少一个数字式内插输出信号具有相应的频率,该频率为所述输出信号  $x(t)$  或  $y(t)$  的频率的整数倍。

13. 根据权利要求 1 所述的光学编码器,其中, $M$  的范围在 1 到 25 之间。

14. 根据权利要求 1 所述的光学编码器,其中,相邻的光探测元件之间的相移 ( $T$ ) 等于  $2\pi/3M$ 。

15. 一种利用光学编码器产生正弦信号的方法,包括:

(a) 从光发射器发出光束;

(b) 沿着移动轴线移动码带或码盘,所述码带或码盘包括沿着所述轴线设置的多个光学透射部分,每个所述光学透射部分具有宽度  $g/2$ ,所述光学透射部分彼此间隔距离  $g/2$ ;

(c) 使得所述光束中经过所述光学透射部分而投射的部分随着所述码带或码盘沿着所述移动轴线的移动而扫描过所述光探测元件的组;

以及

(d) 利用所述光探测元件的组来检测所述光束的所述部分,每个光探测元件包括基本平行于所述移动轴线设置的一对互补光探测器,每对所述光探测器中的每个光探测器都具有宽度  $d/2$  或  $d/4$ ,每个光探测元件具有宽度  $d$  或  $3d/4$ ,所述光探测元件被基本平行于所述移动轴线地设置;

其中, $g$  不等于  $d$ ,在  $g$  大于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M-1)$ ,在  $g$  小于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M+1)$ ,并且  $M$  是整数。

16. 根据权利要求 15 所述的方法,还包括将来自每对所述互补光探测器中的光探测器的输出信号提供给第一和第二放大器。

17. 根据权利要求 16 所述的方法,还包括:将来自所述第一和第二放大器中的每一者的输出提供给相应的差分放大器。

18. 根据权利要求 17 所述的方法,其中,在每对所述互补光探测器中的每个光探测器具有宽度  $d/2$  并且每个所述光探测元件具有宽度  $d$  时,每个所述差分放大器提供具有三角形形状的输出信号。

19. 根据权利要求 17 所述的方法,其中,在每对所述互补光探测器中的每个光探测器具有宽度  $d/4$  并且每个所述光探测元件具有宽度  $3d/4$  时,每个所述差分放大器提供具有梯形形状的输出信号。

20. 根据权利要求 18 或 19 所述的方法,还包括:在求和放大器中对来自所述差分放大器的输出进行求和,以产生余弦输出信号  $x(t)$  或正弦输出信号  $y(t)$ 。

21. 根据权利要求 20 所述的方法,其中,所述输出信号  $x(t)$  或  $y(t)$  被提供给内插电路。

22. 根据权利要求 21 所述的方法,其中,所述内插电路被构造为从其产生至少一个数字式内插输出信号。

23. 根据权利要求 22 所述的方法,其中,所述至少一个数字式内插输出信号具有相应的频率,该频率为所述输出信号  $x(t)$  或  $y(t)$  的频率的整数倍。

24. 根据权利要求 15 所述的方法,其中, $M$  的范围在 1 到 25 之间。

## 高分辨率光学编码器系统、装置和方法

### 技术领域

[0001] 这里描述的本发明的各种实施例涉及运动编码器领域,以及与其相关联的内插电路、组件、装置、系统和方法。

### 背景技术

[0002] 内插电路常被用在增量和绝对数字运动编码系统中,其中内插电路被构造为产生具有数字脉冲,这些数字脉冲具有比输入到电路的基础正弦模拟信号更高的频率。因为由这种内插电路提供的输出最终确定编码系统的精确性,所以随着电路的内插因子的增加,内插电路的精确性变得更加关键。不幸的是,由于大部分内插电路的架构(通常依靠大量的比较器),由内插电路所提供的输出趋向于具有噪声并且含有由于比较器中的过多开关而产生的不期望的噪声尖峰。因此,用在运动编码器中的内插电路中的比较器通常采用大量的滞后来提供对于噪声尖峰的免疫。然而,特别是在高内插因子时,滞后本身可能变为内插电路不精确的来源。

[0003] 参照图 1,示出了现有技术的光学编码器系统 10,其包括发光元件 20(通常是 LED)、设有孔 31a-31f 的码盘或码带 30 以及包括光电二极管 41a(A) 和 41b(A\ ) 的光探测器 40。在光学编码器 10 中,由光发射器 20 发射的经准直的光束 22 将光投射到码盘 30 上。随着码盘或码带 30 沿着第一方向 111 或第二方向 112 旋转,经准直的光束 22 由设置在孔 31a-31f 之间的遮蔽性的或光学不透明的部分打断(注意,码盘或码带 30 基本在由经准直的光束 22 在光束 22 从光发射器 20 朝向光探测器 40 传播时近似地限定的平面中旋转)。随着码盘或码带 30 在平面中沿着方向 111 或 112 旋转,经准直的光束 22 的部分 50a 和 50b 经过孔 31c 和 31d 投射,并且扫描过光探测器 40 和光电二极管 41b(A\ ) 和 41a(A)。随着码盘 30 沿着方向 111 或 112 移动,由光束部分 50a 和 50b 投射到光探测器 40 的第一竖直部分 70 上的光图案变化,并且由光电二极管 41a 和 41b 提供的输出信号相应地变化。一般采用这些输出信号来产生一对准三角信号(例如如图 2 中所示),该信号之后被用来确定码盘 30 的位置、速度和方向中的任何一者或多者。

[0004] 现在参照图 2,示出了“三角”信号 A 和 A\ ,使用对于光学编码器领域的技术人员来说公知的电路和方法将它们相互比较并产生脉冲信号 109。通常,也设置另一组光探测器 B 和 B\ ,其中光探测器 B 和 B\ 相对于光探测器 A 和 A\ 定位为异相 90 度,并且被用来产生另一个脉冲(在图 2 中未示出)。产生彼此异相 90 度的光探测器 A 和 A\ 以及 B 和 B\ 的脉冲。如图 2 所示,为了随后的内插处理,伪三角信号 A 和 A\ 最好在其最大与最小部分之间是直线的或直的,但是它们在顶部或底部附近展现出弯曲的部分。这些弯曲的部分是由于不期望的电容效应,并且相当大地使得随后的内插尝试变得复杂。

[0005] 在图 1 中示出的这种类型的编码器中,主要根据终端用户的具体需要而确定和设置装置 10 的空间分辨率。更具体地,通常根据给定消费者或终端用户的特定需要而确定相邻的光探测器 A 和 A\ (分别为 41a 和 41b) 之间的距离或间隔。实现这种需求尤其在装置 10 需要不常见的或者新的空间分辨率时需要对于晶片制作付出时间和努力。

[0006] 在现有技术中采用的、对由装置 10 提供的空间分辨率进行改变或调整的一种技术是采用设置在光发射器 20 与光探测器 40 之间的一个或多个标线 (reticle)。图 3 示出了一个这种布置,其中标线带 60 具有设置在其中的标线 61 和 62。标线 61 和 62 被构造为与照射到其上的光束发生干涉,并且对它们进行调整以使得投射到光探测器 40 上的光的图案改变。对标线 61 和 62 被具体地构造为提供编码器 10 所期望的空间分辨率的程度、量和类型。

[0007] 图 4 示出了由具有不同尺寸的两组不同的标线提供的输出信号的一个示例。使用大的标线 61-65 (即,大的实线矩形) 来产生在图 4 左侧的大半正弦输出信号,而使用小的标线 (即,设置在大的矩形 61 到 65 内的小的虚线矩形) 来产生图 4 右侧的小半正弦信号。将会看到,相比于使用更大的标线产生的那些输出信号,更小的标线提供具有更高空间分辨率的输出信号。标线尺寸可以根据编码器 10 的空间分辨率要求而变化,编码器 10 优选地被构造为具有相同尺寸的光电探测器。只要标线尺寸小于所采用的光电二极管,随后就能通过改变标线尺寸来确定编码器 10 的空间分辨率。在光学编码器中使用标线的一个缺点是需要额外的高精确度光学组件,并且所产生的编码器的成本相应地增加。

[0008] 继续参照图 4,将会看到,大的和小的“正弦”信号有一些扭曲并且不是真正的正弦信号,并且因此难以在处理电路 (诸如,集成电路 (“IC”) 或数字信号处理 (“DSP”) IC) 中被用作内插的基础。

[0009] 将会看到,用在一些模拟增量光学编码器中的传统方法依靠设置在光探测器上以起到光调制滤波片的作用的额外的标线或掩模,来产生近似的正弦输出信号。标线或掩模的形状和结构必须通常对于顾客进行优化,以产生接近正弦的波形。标线设计特别是在低的线密度 (line count) 下可能变得非常复杂。标线或掩模的精确的对准和定位也是必要的,这通常将其自身表明为制造和组装中的主要缺点。

[0010] 在现有技术中通常采用的、用于从光学编码器系统提供更高分辨率的经内插的输出信号的另一种技术是系统地减小输入信号的幅度。之后通过 XOR 操作将减小的幅度信号与基准信号相比较,以产生经内插的比特。例如,见授权给 Snyder 的、题为“Interpolation Methods and Circuits for Increasing the Resolution of Optical Encoders”的美国专利 No. 6, 355, 927。这种方法的一个缺点是必须使得比较器的数目对于要被内插的每个额外的比特翻倍。例如,在  $2x$  内插 ( $2^1$ ) 时,需要最少 8 个比较器,并且所需要的比较器的数目超出所期望的每  $2^n$  内插的双倍。这么多的比较器的使用增加了设计和 IC 成本。

[0011] 所需要的是这样一种用于运动编码系统的内插电路,其中可以在不需要使用额外的光学组件、标线带或标线的状态下调整或操纵编码器的空间分辨率,并且可以快速和精确地影响定制的空间分辨率而不需要过度地增加成本。所需要的是这样一种用于运动编码系统的内插电路,其具有改善的对于噪声的免疫性,能够提供高的内插因子,能够提供非常精确的内插输出信号并且不会过度增加电路复杂性、设计和 / 或成本。

## 发明内容

[0012] 在一些实施例中,提供了一种光学编码器,其包括:光发射器,其构造为从其发出光束;码带或码盘,其构造为沿着移动轴线移动并且包括沿着轴线设置的多个交替的光学不透明和光学透射部分,光学不透明和光学透射部分中的每一者都具有宽度  $g/2$ ,光学透

射部分彼此间隔距离  $g/2$  ;以及光探测器,其包括光探测元件的组,每个光探测元件包括基本平行于移动轴线设置的一对互补光探测器,每对光探测器中的每个光探测器都具有宽度  $d/2$  或  $d/4$ ,每个光探测元件具有宽度  $d$  或  $3d/4$ ,光探测元件被基本平行于移动轴线地设置;其中,光束照射到码带或码盘上,光束的部分投射通过光学透射部分,以随着码带或码盘沿着移动轴线移动而扫描过光探测元件的组, $g$  不等于  $d$ ,在  $g$  大于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M-1)$ ,在  $g$  小于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M+1)$ ,并且  $M$  是整数。

[0013] 在其他实施例中,提供了一种利用光学编码器产生正弦信号的方法,包括:从光发射器发出光束;沿着移动轴线移动码带或码盘,码带或码盘包括沿着轴线设置的多个光学透射部分,每个光学透射部分具有宽度  $g/2$ ,光学透射部分彼此间隔距离  $g/2$  ;以及使得光束的、经过光学透射部分而投射的部分随着码带或码盘沿着移动轴线移动而扫描过光探测元件的组;利用光探测元件的组来检测光束的这些部分,每个光探测元件包括基本平行于移动轴线设置的一对互补光探测器,每对光探测器中的每个光探测器都具有宽度  $d/2$  或  $d/4$ ,每个光探测元件具有宽度  $d$  或  $3d/4$ ,光探测元件被设置为基本平行于移动轴线;其中, $g$  不等于  $d$ ,在  $g$  大于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M-1)$ ,在  $g$  小于  $d$  时,比率  $g/d$  等于  $3M/(3M+1)$ ,并且  $M$  是整数。

[0014] 在阅读并理解说明书及其附图之后,这里公开的实施例对于本领域技术人员将会变得清楚。

#### 附图说明

[0015] 通过说明书、附图和权利要求,本发明的各种实施例的不同方面将会变得清楚,其中:

[0016] 图 1 示出了现有技术的光学编码器 10 ;

[0017] 图 2 示出了典型的输出信号  $A$ 、 $A'$  和根据这种输出信号产生的脉冲 ;

[0018] 图 3 示出了现有技术的另一个光学编码器 10. ;

[0019] 图 4 示出了如何通过使用标线来调整光学编码器的空间分辨率 ;

[0020] 图 5 示出了包括新颖的前端模拟电路的光学编码器 10 的部分的实施例 ;

[0021] 图 6 示出了构造为生产三角输出信号的光探测器 40 和码盘或码带 30 的一个实施例 ;

[0022] 图 7 示出了内插电路 120 的一个实施例 ;

[0023] 图 8 示出了作为内插电路 120 的输入而提供的正弦信号  $x(t)$  和  $y(t)$  以及作为其输出而提供的输出  $A(t)$  和  $B(t)$  的一个实施例 ;

[0024] 图 9 示出了从范围在 3 到 11 之间的  $M$  的值的三角输入波形产生各种输出信号 ;

[0025] 图 10 示出了三角输入信号  $f(t)$ 、脉冲信号  $g(t)$ 、通过将  $f(t)$  与  $g(t)$  卷积而获得的各个三角信号  $x(t)$  以及通过将各个三角信号求和而得到的正弦输出信号  $x(t)$  的时域表示形式 ;

[0026] 图 11 示出了对应于图 10 的时域信号  $f(t)$ 、 $g(t)$  和  $x(t)$  的频域信号  $F(w)$ 、 $G(w)$  和  $X(w)$  ;

[0027] 图 12 示出了构造为产生梯形输出信号的光探测器 40 和码盘或码带 30 的一个实施例 ;

[0028] 图 13 示出了从范围在 3 到 11 之间的 M 的值的梯形输入波形产生各种输出信号；

[0029] 图 14 示出了梯形输入信号  $f(t)$ 、脉冲信号  $g(t)$ 、通过将  $f(t)$  与  $g(t)$  卷积而获得的各个梯形信号  $x(t)$  以及通过将各个梯形信号求和而得到的正弦输出信号  $x(t)$  的时域表示形式；

[0030] 图 15 示出了对应于图 14 的时域信号  $f(t)$ 、 $g(t)$  和  $x(t)$  的频域信号  $F(w)$ 、 $G(w)$  和  $X(w)$ 。

[0031] 附图不一定按比例。相同的附图标记在附图中表示相似的部分或步骤，除非额外说明。

## 具体实施方式

[0032] 本专利申请通过引用结合 Mei Yee Ng 等人 2009 年 2 月 29 日递交的、题为“Interpolation Accuracy Improvement in Motion Encoder Systems, Devices and Methods”的美国专利申请 No. 12/393, 162 以及 Kheng Hin Toh 等人 2009 年 7 月 31 日递交的题为“Interpolation Accuracy Improvement in Motion Encoder System, Devices and Methods”的美国专利申请 No. 12/533, 841, 以上每一者分别将其全文结合在这里。

[0033] 现在参照图 5, 示出了光学编码器 10 的一部分的一个实施例, 其包括构造为从其发射光束 22 的光发射器。图 5 示出了入射到准直透镜 24 上的光束 22, 准直透镜 24 对光束 22 进行准直以形成经准直的光束 26, 经准直的光束 26 之后入射到码带或码盘 22 上, 其中码带或码盘 22 被构造为沿着与移动方向 111 和 112 相一致的轴线移动。注意, 准直透镜 24 是可选的, 并且因此根据一些实施例是不需要的。如所示, 码带或码盘 30 包括多个光学透射部分 31a 到 31f, 其与设置在光学透射部分 31a 到 31f 之间的光学不透明部分 31a 到 32e 相互交替。光学透射部分 31a 到 31f (在一个实施例中是孔或狭缝) 以及插入光学透射部分 31a 到 31f 之间的光学不透明部分 31a 到 32e 沿着所述轴线在方向 111 和 / 或 112 上移动。在一个实施例中, 光学不透明和光学透射部分 31a-31f 和 32a-32e 都具有等于  $g/2$  的宽度, 并且光学透射部分 31a-31f 因此彼此间隔相同的距离  $g/2$ 。在另一个实施例中, 光学不透明部分 32a-32e 是反射性的。注意, 各种实施例包括透射性或反射性光学编码器。

[0034] 现在参照图 5 和图 6, 将会看到光探测器 40 包括一组光探测元件 41、42、43 和 44, 其中, 每个光探测元件包括并排设置并且基本平行于移动的轴线的一对互补的光探测器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、.....、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$ 。在由差分放大器 91、92、93 和 94 提供三角输出信号的一个实施例中, 如图 6 所示, 每对中的每个光探测器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、.....、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$  具有宽度  $d/2$ , 并且每个光探测元件 41、42、43 和 44 具有宽度  $d$ 。光探测元件 41、42、43 和 44 并排设置并且基本平行于与码带或码盘 30 的移动方向 111 和 112 相一致的移动轴线。如图 5 进一步所示, 光束 26 的一部分投射通过光透射部分 31a-31f, 以随着码带或码盘 30 沿着移动轴线移动而扫描过这组光探测器元件 41、42、43 和 44。在优选实施例中, 相邻光探测器元件之间的相移  $T$  等于  $2\pi/3M$ 。

[0035] 根据图 5 和图 6 中示出实施例, 距离  $g$  不等于距离  $d$ , 在  $g$  大于  $d$  时,  $g/d$  的比率等于  $3M/(3M-1)$ , 在  $g$  小于  $d$  时,  $g/d$  的比率等于  $3M/(3M+1)$ , 并且  $M$  是整数。在一些实施例中,  $M$  的范围在 1 到 25 之间。在优选的实施例中  $M$  大于 7, 将要在下文中对其进行更多描述。光探测器电路 40 中的光探测器元件的尺寸以及码盘或码带 30 的尺寸示出在图 6 中, 其中, 码

盘或码带的光栅间距等于  $g$ , 光探测器元件宽度等于  $d$ , 并且正弦通道与余弦通道之间的间隔等于  $d/4$ , 以产生  $\pi/2$  的相移。

[0036] 现在参照图 5, 由光探测器电路 40 中的每对互补光探测器中的光探测器 41 ( $P_{1+}$ ,  $P_{1-}$ )、42 ( $P_{2+}$ ,  $P_{2-}$ )、43 ( $P_{(M-1)+}$ ,  $P_{(M-1)-}$ ) 和 44 ( $P_{M+}$ ,  $P_{M-}$ ) 提供的输出信号被提供给放大电路 80 中的相应的那对第一和第二放大器 81、82、83 和 84。由用于每对互补光探测器 81、82、83 和 84 的第一和第二放大器产生的各个输出被提供给相应的各个差分放大器 91、92、93 和 94。差分放大器 91、92、93 和 94 将互补的每对光探测器的差分信号结合。此外, 每个差分放大器 91、92、93 和 94 都提供具有三角形状的输出信号。之后, 通过求和放大器 100 取得全部的各个元件的平均输出而产生如下所示的输出余弦信号  $x(t)$  :

$$[0037] \quad x(t) = [f_1 + f_2 + f_3 + \dots + f_{M-1} + f_M] / M \quad (\text{公式 1})$$

[0038] 输出信号  $x(t)$  的特征在于其非常高的保真度、精确度以及低的总谐波失真 (“THD”), 并且因此可以被用来产生高分辨率的内插输出信号。因此, 在一个实施例中使用旋转或线性的增量编码器 10 的原始信号来形成三角波形, 接着使用空间平均技术将这些三角波形结合, 来产生高精度的、几乎纯正弦的输出信号, 该正弦输出信号具有良好限定的波形形态、相位、幅度和频率。

[0039] 注意, 图 5 仅示出了编码器 10 的余弦部分。通常, 编码器 10 含有构造为提供相对于彼此异相 90 度的余弦和正弦输出信号的正弦和余弦光探测电路部分。见图 6, 光探测器电路 40 的正弦和余弦部分都被示出了。

[0040] 继续参照图 5 和图 6, 如上所述, 通过光探测器元件 41、42、43、44 和与其相关联的电路来调制入射到码盘或码带 30 的增量式窗口和条图案上的光, 以提供成形为三角形的输出信号。为了产生移动平均滤波器的效果, 通过有意地使得光探测器元件 41、42、43 和 44 的光栅节距和宽度的尺寸错配, 来产生三角波形的多个移相副本。如果不采用信号在时间上的移动平均值, 也可以对于信号在光探测器元件 41、42、43 和 44 上进行空间平均, 其中每个信号相对于通过相邻的光探测器元件产生的信号具有恒定的相移  $T$ 。

[0041] 注意, 在图 5 和图 6 中示出的孔或光学透射部分 31a-31f 的数目、光学不透明部分 32a-32e 的数目以及光探测器元件 41、42、43 和 44 的数目仅为示意性的。根据具体应用以及手边的具体设计和成本限制, 可以采用任何合适的数目或布置的这种光学编码器组件。

[0042] 图 7 示出了根据一个实施例的框图, 其中, 在内插电路 120 中对由图 5 的前端模拟电路 110 产生的输出信号  $x(t)$  和  $y(t)$  进一步进行处理以提供输出  $A(t)$  和  $B(t)$ 。输入信号  $x(t)$  和  $y(t)$  中的每个被提供给模拟 - 数字转换器 (ADC) 122 或 124。对应于高精度的  $x(t)$  和  $y(t)$  正弦信号的数字值之后被作为输入提供给数字逻辑 / 软件处理电路 126, 数字逻辑 / 软件处理电路 126 对提供给其的输入正弦信号进行内插, 以提供如图 8 通过示例的方式所示的经内插的数字输出信号  $A(t)$  和  $B(t)$ 。输出信号  $A(t)$  和  $B(t)$  通常具有输入信号  $x(t)$  和  $y(t)$  的整数倍的频率, 但是也可以产生非整数倍的输出。输出信号  $A(t)$  和  $B(t)$  可以被构造为采取任何合适的波形形态, 诸如方形波、脉冲等。数据处理电路 126 使用本领域技术人员公知的数据处理技术硬件和软件来对信号  $x(t)$  和  $y(t)$  进行内插, 并且因此不需要在这里对其进行描述。

[0043] 已经发现最优的平均窗口等于  $2\pi/3$ , 其产生具有最低的总谐波失真 (或 THD) 的正弦输出信号  $x(t)$  或  $y(t)$ 。即, 在信号周期的恰好  $1/3$  上完成平均, 其中信号间的相移是

$T = 2\pi/3M$ 。因此通过以下公式来确定  $g$  与  $d$  之间的有意的错配的最优的量：

$$[0044] \quad (\text{相移} / \text{信号周期}) = (2\pi/3M)/2\pi = (g-d)/g \quad (\text{公式 2})$$

[0045] 因此,比率  $g/d = 3M/(3M-1)$ 。 $M$  优选的大于 7,以使得可以采用足够多的光探测器,以提供产生精确的正弦输出信号所需要的平滑程度。随着  $M$  增加,所得到的正弦输出信号具有更低的总谐波失真 (“THD”)。参照以下的表 1,可以看到随着  $M$  接近无限,THD 接近 0.86%。注意,在表 1 中示出的  $M$  的值仅为奇数,这是为了对称的目的而简化数学分析。然而,实践中  $M$  可以采取任何的值。

[0046] 表 1 : $M$  和相关的 THD 的值

光探测器元件的数目 $M$	相移 $T=2\pi/3M$	比率 $g/d=3M/(3M-1)$	T.H.D.(%)
3	0.70	1.125	2.38
5	0.42	1.071	1.26
7	0.30	1.050	1.01
9	0.23	1.038	0.94
11	0.19	1.031	0.90
13	0.16	1.026	0.89
15	0.14	1.023	0.88
17	0.12	1.020	0.87
19	0.11	1.018	0.87
21	0.10	1.016	0.87
23	0.09	1.015	0.86
25	0.08	1.014	0.86
$\infty$	0.00	1.000	0.86

[0047] 图 9 示出了所产生的输出信号是怎样随着  $M$  变得越大而更加准确地模仿期望的正弦输出信号的。如图 9 和表 1 所示,THD 随着  $M$  等于并超过 7 而显著降低。

[0049] 根据一个特别有效的实施例,距离  $g$  不等于距离  $d$ ,当  $g$  大于  $d$  时, $g/d$  的比率等于  $3M/(3M-1)$ ,并且当  $g$  小于  $d$  时, $g/d$  的比率等于  $3M/(3M+1)$ ,并且  $M$  是整数。在一些实施例中, $M$  的范围在 1 到 25 之间。在优选实施例中,如上文所讨论的, $M$  大于 7。

[0050] 数学上,移动平均操作是输入信号与离散矩形窗口函数的卷积,或者

$$[0051] \quad x(t) = f(t)*g(t) \quad (\text{公式 3})$$

[0052] 其中  $f(t)$  是输入信号 (三角波形),  $g(t)$  是移动平均函数 (离散的矩形窗口),  $x(t)$  是正弦输出信号并且  $*$  表示卷积算符。在以下的表 2 中总结了时域函数及其傅里叶变换。对应于  $f(t)$ 、 $g(t)$ 、 $x(t)$  的时域和频域信号在图 10 和图 11 中从上到下分别示出,其中  $M$  等于 11。

[0053] 表 2 :三角输入信号的时域信号及其对应的傅里叶变换

[0054]

函数	描述	时域, $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$	频域, $F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$
移动平均函数	矩形窗口函数, 长度=M, 幅度=1/M, 宽度=2π/3	$g(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} \cdot \delta(t-nT)$	$G(\omega) = \text{asinc}_M(\omega T) = \sin(\omega \cdot \pi/3) / M \sin(\omega \cdot \pi/3M)$
输入信号	周期三角信号, 周期=2π, 幅度=1	$f(t) = [8/\pi^2] [\cos(t) + (1/9)\cos(3t) + (1/25)\cos(5t) + (1/49)\cos(7t) + \dots]$	$X(\omega) = [8/\pi^2] (2\pi)^{1/2} [\delta(\omega-1) + \delta(\omega+1) + (1/9)\delta(\omega-3) + (1/9)\delta(\omega+3) + (1/25)\delta(\omega-5) + (1/25)\delta(\omega+5) + (1/49)\delta(\omega-7) + (1/49)\delta(\omega+7) + \dots]/2$
输出信号	输入信号的移动平均值	$x(t) = f(t) * g(t)$ $x(t) \sim \cos(t)$	$X(\omega) = F(\omega) \cdot G(\omega)$

[0055] 可以通过傅里叶余弦级数  $f(t) = [8/\pi^2][\cos(t) + (1/9)\cos(3t) + (1/25)\cos(5t) + (1/49)\cos(7t) \dots]$  将周期三角输入信号表示为偶函数。只有前几项是主要谐波 (dominant harmonics)。长度 M 的移动平均滤波器的期望的输出是移相输入波形的平均总和, 如以上公式和以下公式表示:

[0056] 
$$x(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} f(t-nT)/M \quad (\text{公式 4})$$

[0057] 可以将各个移相信号描述为这种信号与离散脉冲信号的卷积, 其中  $f(t-nT) = f(t) * \delta(t-nT)$ 。因此

[0058] 
$$x(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} [f(t) * \delta(t-nT)]/M$$

$$[0059] \quad = f(t) * \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \delta(t-nT)/M \quad (\text{公式 5})$$

$$[0060] \quad = f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \cdot g(t-\tau) d\tau$$

[0061] 其中

$$[0062] \quad g(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} \delta(t-nT) \quad (\text{公式 6})$$

[0063] 因此, 移动平均函数  $g(t)$  是长度  $M$  和幅度  $1/M$  的矩形窗口, 其中  $M$  等于对应于每个移相三角波形的光探测器元件的数目。

[0064] 可以使用傅里叶分析来评价正弦输出信号的频率响应。时域中的卷积对应于频域中的乘法, 并且因此  $X(\omega) = F(\omega) \cdot G(\omega)$ 。三角波形  $x(t)$  的傅里叶变换被给出为:

$$[0065] \quad X(\omega) = [8/\pi^2] (2\pi)^{1/2} [\delta(\omega-1) + \delta(\omega+1) + (1/9) \cdot \delta(\omega-3) + (1/9) \cdot \delta(\omega+3) + (1/25) \cdot \delta(\omega-5) + (1/25) \cdot \delta(\omega+5) + (1/49) \cdot \delta(\omega-7) + (1/49) \cdot \delta(\omega+7) + \dots] / 2$$

[0066] (公式 7)

[0067] 离散窗口函数  $g(t)$  的傅里叶变换被给出为:

$$[0068] \quad f(t-nT) \Leftrightarrow F(\omega) e^{-j\omega nT}$$

$$[0069] \quad \delta(t-nT) \Leftrightarrow e^{-j\omega nT}$$

$$[0070] \quad G(\omega) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} e^{-j\omega nT} \quad (\text{公式 8})$$

[0071] 应用几何级数的封闭形式表达式:

$$[0072] \quad \sum_{n=L}^U r^n = \frac{r^L - r^{U+1}}{1-r}$$

$$[0073] \quad G(\omega) = \frac{1}{M} \cdot \frac{e^{j\omega \frac{M-1}{2} T} - e^{-j\omega \frac{M+1}{2} T}}{1 - e^{-j\omega T}} = \frac{1}{M} \cdot \frac{e^{-j\omega \frac{T}{2}} \left[ e^{j\omega \frac{M}{2} T} - e^{-j\omega \frac{M}{2} T} \right]}{e^{-j\omega \frac{T}{2}} \left[ e^{j\omega \frac{T}{2}} - e^{-j\omega \frac{T}{2}} \right]}$$

公式 9

$$[0074] \quad = \frac{\sin\left(M \frac{\omega T}{2}\right)}{M \cdot \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} = a \operatorname{sinc}_M(\omega T)$$

[0075] 其中,  $\text{asinc}_M wT$  是混叠 (aliased) sinc 函数。

[0076] 利用  $2\pi/3M$  来代替  $T$ ,  $G(w)$  变为  $\sin(w\pi/3)/M \cdot \sin(w\pi/3M)$ 。 $\text{asinc}_M(wT)$  的零交点在  $w = 3, 6, 9, 12$  等处。

[0077] 在以下示出了长度  $M = 11$  的移动平均滤波的示例, 其中如下所示地计算每个项  $w$  在频域中的系数:

$$[0078] \quad G(w = 1) = \sin(\pi/3)/11 \cdot \sin(\pi/3 \cdot 11) = 0.8282$$

$$[0079] \quad G(w = 3) = 0$$

$$[0080] \quad G(w = 5) = -0.1718$$

$$[0081] \quad G(w = 7) = 0.1274$$

$$[0082] \quad G(w = 9) = 0$$

[0083] .....

$$[0084] \quad X(w) = F(w) \cdot G(w) \quad (\text{公式 10})$$

$$[0085] \quad = [8/\pi^2] (2\pi)^{1/2} [(0.8282) \cdot \delta(w-1) + (0.8282) \cdot \delta(w+1) + 0 + 0 + (-0.1718) (1/25) \cdot \delta(w-5) + (-0.1718) (1/25) \cdot \delta(w+5) + (0.1274) (1/49) \cdot \delta(w-7) + (0.1274) (1/49) \cdot \delta(w+7) + 0 + 0 + \dots] / 2 = (2\pi)^{1/2} [(0.6713) \cdot \delta(w-1) + (0.6713) \cdot \delta(w+1) + (-0.0056) \cdot \delta(w-5) + (-0.0056) \cdot \delta(w+5) + (0.0021) \cdot \delta(w-7) + (0.0021) \cdot \delta(w+7) + \dots] / 2$$

[0086] 如意料中的, 主要的三次谐波频率成分 ( $w = 3$ ) 被全部抑制, 留下基础频率 ( $w = 1$ ) 和小部分更高次的谐波。进行逆傅里叶变换:

$$[0087] \quad x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

$$[0088] \quad = (0.6713) \cos(t) + (-0.0056) \cos(5t) + (0.0021) \cos(7t) + \dots$$

[0089] 可以通过计算总谐波失真来评价信号的质量:

$$[0090] \quad \%THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}}{\sqrt{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}} \times 100 \quad (\text{公式 11})$$

$$[0091] \quad = 100 \times [(-0.0056)^2 + (0.0021)^2]^{1/2} / [(0.6713)^2 + (-0.0056)^2 +$$

$$[0092] \quad (0.0021)^2]^{1/2}$$

$$[0093] \quad = 0.9\%$$

[0094] 从上述分析可知输出信号以最小的总谐波失真逼近  $x(t) \sim (0.67) \cos(t)$ 。

[0095] 现在参照图 5 和图 12 到图 15, 现在描述在前端模拟电路 110 中产生梯形输出信号的另一个实施例。在图 5 和图 12 中, 将会看到光探测器 40 包括一组光探测元件 41、42、43 和 44, 其中每个光探测元件包括一对互补光探测器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、.....、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$ , 这对光探测器彼此隔开并且基本平行于移动轴线, 并且被构造为提供前端电路 110 中用来形成余弦输出信号  $x(t)$  的输出信号。注意, 图 5 没有示出构造为提供用在模拟前端电路 110 中来输出正弦信号  $y(t)$  的光探测元件, 其中每个光探测器元件包括彼此隔开并且基本平行于移动的轴线的一对互补光探测器  $Q_{1+}$ 、 $Q_{1-}$ 、.....、 $Q_{M+}$ 、 $Q_{M-}$ 。在由差分放大器 91、92、93 和 94 提供梯形输出信号的一个实施例中, 如图 12 所示, 每对中的光探测器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、.....、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$  中的每个具有宽度  $d/4$ , 并且每个光探测元件 41、42、43 和 44 具有宽度  $3d/4$ 。光探测元件 41、

42、43 和 44 彼此间隔并且由相应的一对光探测器  $Q_{1+}$ 、 $Q_{1-}$ 、.....、 $Q_{M+}$ 、 $Q_{M-}$ （它们也彼此间隔）间隔开。这两组光探测元件都设置为基本平行于移动轴线并且基本平行于与码带或码盘 30 的移动方向 111 和 112 相一致的移动轴线。如图 12 进一步所示，光束 26 的一部分经过光透射部分 31a-31f 投射，以随着码带或码盘 30 沿着移动轴线移动而扫描过这组光探测器元件 41、42、43 和 44。在优选实施例中，相邻光探测器元件之间的相移  $T$  等于  $2\pi/3M$ 。

[0096] 根据图 5 和图 12 中示出实施例，距离  $g$  不等于距离  $d$ ，在  $g$  大于  $d$  时， $g/d$  的比率等于  $3M/(3M-1)$ ，在  $g$  小于  $d$  时， $g/d$  的比率等于  $3M/(3M+1)$ ，并且  $M$  是整数。在一些实施例中， $M$  的范围在 1 到 25 之间。在优选的实施例中  $M$  大于 7，将要在下文中对其进行更多描述。光探测器电路 40 中的光探测器元件的尺寸以及码盘或码带 30 的尺寸示出在图 12 中，其中，码盘或码带的光栅间距等于  $g$ ，光探测器元件总宽度等于  $d$ ，并且正弦通道与余弦通道之间的间隔等于  $d/4$ ，以产生  $\pi/2$  的相移。

[0097] 现在参照图 5，由光探测器电路 40 中的每对互补光探测器中的光探测器 41 ( $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ )、42 ( $P_{2+}$ 、 $P_{2-}$ )、43 ( $P_{(M-1)+}$ 、 $P_{(M-1)-}$ ) 和 44 ( $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$ ) 提供的输出信号被提供给放大电路 80 中的相应的那对第一和第二放大器 81、82、83 和 84。由每对互补光探测器 81、82、83 和 84 的第一和第二放大器产生的各个输出被提供给相应的各个差分放大器 91、92、93 和 94。差分放大器 91、92、93 和 94 将互补的每对光探测器的差分信号结合。此外，每个差分放大器 91、92、93 和 94 提供具有梯形形状的输出信号。之后，通过求和放大器 100 取得全部的各个元件的平均输出而产生如下所示的输出余弦信号  $x(t)$ ：

$$[0098] \quad x(t) = [f_1 + f_2 + f_3 + \dots + f_{M-1} + f_M] / M \quad (\text{公式 1})$$

[0099] 输出信号  $x(t)$  的特征在于其非常高的保真度、精确度以及低的总谐波失真（“THD”），并且因此可以被用来产生高分辨率的内插输出信号。因此，在一个实施例中使用旋转或线性增量编码器 10 的原始信号来形成梯形波形，接着使用空间平均技术将这些梯形波形结合，来产生高精确度的、几乎纯正弦的输出信号，该正弦输出信号具有良好限定的波形形态、相位、幅度和频率。

[0100] 注意，图 5 仅示出了编码器 10 的余弦部分。通常，编码器 10 含有构造为提供相对于彼此异相 90 度的余弦和正弦输出信号的正弦和余弦光探测电路部分。见图 12，光探测器电路 40 的正弦和余弦部分都被示出了。

[0101] 继续参照图 5 和图 12，如上所述，通过光探测器元件 41、42、43、44 和与其相关联的电路来调制入射到码盘或码带 30 的增量窗口和条图案上的光，以提供成形为梯形的输出信号。为了产生移动平均滤波器的效果，通过有意地使得光探测器元件 41、42、43 和 44 的光栅节距和宽度的尺寸错配，来产生梯形波形的多个移相副本。如果不采用信号在时间上的移动平均值，也可以对于信号在光探测器元件 41、42、43 和 44 上进行空间平均，其中每个信号相对于通过相邻的光探测器元件产生的信号具有恒定的相移  $T$ 。

[0102] 注意，在图 5 和图 12 中示出的孔或光学透射部分 31a-31f 的数目、光学不透明部分 32a-32e 的数目以及光探测器元件 41、42、43 和 44 的数目仅为示意性的。根据具体应用以及手边的具体设计和成本限制，可以采用任何合适的数目或布置的这种光学编码器组件。

[0103] 以与在上文中结合图 7 和图 8 描述的方式类似的方式来处理由模拟前端电路 110 产生的输出信号  $x(t)$  和  $y(t)$ ，以提供经内插的数字输出信号  $A(t)$  和  $B(t)$ 。与三角波形的

情况相同,已发现最优的平均窗口等于  $2\pi/3$ ,其产生具有最低的总谐波失真(或 THD)的正弦输出信号  $x(t)$  或  $y(t)$ 。即,在信号周期的恰好  $1/3$  上完成平均,其中信号间的相移是  $T = 2\pi/3M$ 。因此,比率  $g/d = 3M/(3M-1)$ 。 $M$  优选的大于 7,以使得可以采用足够多的光探测器,以提供产生精确的正弦输出信号所需要的平滑程度。随着  $M$  增加,所得到的正弦输出信号具有更低的总谐波失真(“THD”)。

[0104] 参照图 13,可以看到 THD 随着  $M$  增加而减小。图 13 示出了所产生的输出信号是怎样随着  $M$  变得越大而更加准确地模仿期望的正弦输出信号的。如图 13 所示,THD 随着  $M$  等于并超过 7 而显著降低。

[0105] 与三角波形的情况下相同,移动平均操作数学上是输入信号与离散矩形窗口函数的卷积,或者

$$[0106] \quad x(t) = f(t)*g(t) \quad (\text{公式 3})$$

[0107] 其中  $f(t)$  是输入信号(梯形波形), $g(t)$  是移动平均函数(离散的矩形窗口), $x(t)$  是正弦输出信号并且  $*$  表示卷积算符。在以下的表 3 中总结了对应于梯形波形的时域函数及其傅里叶变换。对应于  $f(t)$ 、 $g(t)$ 、 $x(t)$  的时域和频域信号在图 14 和图 15 中从上到下分别示出,其中  $M$  等于 11。本领域技术人员将会明白以上陈述的与三角输入信号的产生和使用有关的计算对于掌握当前的主题已经足够,因此在这里不再对于梯形输入信号重复。

[0108] 表 3:梯形输入信号的时域信号及其对应的傅里叶变换

[0109]

函数	描述	时域, $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$	频域, $F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$
移动平均函数	矩形窗口函数, 长度=M, 幅度=1/M, 宽度=2π/3	$g(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} \delta(t-nT)$	$G(\omega) = \text{asinc}_M(\omega T) = \frac{\sin(\omega \cdot \pi/3)}{M \sin(\omega \cdot \pi/3M)}$
输入信号	周期梯形信号, 周期=2π, 幅度=1	$f(t) = [8(2)^{1/2}/\pi^2][\cos(t) - (1/9)\cos(3t) - (1/25)\cos(5t) + (1/49)\cos(7t) + \dots]$	$X(\omega) = [8(2)^{1/2}/\pi^2] (2\pi)^{1/2} [\delta(\omega-1) + \delta(\omega+1) - (1/9)\delta(\omega-3) - (1/9)\delta(\omega+3) - (1/25)\delta(\omega-5) - (1/25)\delta(\omega+5) + (1/49)\delta(\omega-7) + (1/49)\delta(\omega+7) + \dots]/2$
输出信号	输入信号的移动平均值	$x(t) = f(t) * g(t)$ $x(t) \sim \cos(t)$	$X(\omega) = F(\omega) \cdot G(\omega)$

[0110] 这里提供的各种实施例中的一些具有某些优点和特征, 包括能够使用标准的 CMOS 或 BiCMOS 制造处理来实施的能力、能够相对容易和利用简单设计来实施的能力、能够在增量和绝对运动编码器中实施的能力以及能够提供高的内插因子而不需要牺牲时间精确度的能力。

[0111] 制造以及已经制造这里描述的各种组件、装置和系统的方法被包括在本发明的范围内。

[0112] 除了上文中描述的之外, 可以预料到本发明的各种实施例。上述实施例应当被认为是本发明的示例, 而不是本发明的范围的限制。除了本发明的上述实施例之外, 回顾具体描述以及附图将会展现出还存在本发明的其他实施例。因此, 这里没有明确地陈述的本发明的前述实施例的许多结合、置换、变化和修改将会仍然落在本发明的范围内。

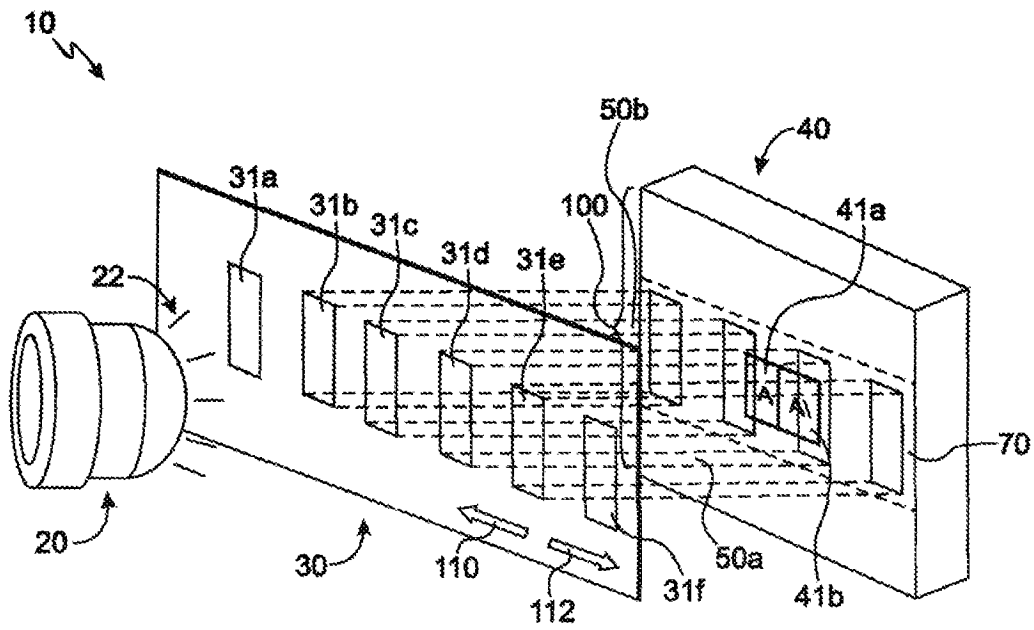


图 1 现有技术

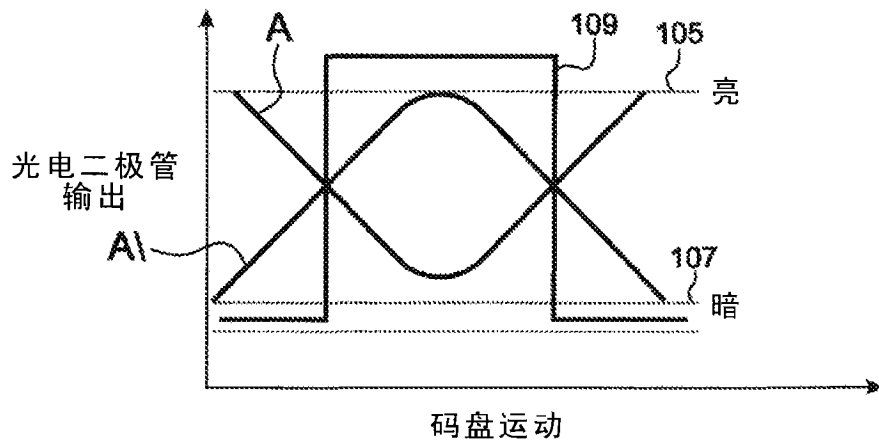


图 2 现有技术

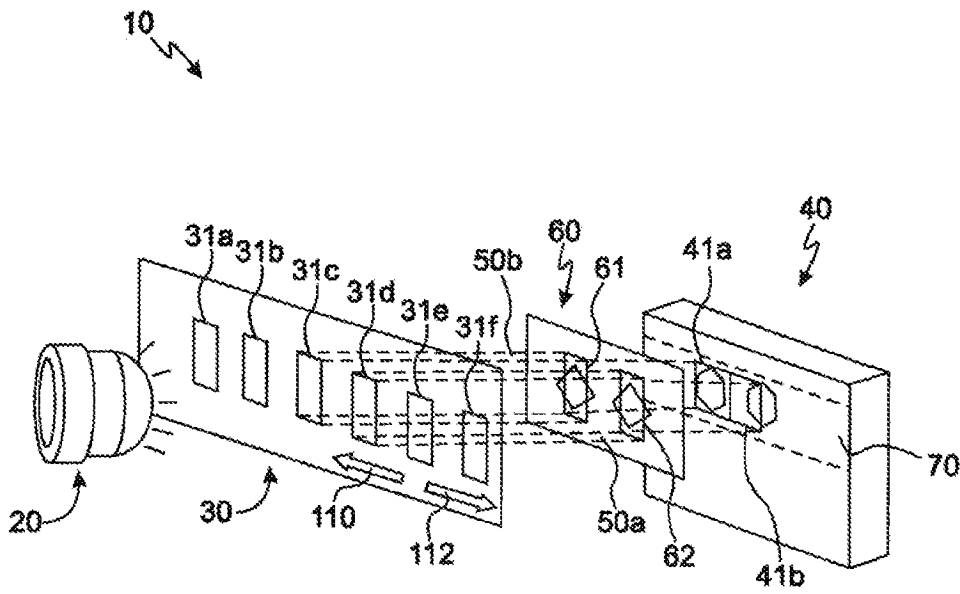


图 3 现有技术

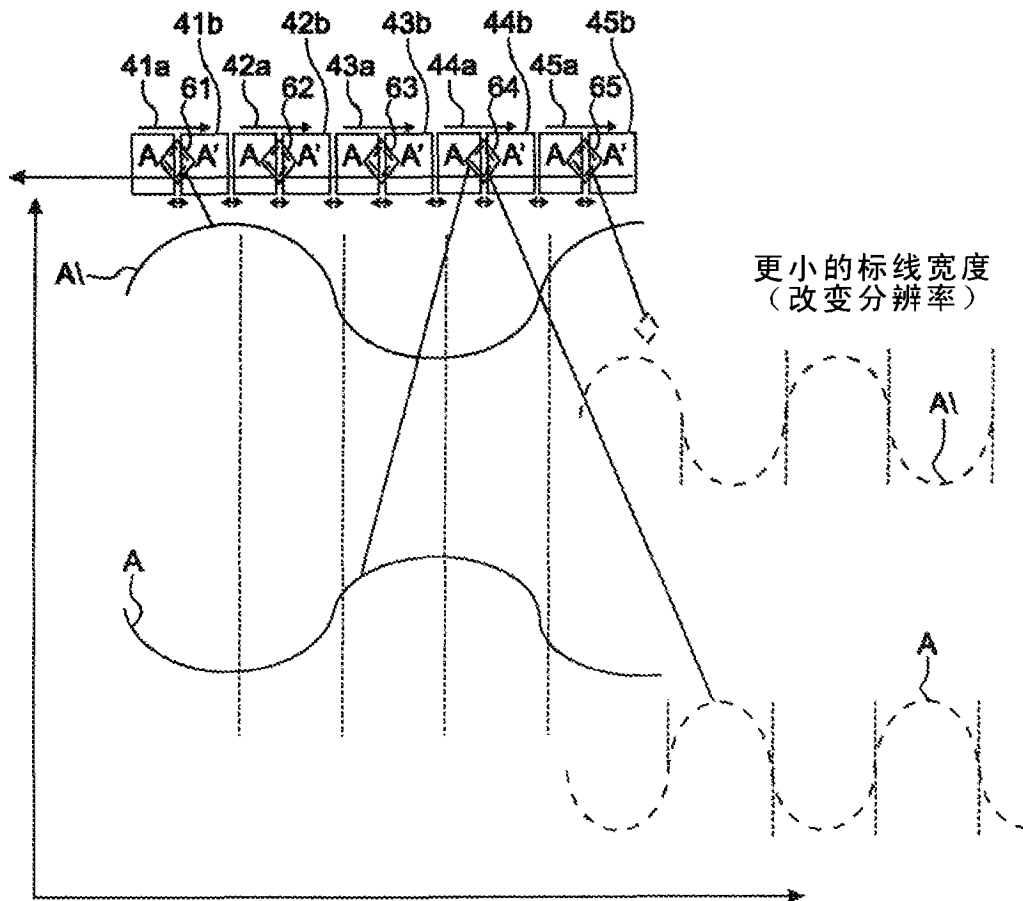


图 4 现有技术

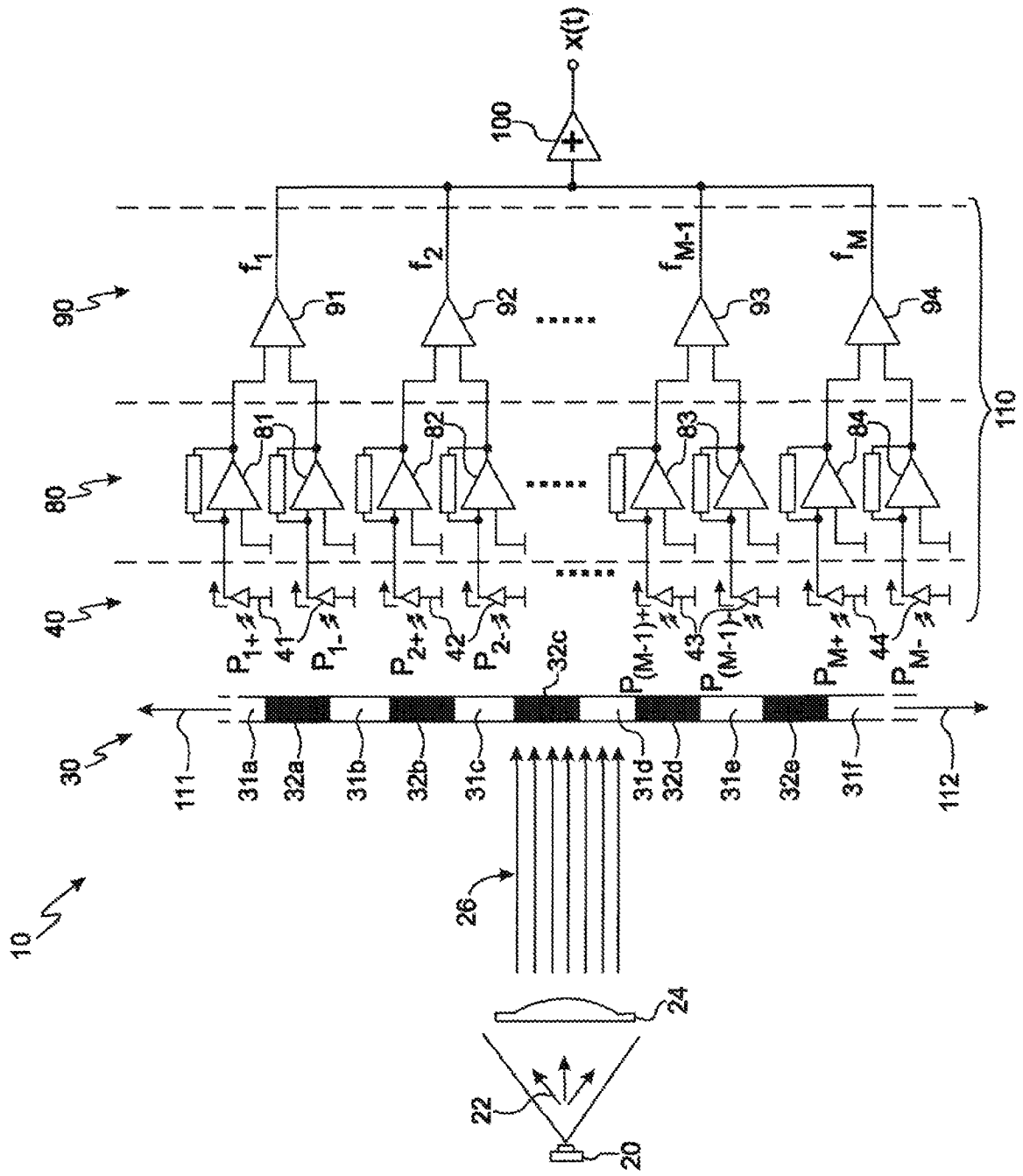
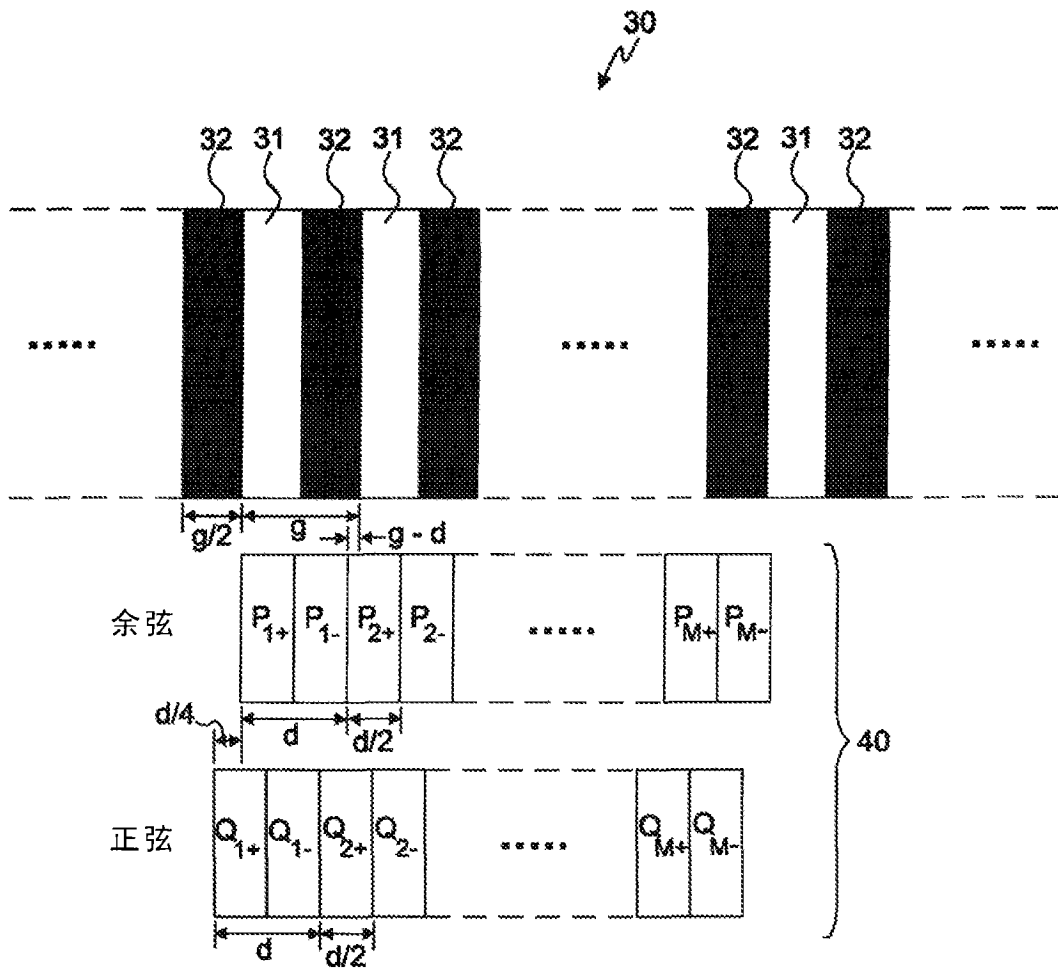


图 5



$P_{n+}, P_{n-}$  - 余弦通道光探测器元件

$Q_{n+}, Q_{n-}$  - 正弦通道光探测器元件

图 6

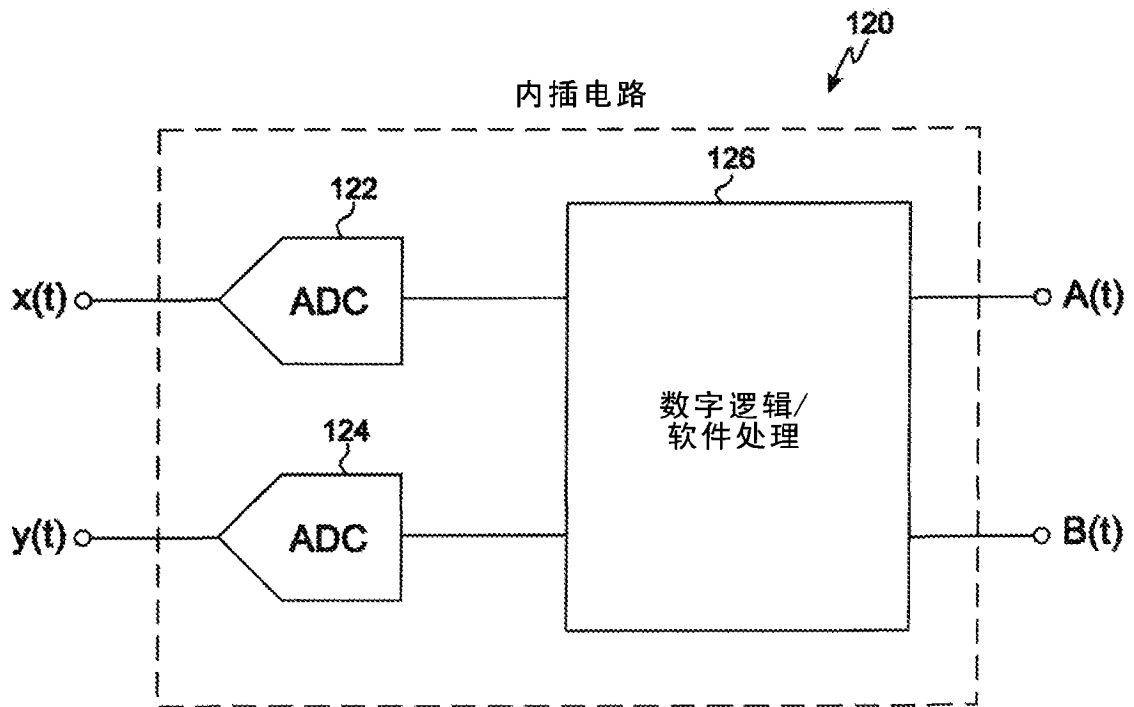


图 7

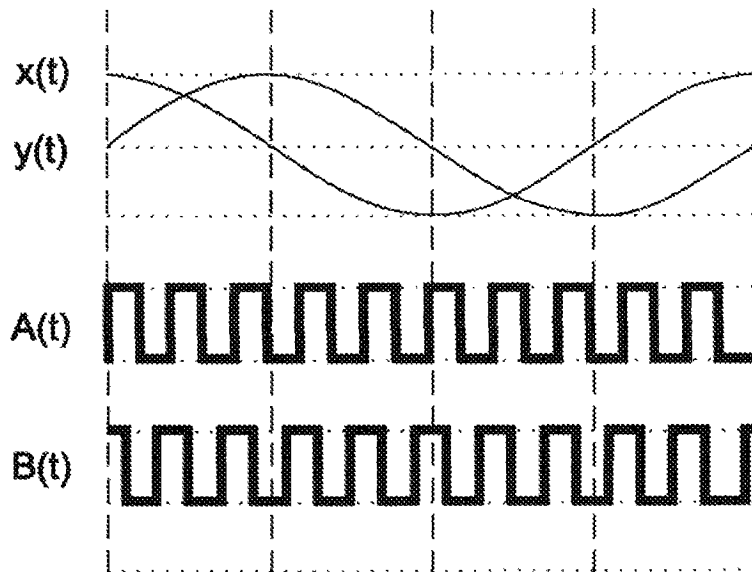


图 8

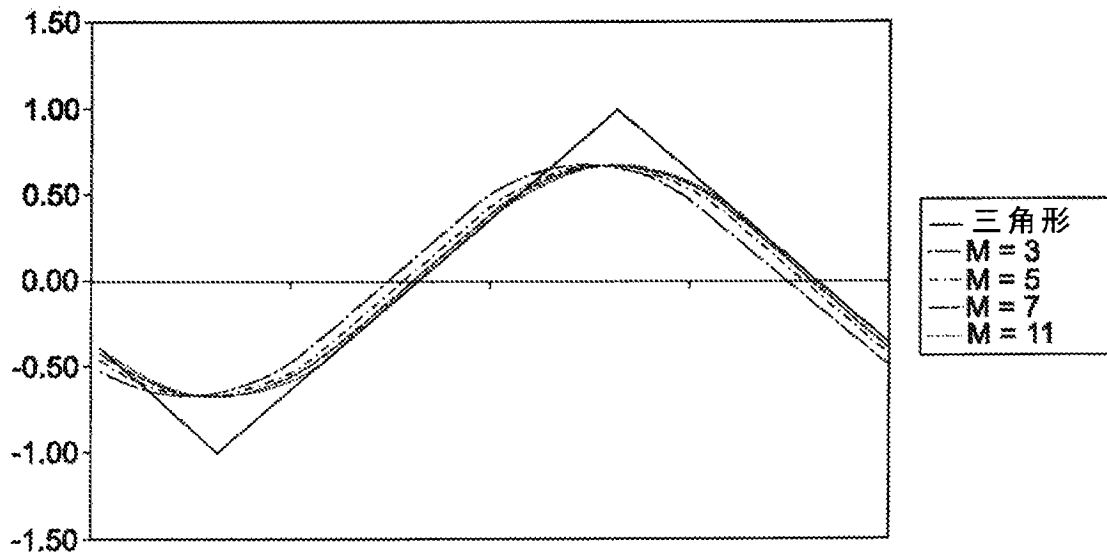


图 9

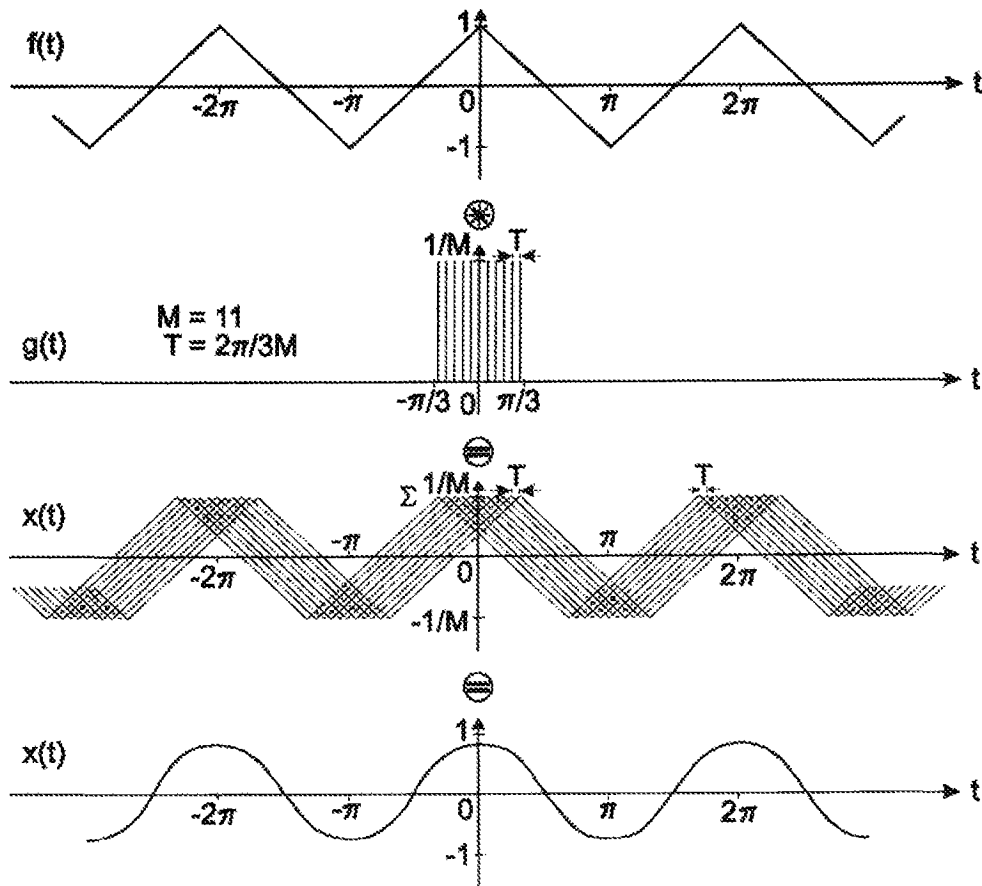


图 10

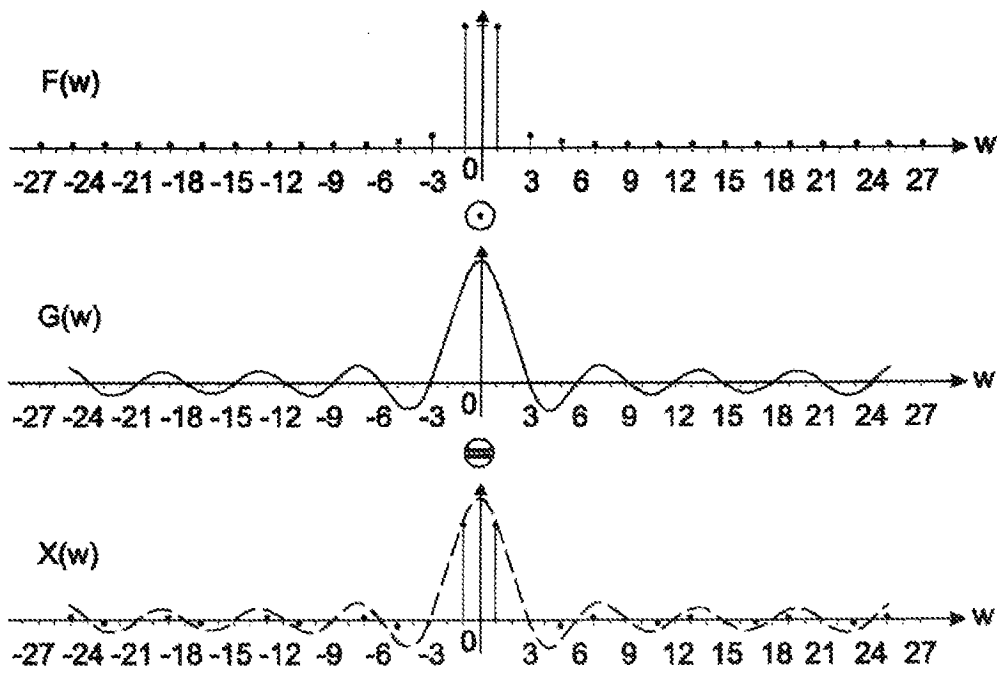


图 11



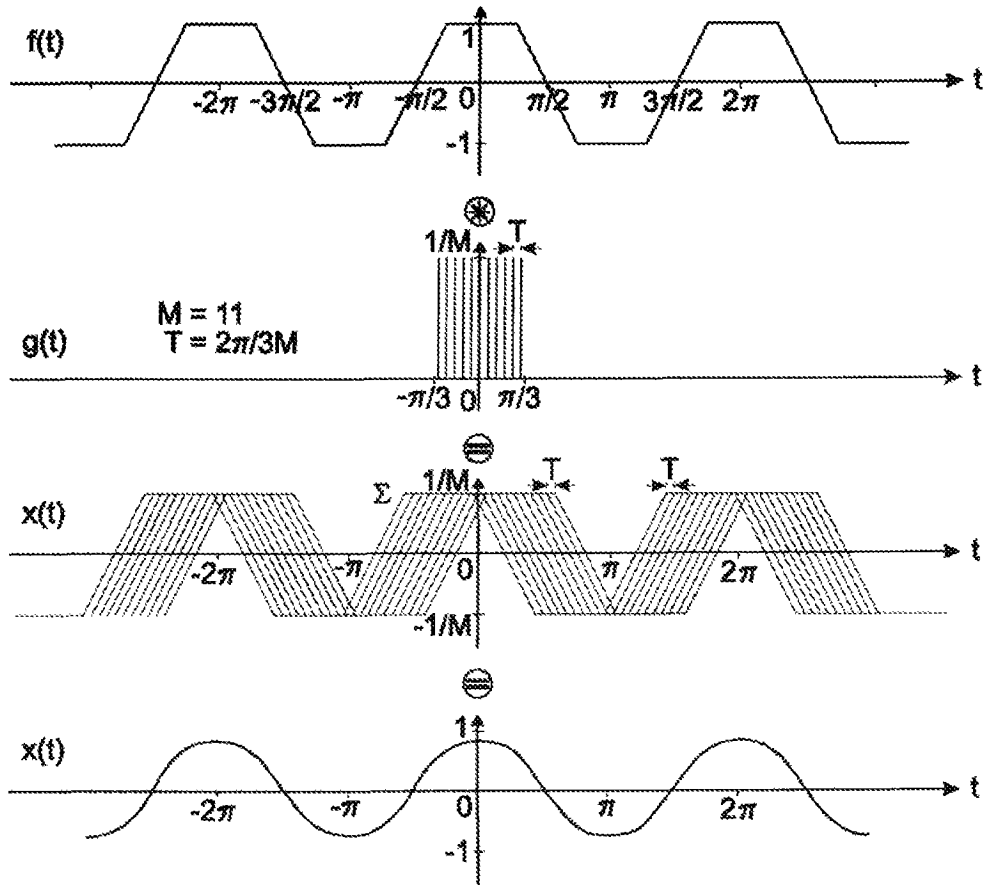


图 14

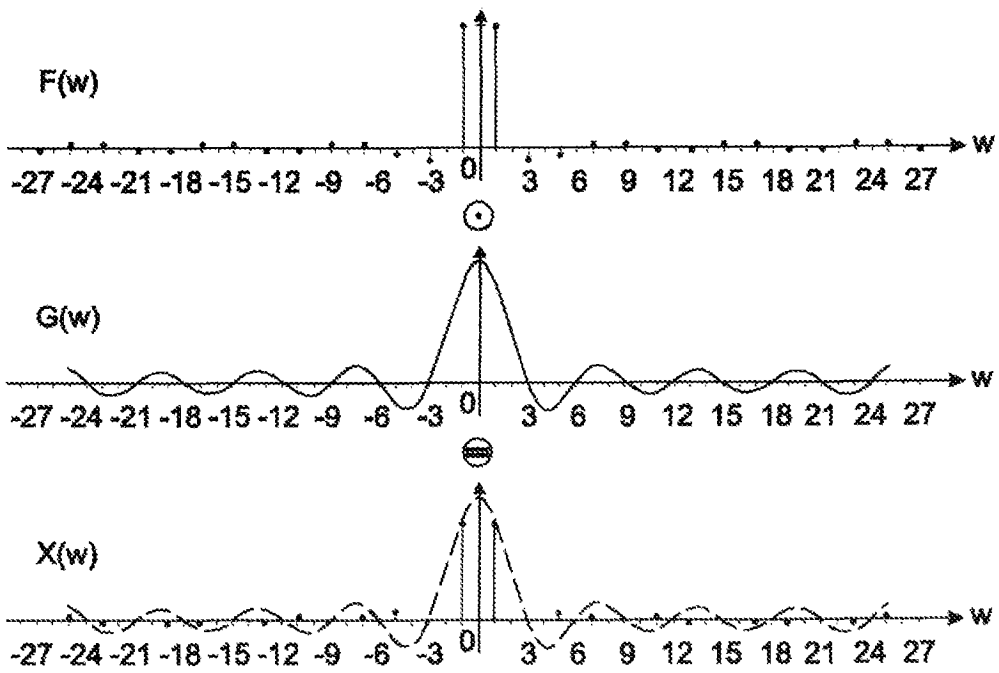


图 15