

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
G01D 5/245 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510092173.1

[45] 授权公告日 2008 年 10 月 1 日

[11] 授权公告号 CN 100422690C

[22] 申请日 2005.8.22

[21] 申请号 200510092173.1

[30] 优先权

[32] 2004.8.23 [33] JP [31] 242664/04

[73] 专利权人 索尼株式会社

地址 日本东京都

共同专利权人 多摩川精机株式会社

[72] 发明人 片仓雅幸 户田麻子 高木祐一
梶原弘

[56] 参考文献

US4857926A 1989.8.15

US6104328A 2000.8.15

US4710770A 1987.12.1

US5796231A 1998.8.18

审查员 宋丽敏

[74] 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理有限公司

代理人 宋鹤

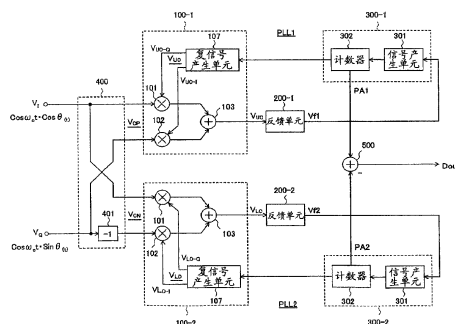
权利要求书 7 页 说明书 46 页 附图 28 页

[54] 发明名称

角度检测信号处理装置

[57] 摘要

一种分解器使用锁相操作的角度检测 IC，以不跟随角 $\theta(t)$ 以进行检测，而是跟随在锁相单元中具有频率 $\omega_0 t$ 偏移的相角 $\omega_0 t \pm \theta(t)$ 。由于这个原因，当激励频率 $\omega_0 t$ 相对于角 $\theta(t)$ 的频率设置得足够高时，在锁相单元中将被跟随的相角 $\omega_0 t \pm \theta(t)$ 不会变为零。由于这个原因，尽管其结构不包括传统装置中类似双极 VCO 和递增/递减型计数器的复杂且能耗高的结构，但仍可实时获得高精度的角度。



1、 一种角度检测信号处理装置,其用于基于分解器的检测输出获取第一角度信息,该检测输出包括第一角度检测信号和第二角度检测信号,该第一角度检测信号包含第一激励信号的振幅,该第一激励信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率,该第二角度检测信号由第二激励信号的振幅构成,该第二激励信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率,所述装置包括:

信号处理单元,其输出第一信号和第二信号,该第一信号和第二信号带有第一频率,并且同时具有依据基于该第一角度检测信号和该第二角度检测信号的该第一角度的相位差,

第一锁相单元,其产生使相位锁定到该第一信号上的第一锁相信号,并输出表示该第一锁相信号的相角的第一数据;

第二锁相单元,其产生使相位锁定到该第二信号上的第二锁相信号,并输出表示该第二锁相信号的相角的第二数据; 以及

相差计算单元,其基于该第一数据和该第二数据计算该第一锁相信号和该第二锁相信号的相位差。

2、 如权利要求1所述的角度检测信号处理装置,其中

该第一激励信号和该第二激励信号是具有该第一频率的余弦函数的信号,

该信号处理单元将由作为实部的所述第一角度检测信号和作为虚部的所述第二角度检测信号构成的复信号作为所述第一信号,输出至第一锁相单元,并且同时将由作为实部的所述第一角度检测信号和作为虚部的、通过反转所述第二角度检测信号的极性得到的信号构成的复信号作为所述第二信号,输出至第二锁相单元;

该第一锁相单元和该第二锁相单元的每一个具有

相角数据产生单元,其产生数据,该数据根据输入反馈控制信号在一个周期中被重复,并以第一数据或第二数据表示该周期中的相角,

复信号处理单元,其根据在从该信号处理单元输入的该第一复信号与该第二复信号相乘时获得的复信号的偏转角产生信号,该第二复信号包括第一信号分量和第二信号分量,该第一信号分量和第二信号分量具有根据在相角数据产生单元产生的数据的相角并且彼此正交,

以及具有以预定极性设置的频率, 以及

反馈单元, 其产生用于反馈控制的反馈控制信号, 以便该偏转角根据在复信号处理单元产生的信号被收敛为定值。

3、 如权利要求 2 所述的角度检测信号处理装置, 其中相角数据产生单元具有

信号产生单元, 其用于产生具有根据输入的反饋控制信号的频率的信号, 以及

计数器, 其具有用于划分在该信号产生单元中产生的信号频率的预定位长, 以及

其中相角数据产生单元以第一数据或第二数据输出计数器的计数。

4、 如权利要求 2 所述的角度检测信号处理装置, 其中

该复信号处理单元根据在该第一复信号和该第二复信号相乘时获得的复信号的实部或虚部产生信号, 以作为根据该偏转角的信号, 以及

反馈单元产生用于反馈控制的该反馈控制信号, 以便在复计算单元中产生的信号被收敛为定值。

5、 如权利要求 4 所述的角度检测信号处理装置, 其中该复信号处理单元具有

复信号产生单元, 其产生第一信号分量和第二信号分量, 该第一信号分量和该第二信号分量具有根据在相角数据产生单元产生的数据的相角且彼此正交,

第一计算单元, 其使在该复信号产生单元中产生的该第一信号分量和该第一复信号的实部彼此相乘,

第二计算单元, 其使在该复信号产生单元中产生的第二信号分量与该第一复信号的虚部相乘, 以及

第三计算单元, 其计算该第一计算单元和该第二计算单元的计算结果之和或之差。

6、 如权利要求 4 所述的角度检测信号处理装置, 其中该复信号处理单元具有

第四计算单元, 其在由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期的部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时, 根

据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第一信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号的实部相乘，

第五计算单元，其在由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第二信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号虚部相乘，以及

第六计算单元，其计算该第四计算单元和该第五计算单元的计算结果之和或之差。

7、如权利要求6所述的角度检测信号处理装置，其中

该第四计算单元基于在相角数据产生单元产生的数据使得根据第一信号分量的每个 $1/k$ (k 表示正数4的整数倍) 周期的瞬时值的权重系数与针对每个 $1/k$ 周期被切换的该第一复信号的实部相乘，

该第五计算单元基于在相角数据产生单元产生的数据使得根据第二信号分量的每个 $1/k$ 周期瞬时值的权重系数与针对每个 $1/k$ 周期被切换的该第一复信号的虚部相乘。

8、如权利要求6所述的角度检测信号处理装置，其中

该第四计算单元基于在相角数据产生单元产生的数据使得根据第一信号分量的每个半周期峰值的权重系数与针对每个半周期被切换的该第一复信号的实部相乘，

该第五计算单元基于在相角数据产生单元产生的数据使得根据第二信号分量的每个半周期峰值的权重系数与针对每个半周期被切换的该第一复信号的虚部相乘。

9、如权利要求2中所述的角度检测信号处理装置，其中

该第一激励信号是具有该第一频率的余弦函数的信号，

该第二激励信号是具有该第一频率的正弦函数的信号，

该信号处理单元以第一信号输出该第一角度检测信号和该第二角度检测信号之间的差值至该第一锁相单元，以及同时以该第二信号输出该第一角度检测信号与该第二角度检测信号之和至该第二锁相单元，以及

该第一锁相单元和该第二锁相单元的每一个具有

相角数据产生单元，其产生数据，该数据根据输入的反饋控制信号在一个周期中被重复，并且用该第一数据或该第二数据表示该周期中的相角，

相位检测单元，其检测该锁相信号与来自该信号处理单元的输入信号之间的相位差，该锁相信号具有根据在该相角数据产生单元产生的数据的相角，以及

反饋单元，其产生用于反饋控制的反饋控制信号，以便在该相位检测单元检测到的相位差被收敛为定值。

10、如权利要求9所述的角度检测信号处理装置，其中该相角数据产生单元具有：

信号产生单元，其产生具有根据反饋控制信号的频率的信号，

计数器，其划分在信号产生单元中产生的信号频率并以第一数据或第二数据输出该计数器的计数。

11、如权利要求9所述的角度检测信号处理装置，其中

相位检测单元在由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的锁相信号的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将该选择出的权重系数与来自信号处理单元的输入信号相乘。

12、一种角度检测信号处理装置，其用于基于分解器的检测输出获取第一角度信息，该检测输出包括第一角度检测信号和第二角度检测信号，该第一角度检测信号由第一激励信号的振幅构成，该第一激励信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率，该第二角度检测信号由第二激励信号的振幅构成，该第二激励信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率，所述装置包括：

第一相角数据产生单元，其产生第一数据，该第一数据表示将要施加到该分解器上的具有第一频率的激励信号的相角，

信号处理单元，其输出信号，该信号具有根据第一角度相对于由第一数据表示的相角的相位差，并同时具有基于第一角度检测信号和第二角度检测信号的第一频率，

锁相单元，其产生通过使相位锁定到该信号处理单元的输出信号

上而获得的锁相信号，并输出表示该锁相信号的相角的第二数据；以及

相差计算单元，其计算由第一数据表示的相角和第二数据表示的相角之间的差。

13、如权利要求12所述的角度检测信号处理装置，其中

该第一激励信号和该第二激励信号是带有该第一频率的余弦函数的信号，

该信号处理单元输出由作为实部的该第一角度检测信号和作为虚部的该第二角度检测信号构成的复信号，以及

该锁相单元具有

第二相角数据产生单元，其产生数据，该数据根据输入的反馈控制信号在一个周期中被重复，并以第二数据表示在该周期内的相角，

复信号处理单元，其根据在从信号处理单元输入的第一复信号与包括第一信号分量和第二信号分量的第二复信号相乘时获得的复信号的偏转角产生信号，该第一信号分量和第二信号分量具有根据在第二相角数据产生单元产生的第二数据的相角，并且彼此正交并且具有设定为预定极性的频率，以及

反馈单元，其产生用于反馈控制的反馈控制信号，以便偏转角根据在该复信号处理单元中产生的信号被收敛为定值。

14、如权利要求13所述的角度检测信号处理装置，其中第二相角数据产生单元具有

信号产生单元，其产生具有根据输入的反馈控制信号的频率的信号，

计数器，其划分在该信号产生单元中产生的信号的频率并以第二数据输出该计数器的计数。

15、如权利要求13所述的角度检测信号处理装置，其中

复信号处理单元根据在第一复信号和第二复信号相乘时获得的复信号的实部或虚部产生信号，以作为根据偏转角的信号，以及

反馈单元产生用于反馈控制的反馈控制信号，以便在复计算单元中产生的信号被收敛为定值。

16、如权利要求15所述的角度检测信号处理装置，其中该复信号处理单元具有：

第四计算单元，其在由第二相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期的部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第一信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号的实部相乘，

第五计算单元，其在由第二相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第二信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号的虚部相乘，以及

第六计算单元，其计算该第四计算单元和该第五计算单元的计算结果之和或之差。

17、如权利要求 12 中所述的角度检测信号处理装置，其中

该第一激励信号是具有该第一频率的余弦函数的信号，

该第二激励信号是具有该第一频率的正弦函数的信号，

该信号处理单元输出该第一角度检测信号和该第二角度检测信号之和或之差至该锁相单元，以及

锁相单元具有

第二相角数据产生单元，其产生数据，该数据根据输入的反饋控制信号在一个周期中被重复，并且用该第二数据表示在该周期中的相角，

相位检测单元，其检测该锁相信号与来自该信号处理单元的输入信号之间的相位差，该锁相信号具有根据在该第二相角数据产生单元产生的数据的相角，以及

反饋单元，其产生用于反饋控制的反饋控制信号，以便在该相位检测单元检测到的相位差可被收敛为定值。

18、如权利要求 17 所述的角度检测信号处理装置，其中第二相角数据产生单元具有

信号产生单元，其产生具有根据输入的反饋控制信号的频率的信号，

计数器，其划分在该信号产生单元中产生的信号的频率并以第二数据输出该计数器的计数。

19、如权利要求 17 所述的角度检测信号处理装置，其中

相位检测单元在由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的锁相信号的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将该选择出的权重系数与来自信号处理单元的输入信号相乘。

角度检测信号处理装置

技术领域

本发明涉及一种角度检测信号处理装置，其用于处理分解器的角度检测信号以获得角度数据。

背景技术

相关申请的交叉参考

本申请包含与2004年8月23日向日本专利局提交的日本专利申请 No. 2004-242664 相关的主题，其全部内容在此引入作为参考。

在多种机械器件中，确定旋转轴和移动部件的位置信息是一项基本功能。例如，在电动机中，为了给转子施加最佳扭矩，必须根据转子的位置控制旋转磁场至最佳场。例如，对于汽车来说，在混合式汽车（hybrid car）的电动机和动力转向装置中需要高可靠性、低成本的角度传感器。另外，这种角度传感器具有多种应用，例如推土机和其它施工机械、各种机床、生产设备、以至于航天系统。

已经设计出极大量的用于检测和控制角度的方法。例如，对于最简单的角度控制使用步进电机。这种步进电机使用伴随着旋转产生的脉冲的数目作为角度信息。然而，利用步进电机的方法不能在旋转期间产生滑动时通过步进电极本身检测滑动量，所以不能说具有高可靠性。

对于高可靠性的角度控制，一般使用某种角度检测器。作为典型的角度传感器，例如利用霍尔效应传感器来磁性地检测磁化图案的相对位置的传感器和霍尔效应传感器以及通过光学方法（例如光学编码器）检测角度的另外的传感器都是已知的。然而，这些传感器并不足以满足需要极高可靠性的应用。霍尔效应传感器的使用不能说对热和振动是稳定的，而光学方法易于受油等污染，并且另外还需要光源，因此其具有可靠性的缺点。

目前，作为具有最高稳定性的稳定角度传感器，已知的是利用电磁感应的角度传感器。这种角度传感器被称作“分解器”，并且具有大体上类似电动机的结构，如图29所示。

缠绕在转子 51 上的线圈 52 被具有频率 ω_0 的激励信号 V_E 激励。两个线圈 54 和 55 成直角设置在定子 53 中。当转子 51 绕轴精确转动角度 $\theta(t)$ 时，在线圈 54 和 55 中感应出下述信号 V_I 和 V_Q ，如在下述等式中：

$$V_I = V_0 \cdot \cos \omega_0 t \cdot \cos \theta(t) \quad - (1)$$

$$V_Q = V_0 \cdot \cos \omega_0 t \cdot \sin \theta(t) \quad - (2)$$

角度检测信号处理装置通过该信号检测角度 $\theta(t)$ 。特别是，以数字数据形式输出角度的信号处理装置被称为“分解器-数字(R-D)转换器”。分解器基本上仅具有一个转子、一个定子和由磁体制成的线圈，因此具有稳定性且抵抗诸如尘土或温度之类的环境影响的特征。由于这个原因，分解器是最适于汽车、推土机和其它施工机械、各种机床、生产设备、以至于航天系统和其它需要高可靠性的应用的角度检测系统。

对于目前的分解器，已经提出了多种结构。图 29 示出一种基本结构。关于此，需要旋转电刷来提供激励电流至转子。为了去除这个，已经提出利用旋转换流机的结构或是一种新型结构，即其中转子不具有线圈，该转子由定子的线圈激励，并且由定子传感由转子和定子间的间隙改变而产生的磁通量改变。输出由等式(1)和等式(2)表示的信号的分解器在下面的描述中将被称为“单相激励双相输出型”。

如上面所解释的，在多种结构中，当关注从分解器获得作为输出的信号时，如等式(1)和(2)所示，最通常使用单相激励双相输出型分解器，这种分解器具有轴旋转角度 $\theta(t)$ 并输出由余弦函数 $\cos \theta(t)$ 和正弦函数 $\sin \theta(t)$ 调制激励信号所获得的信号。

另一方面，当从信号处理的简易方面考虑时，较好的分解器是输出余弦函数的乘积 $\cos \omega_0 t \times \cos \theta(t)$ 和正弦函数的乘积 $\sin \omega_0 t \times \sin \theta(t)$ 的分解器。然而，输出这种信号的分解器必须具有两个独立的转子 56 和 57 以及在同一轴上的两个定子 58 和 59，如图 30 所示。这种方法被称为“双相激励双相输出型”。信号处理变得十分容易。然而，它在结构上具有较大的缺陷，例如，两个独立的转子和定子对变得必需，机械机构复杂，并且结构变得十分厚重，因此，仅是有限

地使用这种结构。

下面将简要说明双相激励双相输出型的信号处理变得简单的原因。从双相激励双相输出型分解器输出的信号 V_I 和 V_Q 可由下面的等式

$$V_I = \cos \omega_o t \cdot \cos \theta(t) = 1/2 \{ \cos(\omega_o t + \theta(t)) + \cos(\omega_o t - \theta(t)) \} \quad (3)$$

$$V_Q = \sin \omega_o t \cdot \sin \theta(t) = 1/2 \{ -\cos(\omega_o t + \theta(t)) + \cos(\omega_o t - \theta(t)) \} \quad (4)$$

表示:

根据上面的等式, 通过获得如下所示的差与和, 可容易地获得余弦信号 $\cos(\omega_o t + \theta(t))$ 和 $\cos(\omega_o t - \theta(t))$:

$$V_P = V_I - V_Q = \cos(\omega_o t + \theta(t)) \quad (5)$$

$$V_N = V_I + V_Q = \cos(\omega_o t - \theta(t)) \quad (6)$$

当能以这种方式转换信号时, 例如通过在两个信号的零交叉点测量时间差, 可非常容易地获得角 $\theta(t)$ 。图 31 是表示信号处理的框图。首先, 通过信号 V_I 和 V_Q 的加法和减法获得信号 V_P 和 V_N 。接下来, 经过比较器获得 V_P 和 V_N 的零交叉。然后, 例如如果通过差分电路计算其上升沿, 并由计数器计数信号 V_P 和 V_N 的各上升沿之间的时钟脉冲的个数, 这变得与获得的角 $\theta(t)$ 成比例。因此, 根据该计数器的计数, 可提取由角 $\theta(t)$ 的数字转换获得的输出。

接下来, 将给出广泛应用于单相激励双相输出型分解器中的 R-D 转换器的解释。图 32 示出其结构的例子。例如, 为了获得 12 位的角度数据, 准备只读存储器 (ROM), 其用于存储具有至少 11 位分辨率, 理想的是 12 位分辨率的正弦信号和余弦信号, 并且正弦信号 $\sin \phi(t)$ 和余弦信号 $\cos \phi(t)$ 是关于任意角 $\phi(t)$ 产生的。它们在 D/A 转换器中被转换为模拟信号。为了使角 $\phi(t)$ 对应于将要获得的角 $\theta(t)$, 从分解器输出的信号 V_I 与正弦信号 $\sin \phi(t)$ 相乘, 与此同时, 信号 V_Q 与余弦信号 $\cos \phi(t)$ 相乘。然后, 前者被反相并添加到后者, 由此产生了在下面等式中示出的信号 V_1 :

$$\begin{aligned}
 V1 &= -\cos\omega_0 t \cdot \cos\theta_{(t)} \cdot \sin\phi_{(t)} + \cos\omega_0 t \cdot \sin\theta_{(t)} \cdot \cos\phi_{(t)} \\
 &= \cos\omega_0 t \{ \sin(\theta_{(t)} - \phi_{(t)}) \} \quad - (7)
 \end{aligned}$$

另外，为了同步波检测，用余弦信号 $\cos\omega_0 t$ 乘以等式 (7) 的信号 $V1$ 。这时，提取了正弦信号 $\sin\{\theta(t) - \phi(t)\}$ 的分量。

$$\begin{aligned}
 V2 &= V1 \cdot \cos\omega_0 t = \cos^2\omega_0 t \{ \sin(\theta_{(t)} - \phi_{(t)}) \} \\
 &= (1 + \cos 2\omega_0 t) / 2 \{ \sin(\theta_{(t)} - \phi_{(t)}) \} \Rightarrow \\
 &= (1/2) \sin(\theta_{(t)} - \phi_{(t)}) \quad - (8)
 \end{aligned}$$

等式 8 中的余弦项 $\cos 2\omega_0 t$ 具有高频，其在环路滤波器中被衰减，并且只提取等式末端的低频项。此环路滤波器的输出被输入到双极压控振荡器 (VCO) 中。如图 33 所示的该双极 VCO 产生具有与输入信号的绝对值成比例的频率的脉冲信号以及用于判断输入的极性的极性信号。递增/递减计数器根据双极 VCO 的极性信号在极性信号为正时执行递增计数，而当极性信号为负时执行递减计数。结果，递增/递减计数器的计数变为角 $\phi(t)$ 本身的数字数据。

获得的角 $\phi(t)$ 的数字数据由正弦/余弦 ROM 转换为正弦信号 $\sin\phi(t)$ 和余弦信号 $\cos\phi(t)$ 的数字数据，并且它们在 D/A 转换器中被转换为模拟信号。环路滤波器具有积分特性并且具有无限大的 DC 增益，所以对于有限输出，输入的正常值必须为零。因此，角 $\phi(t)$ 改变，以便跟随角 $\theta(t)$ 。

作为参考，参见日本未经审查的专利公开 (Kokai) No. 11-83544。

在双相激励双相输出型分解器中利用如图 31 所示的信号的零交叉点的角度检测方法具有下述缺陷。

图 34 是示出在图 31 所示电路中部分信号波形的例子的曲线图。在图 34 的例子中，时钟脉冲 CP 的计数起始于信号 V_p 的零交叉出现时的时间 $t1$ 。计数终止于信号 V_n 的零交叉出现时的时间 $t2$ 。这种计数反映了角 $\theta(t)$ ，并且实际上可用作该角的数字值。在时间 $t2$ 处提取一个计数。

在图 31 所示的电路中, 当角 $\theta(t)$ 快速改变时, 不能精确地限定在时间 t_2 处获得的角度的数字值被检测为数据的时间点。这是因为信号 V_p 的零交叉点表明信号 V_p 在时间 t_1 的状态, 并且信号 V_n 的零交叉点表明信号 V_n 在时间 t_2 的状态, 因此二者之间相位差的角 $\theta(t)$ 至多只能被限定为在时间 t_1 和 t_2 附近的角。另外, 在时间 t_2 处角数据的输出意味着明显地发生了延迟, 直到检测到该角并且获得了数据。另外, 对于激励频率的每个周期仅可获得一次数据, 所以不能抓住角度的连续变化。由于这种缺陷, 通过零交叉点获得角度的 R-D 转换器并不适于例如需要实时获得高速旋转轴的角度的应用。

利用信号的零交叉点的方法的另一缺陷在于, 该方法对于外部噪声不具有高的容差。这是因为, 即使是微小的噪声进入到零交叉点附近, 零交叉的时间也会波动。

另一方面, 图 32 所示的 R-D 转换器的特征在于实时获得输出。递增/递减计数器连续持有角 $\phi(t)$ 的数据。由于角 $\phi(t)$ 跟随角 $\theta(t)$, 所以存在延迟, 但是一般这种延迟相对于角 $\theta(t)$ 的机械移动足够短。另外, 该系统比较整个波形, 因此即使部分具有叠加于其上的外部噪声, 对于它在零交叉检测中也是不敏感的。

然而, 示于图 32 中的 R-D 转换器的缺陷在于, 处理复杂并且电路尺寸大, 因此功耗大、成本高。即需要复杂的双极 VCO 或是递增/递减计数器。另外, 为了获得 12 位分辨率, 需要具有至少 11 位, 理想的是 12 位的分辨率和精度的大容量正弦/余弦 ROM, 以及具有高分辨率的 D/A 转换器。

图 35 是用于解释正弦/余弦 ROM 和 D/A 转换器的必要分辨率的曲线图。为了用 12 位来分解角 2π , 考虑到正弦波的最大倾斜, 必须是 12 位的 $1/\pi$ 的分解。即当 2π 被分解为 2^{12} 时, 输出的步长的最大值为 “ $1/(2^{12}/\pi)$ ”。因此, 10 位稍稍有些不够, 11 位是必须的。当考虑到其它误差因素时, 如果期望给出一些额外的容限, 12 位是理想的。如果仅由一张 ROM 的表提供, 则需要相当大尺寸的存储器。还有一种通过使用内插法等降低存储器数量的技术。在任何情况下, 这都需要超大尺寸的模拟电路和数据电路, 消耗大量电能, 并因此价格昂贵。

双极 VCO 必须从零频率开始振荡, 因此难于实现为电路。另外, 易于在零频率附近发生死区, 所以缺点在于锁相环控制变得不稳定。

模拟乘法器电路是限制系统性能的元件。作为模拟乘法器电路，在图 36 中示出了用于一般目的的被称为“吉尔伯特型乘法器电路”的电路。这种电路是一种广泛应用于例如无线通信电路的混频器（频率混合电路）中的模拟函数电路。这种电路善于利用双极晶体管的特征，以便能够利用十分简单的电路进行高频工作。然而，对于诸如需要例如 12 位或是更多位的 R-D 转换器之类的高精度信号处理，这种函数电路的绝对精度达不到所需的水平。这种电路的输入的动态范围例如是大约 20mV_{p-p}。相对于该动态范围的输入转换偏移电压一般为约 1 至 2mV。因此，对于绝对精确度，保证的范围恰好约 10%。还有一种通过发射反馈电阻或其它装置放大动态范围的方法，但是偏移电压也增加，因此，相对精度不能被提高那么多。对于电路解决方案，即使使用微调或是同时使用别的方法，也难于保证 1% 的绝对精度。因此，可获得大约 8 位的精确度，但这离 12 位很远。因为这个原因，在高精度 R-D 转换器中，必须要使用乘法型 D/A 转换器等取代吉尔伯特型乘法器电路，从而避免在乘法器电路的精度上的限制。因此，为了获得高精度，用于实现模拟乘法器电路的装置成为包括功耗增加和成本增加的因素。

发明内容

理想的是提供一种角度检测信号处理装置，其结构简单，还可实时获得高精度角度。

根据本发明的第一实施例，提供一种角度检测信号处理装置，其用于基于分解器的检测输出获取第一角度信息，该检测输出包括第一角度检测信号和第二角度检测信号，该第一角度检测信号包含第一激励信号的振幅，该第一激励信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率（例如第一实施例中的频率 ω_0 ），该第二角度检测信号由第二激励信号的振幅构成，该第二激励信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率，所述装置包括信号处理单元，第一锁相单元，第二锁相单元和相差计算单元。

信号处理单元输出第一信号和第二信号，该第一信号和第二信号具有第一频率，并且同时具有依据基于该第一角度检测信号和该第二角度检测信号的该第一角度的相差。第一锁相单元产生使相位锁定到

该第一信号上的第一锁相信号，并输出表示该第一锁相信号的相角的第一数据。第二锁相单元产生使相位锁定到该第二信号上的第二锁相信号，并输出表示该第二锁相信号的相角的第二数据。相差计算单元基于该第一数据和该第二数据计算该第一锁相信号和该第二锁相信号之间的相位差。

下面将解释本发明第一方面的工作模式。在信号处理单元中，产生第一信号和第二信号，它们都具有第一频率，并同时具有根据基于第一角度检测信号和第二角度检测信号的第一角度的相位差。在第一锁相单元中，产生通过使相位锁定到第一信号上获得的第一锁相信号，并输出表示该第一锁相信号的相角的第一数据。在第二锁相单元中，产生通过使相位锁定到该第二信号上获得的第二锁相信号，并输出表示该第二锁相信号的相角的第二数据。另外在相差计算单元中，基于该第一数据和该第二数据计算该第一锁相信号和该第二锁相信号之间的相位差。

由于此，第一信号和第二信号之间的相位差具有根据第一角度的值。另外，在这些信号上锁相的第一锁相信号和第二锁相信号之间的相位差具有根据第一信号和第二信号之间的相位差的值。因此，第一锁相信号和第二锁相信号之间的相位差具有根据第一角度值。即，相差计算单元的计算结果的相位差具有根据第一角度的值。

在第一和第二锁相单元中，相位被锁定到都具有第一频率的信号上，因此，即使第一角度变为零频率的定值，第一和第二锁相信号仍然受到控制，以便具有第一频率。由于这个原因，为了输出表示第一和第二锁相信号的相角的第一和第二数据，无需提供像例如双极 VCO 的在零频率处振荡的装置。

另外，根据在零交叉点处的时间差得不到第一信号和第二信号之间的相位差，但是基于在第一和第二锁相单元连续输出的第一和第二数据可得到二者的相位差，因此，实时获得第一角度的信息变为可能。另外，本系统与使用零交叉点的方法相比，不易受到外部噪声的影响。

根据本发明的第二方面，提供本发明的第一方面，其中第一激励信号和第二激励信号是具有第一频率的余弦函数的信号。在这种情况下，信号处理单元将由作为实部的第一角度检测信号和作为虚部的第二角度检测信号构成的复信号作为第一信号输出至第一锁相单元，以

及同时将由作为实部的第一角度检测信号和作为虚部的通过反相第二角度检测信号获得的信号构成的复信号作为第二信号输出至第二锁相单元。

该第一锁相单元和该第二锁相单元具有相角数据产生单元、复信号处理单元和反馈单元。相角数据产生单元产生数据，该数据根据输入反馈控制信号在一个周期中被重复，并以第一数据或第二数据表示该周期中的相角。复信号处理单元根据在从该信号处理单元输入的该第一复信号与该第二复信号相乘时所获得的复信号的偏转角产生信号，该第二复信号包括第一信号分量和第二信号分量，该第一信号分量和第二信号分量具有根据在相角数据产生单元产生的数据的相角并且彼此正交，以及具有以预定极性设置的频率。反馈单元产生用于反馈控制的反馈控制信号，以便该偏转角根据在复信号处理单元产生的信号被收敛为定值。

下面将解释本发明第二方面的操作模式。如上所述，在相角数据产生单元产生的数据根据反馈控制信号在一个周期中被重复，并指出在该周期中的相角。由于这个原因，具有根据该数据的相角的第一信号分量和第二信号分量都具有根据反馈信号的频率。即第二复信号是具有根据反馈控制信号的幅度的频率的复信号，其同时具有以预定极性设置的频率。复信号处理单元根据在该第一复信号和该第二复信号相乘时获得的复信号的偏转角产生信号。在该第一复信号和该第二复信号相乘时获得的复信号的偏转角等于由第一复信号的偏转角和第二复信号的偏转角相加在一起构成的偏转角。由于这个原因，该复信号处理单元根据该相加的偏转角产生信号。

然后，反馈单元产生用于反馈控制的该反馈控制信号，以便通过加法获得的偏转角根据在复信号产生单元中产生的信号被收敛为定值（例如零）。

变为定值的偏转角与从时间方面来说变为定值的偏转角相一致，并且频率变为零。因此，为了将上述相加的偏转角收敛到定值，第一复信号的第二复信号必须具有彼此相等的幅度，并具有正和负的相反极性。

由于这个原因，当第二复信号具有负频率时，第二复信号的频率受到控制，以便该负频率抵消第一复信号的正频率。当第二复信号具

有正频率时，第二复信号的频率受到控制，以便该正频率抵消第一复信号的负频率。

与此相反，当第二复信号和第一复信号具有相同极性的频率时，上述相加的偏转角总是具有一个频率，并且不能被收敛为定值。由于这个原因，在这种情况下，反馈控制不起作用，并且第二复信号的频率不跟随第一复信号的频率。

根据上面的描述，在第一和第二锁相单元具有锁相的第二复信号变为关于在输入第一复信号中包括的特定极性（与预定极性相反的极性）的频率分量在相位中锁定的信号。

输入到第一锁相单元的第一复信号（第一信号）具有作为实部的第一角度检测信号和作为虚部的第二角度检测信号，该第一角度检测信号由余弦函数信号的振幅构成，该余弦函数的信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率，该第二角度检测信号由余弦函数的信号的振幅构成，该余弦函数的信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率。该复信号具有第一频率，并具有符号彼此不同的正和负频率分量。

另外，输入到第二锁相单元的该第一复信号（第二信号）是复信号，其由作为实部的第一角度检测信号和作为虚部信号的第二角度检测信号的极性相反的信号构成。该复信号也具有第一频率，并具有符号彼此不同的正和负频率分量。

应当注意的是，在第一信号和第二信号之间比较具有相同极性的频率的信号分量时，根据正和负频率的第一角度，存在相差。由于这个原因，上述锁相到这种第一和第二信号的第一和第二锁相单元的第二复信号以与上述相同的方式具有根据第一角度的相位差。因此，基于表示这两个第二复信号相位差的第一数据和第二数据，通过相差计算单元计算出的相位差具有根据第一角度的值。

应当注意的是，相角数据产生单元可具有信号产生单元，其用于产生具有根据输入反馈控制信号的频率的信号，并具有计数器，该计数器具有用于划分在该信号产生单元中产生的信号的频率的预定位长，以及该相角数据产生单元也可以输出作为第一数据或第二数据的计数器的计数。

另外，复信号处理单元也可根据在第一复信号与第二复信号相乘

时获得的复信号的实部或虚部来产生信号以作为根据偏转角的信号。还有可能的是，如果反馈单元产生用于反馈控制的该反馈控制信号，则在根据在该复计算单元中产生的信号被收敛为定值。

在这种情况下，复信号处理单元可具有复信号产生单元、第一计算单元、第二计算单元和第三计算单元。在复信号产生单元中，第一计算单元产生第一信号分量和第二信号分量，该第一信号分量和第二信号分量具有根据在相角数据产生单元处产生的数据的相角且彼此正交。第一计算单元使在该复信号产生单元中产生的该第一信号分量和该第一复信号的实部彼此相乘。第二计算单元使在该复信号产生单元中产生的第二信号分量与该第一复信号的虚部彼此相乘。第三计算单元计算该第一计算单元和该第二计算单元的计算结果之和或之差。

根据上述结构，在复信号产生单元中产生第一信号分量和第二信号分量，它们具有根据在相角数据产生单元处产生的数据的相角，并且彼此正交。在第一计算单元中，在该复信号产生单元中产生的该第一信号和该第一复信号的实部彼此相乘。在第二计算单元中，在该复信号产生单元中产生的第二信号分量与该第一复信号的虚部相乘。在第三计算单元中，计算该第一计算单元和该第二计算单元的计算结果之和或之差。和或差的计算结果成为对应于在第一复信号和第二复信号相乘时获得的复信号的实部或虚部的信号。

可替换地，复信号处理单元可具有第四计算单元、第五计算单元和第六计算单元。当由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期的部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，第四计算单元根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第一信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号的实部相乘。当由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期的部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，第五计算单元根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第二信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号虚部相乘。第六计算单元计算该第四计算单元和该第五计算单元的计算结果的之和或之差。

根据上述结构，当由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期的部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据

在移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第一信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号的实部相乘。由此，获得了第一信号分量和第一复信号实部的乘法结果。在第五计算单元中，当由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期的部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据在相关移动终点的角度范围之中的预定相角处的该第二信号分量的瞬时值，从多个权重系数中选择出权重系数，并将其与该第一复信号的虚部相乘。由此，获得了第二信号分量和第一复信号的虚部的乘法结果。于是，在第六计算单元中，当计算出该第四计算单元和该第五计算单元的计算结果的之和或之差时，计算结果成为与第一复信号和第二复信号相乘时获得的复信号的实部或虚部相对应的信号。

根据本发明的第三方面，提供本发明的第二发明，其中第一激励信号是具有该第一频率的余弦函数的信号，以及第二激励信号是具有该第一频率的正弦函数的信号。在这种情况下，信号处理单元将该第一角度检测信号和该第二角度检测信号之间的差值作为第一信号输出至该第一锁相单元，以及同时将该第一角度检测信号与该第二角度检测信号之和作为第二信号输出至该第二锁相单元。该第一锁相单元和该第二锁相单元具有相角数据产生单元、相位检测单元和反馈单元。相角数据产生单元产生数据，该数据根据输入的反饋控制信号在一个周期中被重复，并且以该第一数据或该第二数据表示该周期中的相角。相位检测单元检测该锁相信号与来自该信号处理单元的输入信号之间的相位差，该锁相信号具有根据在该相角数据产生单元产生的数据的相角。反馈单元产生用于反饋控制的反饋控制信号，以便在该相位检测单元检测到的相位差可被收敛为定值。

下面将解释本发明第三方面的操作模式。在第一锁相单元中，反饋控制起作用，以便从信号处理单元输入的第一信号和第一锁相信号之间的相位差被收敛为定值。此外，在第二锁相单元中，反饋控制起作用，以便从信号处理单元输入的第二信号和第二锁相信号之间的相位差被收敛为定值。由于这个原因，在相差计算单元中计算出的第一锁相信号和第二锁相信号之间的相位差具有根据第一信号和第二信号之间的相位差的值。另一方面，第一信号是第一角度检测信号和第二角度检测信号之间的差，该第一角度检测信号含有余弦函数信号的振

幅，该余弦函数的信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率，该第二角度检测信号含有正弦函数的信号的振幅，该正弦函数的信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率。另外，第二信号是此第一角度检测信号与第二角度检测信号之和。由于这个原因，存在根据第一信号和第二信号之间的第一角度的相位差。因此，根据在相差计算单元中计算出的相位差获取第一角度的信息。

应当注意的是，在本发明的第三方面，相角数据产生单元可以具有信号产生单元，其用于产生具有根据输入的反馈控制信号的频率的信号，以及计数器，其具有用于划分在该信号产生单元中产生的信号的频率，以及该相角数据产生单元也可以输出作为第一数据或第二数据的计数器的计数。

另外，当由相角数据产生单元的数据表示的相角移动到形成一个周期的部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的锁相信号的瞬时值，相位检测单元可从多个权重系数中选择出权重系数，并将所选择的权重系数与来自信号处理单元的输入信号相乘。由于此，所以获得了来自信号处理单元的输入信号和锁相信号的乘法结果。

根据本发明的第四方面，提供一种角度检测信号处理装置，其用于基于分解器的检测输出获取第一角度信息，该检测输出包括第一角度检测信号和第二角度检测信号，该第一角度检测信号由第一激励信号的振幅构成，该第一激励信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率，该第二角度检测信号由第二激励信号的振幅构成，该第二激励信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率，所述装置包括：第一相角数据产生单元，信号处理单元，锁相单元和相差计算单元。

第一相角数据产生单元产生第一数据，该第一数据表示具有将要施加到该分解器上的第一频率的激励信号的相角。信号处理单元输出信号，该信号具有根据相对于由第一数据表示的相角的第一角度的相位差，并同时具有基于第一角度检测信号和第二角度检测信号的第一频率。锁相单元产生通过使相位锁定到该信号处理单元的输出信号上而获得的锁相信号，并输出表示该锁相信号的相角的第二数据。相差

计算单元计算由第一数据表示的相角和由第二数据表示的相角之间的差。

下面将解释本发明第四方面的操作模式。在第一相角数据产生单元中，产生第一数据，该第一数据表示将要施加到该分解器上的激励信号的相角。在信号处理单元中输出信号，该信号具有根据相对于由第一数据表示的相角的第一角度的相位差，并同时具有基于第一角度检测信号和第二角度检测信号的第一频率。在锁相单元中，产生通过使相位锁定到该信号处理单元的输出信号上而获得的锁相信号，并输出表示该锁相信号的相角的第二数据。然后，在相差计算单元中，计算出由第一数据表示的相角和由第二数据表示的相角之间的差。

由于此，所以由第一数据表示的激励信号的相角和从信号处理单元输出的信号的相角之间的差具有根据第一角度的值。另外，通过将相位锁定到信号处理单元的输出信号而获得的锁相信号的相角与从信号处理单元输出的信号的相角之间的差具有根据第一角度的值。因此，由第一数据表示的激励信号的相角与由第二数据表示的锁相信号的相角之间的差具有根据第一角度的值。即相差计算单元的计算结果的相差具有根据第一角度的值。

在锁相单元中，相位被锁定到具有第一频率的信号，因此，即使第一角度变为零频率的定值，锁相信号也受到控制，以便具有第一频率。由于这个原因，为了输出表示锁相信号的相角的第二数据，无需提供类似例如双极 VCO 的在零频率处振荡的装置。

另外，根据零交叉点的时间差得不到信号处理单元的输出信号和激励信号之间的相差，但是基于在第一相角数据产生单元和锁相单元连续 (time by time) 输出的第一和第二数据可得到二者的相位差，因此，实时获得第一角度的信息变为可能。另外，本系统与使用零交叉点的方法相比，可以抵抗外部的噪声。

根据本发明的第五方面，提供本发明的第四方面，其中第一激励信号和第二激励信号是带有第一频率的余弦函数的信号。信号处理单元输出由作为实部的该第一角度检测信号和作为虚部的该第二角度检测信号构成的复信号。锁相单元具有第二相角数据产生单元、复信号处理单元和反馈单元。第二相角数据产生单元产生数据，该数据根据输入反馈控制信号在一个周期中被重复，并以第二数据表示在该周期

内的相角。复信号处理单元根据在从信号处理单元输入的第一复信号与包括第一信号分量和第二信号分量的第二复信号相乘时获得的复信号的偏转角产生信号，该第一信号分量和第二信号分量具有根据在第二相角数据产生单元产生的第二数据的相角，并且彼此正交，以及具有以预定极性设置的频率。反馈单元产生用于反馈控制的反馈控制信号，以便偏转角根据在该复信号处理单元中产生的信号被收敛为定值。

下面将描述根据本发明第五方面的操作模式。锁相单元的第二复信号变为一个信号，该信号的获得是通过以与在所述本发明第二方面中第一和第二锁相单元相同的方式，锁定相对于在上述第一复信号的输入中包括的具有特定极性（与预定极性相反的极性）的频率的分量的相位。另一方面，第一复信号是由作为实部的第一角度检测信号和作为虚部的第二角度检测信号构成的复信号，该第一角度检测信号包含余弦函数信号的振幅，该余弦函数的信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率，该第二角度检测信号包含余弦函数的信号的振幅，该余弦函数的信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率。该复信号具有第一频率。其具有正极性的频率分量具有根据相对于激励信号的第一角度的相位差。另外，具有负极性的频率分量具有根据相对于激励信号的第一角度的相位差。由于这个原因，通过相对于在第一复信号中具有一个极性的频率分量锁定相位获得的第二复信号具有根据相对于激励信号的第一角度的相位差。因此，通过在相差计算单元处计算由第一数据表示的激励信号的相角与由第二数据表示的第二复信号的相角的差，根据该计算结果获得第一角度的信息成为可能。

根据本发明的第六方面，提供本发明的第四方面，其中该第一激励信号是具有该第一频率的余弦函数的信号，以及该第二激励信号是具有该第一频率的正弦函数的信号。信号处理单元输出该第一角度检测信号和该第二角度检测信号之和或之差至锁相单元。锁相单元具有第二相角数据产生单元、相位检测单元和反馈单元。第二相角数据产生单元产生数据，该数据根据输入的反馈控制信号在一个周期中被重复，并且以第二数据表示该周期中的相角。相位检测单元检测锁相信号与来自该信号处理单元的输入信号之间的相位差，该锁相信号具有

根据在该第二相角数据产生单元产生的第二数据的相角。反馈单元产生用于反馈控制的反馈控制信号，以便在该相位检测单元检测到的相位差被收敛为定值。

下面将解释第六方面的操作模式。在锁相单元中，反馈控制起作用，以便来自信号处理单元的输入信号和锁相信号之间的相位差收敛为定值。另外，锁相信号具有根据在第二相角数据产生单元产生的第二数据的相角。由于这个原因，第二数据变为根据从信号处理单元输入信号的相角的数据。另一方面，信号处理单元的输出信号是第一角度检测信号和第二角度检测信号的之和或之差，第一角度检测信号由余弦函数信号的振幅构成，该余弦函数信号具有由带有第一角度的余弦函数的信号所调制的第一频率，该第二角度检测信号由正弦函数信号的振幅构成，该正弦函数信号具有由带有第一角度的正弦函数的信号所调制的第一频率。两个信号之和与两个信号之差具有根据具有激励信号（第一激励信号和第二激励信号）的第一角度的相差。由于这个原因，存在根据由第一数据表示的激励信号的相角和由第二数据表示的信号处理单元的输出信号的相角之间的第一角度的相位差。因此，根据在相差计算单元计算出的相差可以获取第一角度的信息。

根据本发明，尽管其是不包括双极 VCO 等的简单结构，仍可实时获得高精度的角度。

附图说明

根据下面参照附图给出的优选实施例的描述，本发明的这些和其它目的及特征将变得更清楚，其中：

图 1 是示出根据本发明第一实施例的角度检测信号处理装置的结构例子的示意图；

图 2A 至 2C 是复信号产生单元的结构例子的示意图；

图 3A 和图 3B 是示出反馈单元结构的例子及其传输特性的例子的示意图；

图 4 是示出在复平面上表示的复信号的示意图；

图 5 是在复平面上将实信号表示为矢量的示意图；

图 6 是表示使用频率轴的复信号的矢量的示意图；

图 7A 和图 7B 是在复平面上通过矢量说明在时间 $t = 0$ 处正弦波信

号和余弦波信号的示意图;

图 8A 至 8C 是将角分解器的两个输出信号表示为复频率的矢量的示意图;

图 9 是用于解释矢量旋转 -90° 的操作的示意图;

图 10 是说明在第一实施例中由矢量执行的复信号处理的示意图;

图 11 是通过框说明由图 10 中示出的复信号处理的示意图;

图 12 是简化图 11 所示的框图中的信号流的示意图;

图 13A 和图 13B 是用于解释复信号相乘的示意图;

图 14 是示出根据本发明第二实施例的角度检测信号处理装置的结构例子的示意图;

图 15 是用于解释阶梯波相乘的示意图;

图 16 是用于解释阶梯波和基于其的正弦波之间关系的示意图;

图 17 是表示在图 16 中示出的阶梯波的四个值的频谱的例子示意图;

图 18 是示出正弦波乘法单元结构的例子示意图;

图 19A 至图 19D 是表示在有两个权重系数的情况下, 图 18 中示出的正弦波乘法单元中每个开关的控制的例子示意图;

图 20 是用于解释在一个时序中选择出的权重系数的切换和正弦波信号之间关系的示意图;

图 21 是示出在有两个权重系数的情况下乘法单元结构的例子示意图;

图 22A 至图 22D 是示出图 21 所示的乘法单元中每个开关的控制的例子示意图;

图 23 是表示锁相单元结构的例子示意图, 其中图 21 中所示的乘法单元用于复信号处理单元;

图 24A 至图 24C 是表示在矩形波用于锁相单元中相乘的情况下, 每个信号的频谱的例子示意图;

图 25 是表示根据本发明第三实施例的角度检测信号处理装置结构的例子示意图;

图 26 是表示根据本发明第四实施例的角度检测信号处理装置结构的例子示意图;

图 27 是表示根据本发明第五实施例的角度检测信号处理装置结构

的一个例子的示意图;

图 28 是表示根据本发明第五实施例的角度检测信号处理装置结构的另一个例子的示意图;

图 29 是表示单相双激励型分解器的结构的例子的示意图;

图 30 是表示双相双激励型分解器的结构的例子的示意图;

图 31 是表示用在双相双激励型分解器中的传统角度检测信号处理装置的结构例子的示意图;

图 32 是表示用在单相双激励型分解器中的传统角度检测信号处理装置的结构例子的示意图;

图 33 给出用于解释双极 VCO 的输入信号的示意图;

图 34 是表示图 31 示出的角度检测信号处理装置的每个部分中的信号波形的例子的示意图;

图 35 是用于解释正弦/余弦 ROM 和 D/A 转换器中所需分辨率的示意图; 以及

图 36 是表示吉尔伯特型乘法器电路结构的例子的示意图。

具体实施方式

下文将同时参照附图详细描述本发明的优选实施例。

第一实施例

图 1 是示出根据本发明第一实施例的角度检测信号处理装置结构的例子的示意图。根据第一实施例的角度检测信号处理装置接收由等式 (1) 和等式 (2) 表示的作为输入的角度检测信号, 其从单相激励双相输出型分解器中输出:

$$V_I = \cos \omega_o t \cdot \cos \theta(t)$$

$$V_Q = \cos \omega_o t \cdot \sin \theta(t)$$

并且获得角 $\theta(t)$ 的信息。应当注意的是, 在下面的描述中, 角度检测信号的振幅 V_o 将定义为“1”, 并将省略符号。

图 1 中示出的角度检测信号处理装置具有信号处理单元 400、第一锁相单元 PLL1、第二锁相单元 PLL2、以及相差计算单元 500。信号处理单元 400 是本发明信号处理单元的实施例。第一锁相单元 PLL1 是本发明第一锁相单元的实施例。第二锁相单元 PLL2 是本发明第二锁相单

元的实施例。相差计算单元 500 是本发明相差计算单元的实施例。

信号处理单元 400

信号处理单元 400 输出复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ ，其具有频率 ω_0 ，同时具有根据基于角度检测信号 V_I 和 V_Q 的角度 $\theta(t)$ 的相位差。应当注意的是，在本说明书中，通过在复信号的符号前插入下划线“-”区分复信号和实信号。

例如如图 1 中所示的信号处理单元 400 输出由作为实部的角度检测信号 V_I 和作为虚部的角度检测信号 V_Q 构成的复信号 $-V_{CP}$ ，以及由作为实部的角度检测信号 V_I 和作为虚部的通过反转角度检测信号 V_Q 的极性而获得的信号构成的复信号 $-V_{CN}$ 。如下文将详细解释的，复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ 具有正频率 (ω_0) 和负频率 ($-\omega_0$) 的分量。当比较彼此具有相同极性的分量时，其相位差变为角度 $2 \times \theta(t)$ 。

在信号处理单元 400 中包括的极性反转电路 401 是用于反转角度检测信号 V_Q 的极性的电路。

PLL1 和 PLL2

锁相单元 PLL1 产生复信号 $-V_{U0}$ ，其通过将相位锁定到 $-V_{CP}$ 获得，并且根据这个复信号 $-V_{U0}$ 的相角输出数据 PA1。锁相单元 PLL2 产生复信号 $-V_{L0}$ ，其通过将相位锁定到复信号 $-V_{CN}$ 获得，并且根据这个复信号 $-V_{L0}$ 的相角输出数据 PA2。

一般的锁相电路将相位锁定到实信号的相位，而锁相单元 PLL1 和 PLL2 将相位锁定到在输入复信号中包括的具有特定极性的频率分量的相位。即当输入复信号具有正和负频率分量时，例如产生将相位锁定到正频率分量的复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$ 。随后，输出所产生的复信号的相角数据 PA1 和 PA2。

下面将解释锁相单元 PLL1 和 PLL2 的详细构造。

在图 1 的例子中，锁相单元 PLL1 具有相角数据产生单元 300-1、复信号处理单元 100-1 和反馈单元 200-1。另外，锁相单元 PLL2 具有相角数据产生单元 300-2、复信号处理单元 100-2 和反馈单元 200-2。相角数据产生单元 300-1 和 300-2 是本发明相角数据产生单元的实施例。复信号处理单元 100-1 和 100-2 是本发明复信号处理单元的实施例。

例。反馈单元 200-1 和 200-2 是本发明反馈单元的实施例。

相位数据产生单元 300-1 产生数据,该数据根据从反馈单元 200-1 输入的反饋控制信号 Vf1 在一个周期中被重复,并且用上面解释的相角数据 PA1 表示该周期中的相角。

相角数据产生单元 300-1 具有例如信号产生单元 301 和计数器 302。信号产生单元 301 是本发明信号产生单元的实施例。计数器 302 是本发明计数器的实施例。

信号产生单元 301 是用于产生具有根据反饋控制信号 Vf1 的频率的信号的电路,并且由使用例如压控振荡器 (VCO) 的电路构成。

计数器 32 是用于划分在信号产生单元 301 中产生的信号频率的电路,并且输出具有预定位长 n 的计数。例如,它从“0”至“ $2^n - 1$ ”一个接一个地重复输出计数增量。计数器 302 以在先解释过的相角数据 PA1 输出该计数器 302 的计数。

相角数据产生单元 300-2 产生数据,该数据根据从反馈单元 200-2 输入的反饋控制信号 Vf2 在一个周期中被重复,并且用上面提到的相角数据 PA1 表示该周期中的相角。相角数据产生单元 300-2 也由使用例如上述的信号产生单元 301 和计数器 302 构成,并且以相角数据 PA2 输出计数器 302 的计数。

复信号处理单元 100-1 根据通过相乘从信号处理单元 400 输入的复信号 $-V_{cp}$ 和复信号 $-V_{u0}$ 而获得的复信号的偏转角产生信号 V_{uc} ,该复信号 $-V_{u0}$ 包括信号分量 V_{u0-i} 和 V_{u0-q} ,该信号分量 V_{u0-i} 和 V_{u0-q} 具有根据在相角数据产生单元 300-1 中产生的数据 PA1 的相角 $(\omega_0 t + \psi(t))$ 且彼此正交,以及具有以预定极性(例如负极性)设置的频率。作为根据此偏转角的 V_{uc} 的信号,例如它根据复信号 $-V_{cp}$ 和复信号 $-V_{u0}$ 复数相乘时获得的复信号的实部或虚部产生一个信号。

复信号处理单元 100-1 具有例如乘法单元 101 和 102、加法器单元 103 和复信号产生单元 107。乘法单元 101 是本发明第一计算单元的实施例。乘法单元 102 是本发明第二计算单元的实施例。加法器单元是本发明第三计算单元的实施例。复信号产生单元 107 是本发明复信号产生单元的实施例。

复信号产生单元 107 产生信号分量 V_{u0-i} 和 V_{u0-q} ,它们具有根据在相位数据产生单元 300-1 中产生的数据 PA1 的相角且彼此正交。设置

由信号分量 V_{u0-i} 作为实部且由信号分量 V_{u0-q} 作为虚部构成的复信号频率，以便具有预定的极性（例如负极性）。

复信号产生单元 107 通过利用具有例如正弦/余弦振幅数据作为一个表的 ROM 将相角数据转换为振幅数据，并且通过 D/A 转换器将其转换为模拟信号，由此产生信号分量 V_{u0-i} 和 V_{u0-q} 。

另外，复信号产生单元 107 可通过使用如图 2A 至 2C 所示的简单电路产生矩形信号分量 V_{u0-i} 和 V_{u0-q} ，它们具有 $1/4$ 周期的相位偏移。图 2A 至 2C 是示出复信号产生单元 107 结构的例子的示意图。复信号产生单元 107 可通过使用例如如图 2A 所示的异或 OR 逻辑电路 XOR 和放大器 A1 和 A2 来配置。异或 OR 逻辑电路 XOR 计算计数器 302 的计数的最高有效位 b_{MSB} 和较低有效位 b_{MSB-1} 的异或逻辑。放大器 A1 输出矩形信号，该矩形信号在位 b_{MSB} 为“1”时具有正极性，以及在位 b_{MSB} 为“0”时具有负极性，并且当正极性和负极性作为信号分量 V_{u0-q} 时具有相同的振幅。放大器 A2 输出信号 V_{u0-i} ，该信号 V_{u0-i} 在位 b_{MSB} 为“1”时具有正极性，以及在位 b_{MSB} 为“0”时具有负极性，并且当正极性和负极性时具有相同的振幅。根据这样的一种电路，如从图 2B 中所示的逻辑值的图形可看出的，可产生具有 $1/4$ 周期的相位偏移的矩形信号。

当使用这种矩形信号时，谐波分量被包括在乘法结果中，但是如在下文中将详细解释的，在角 $\theta(t)$ 相对较慢变化或是在锁相单元的频带很窄等等这些情况下，谐波分量可通过反馈单元 200-1 充分地衰减，因此，可获得所需的足够的精度。

应当注意的是，当观察到和利用下面的实施例中解释的伪正弦波的乘法相一致时，图 2A 示出的电路图对应于图 2C 中示出的最简单的二元伪正弦波乘法。在图 2C 的例子中，每个乘法单元 101 和 102 都具有转换电路 111 和极性反转电路 112。乘法单元 101 的转换电路 111 当位 b_{MSB-1} 为“1”时实际上输出角度检测信号 V_i ，而当位 b_{MSB-1} 为“0”时，其输出经过在极性反转电路 112 中对极性进行反转之后的角度检测信号 V_i 。乘法单元 102 的转换电路 111 当异或 OR 逻辑电路 XOR 的输出为“1”时，输出角度检测信号 V_q （或 $-V_q$ ），而当 XOR 的输出为“0”时，在极性反转电路 112 反转角度检测信号 V_i （或 $-V_q$ ）的极性并将其输出。

乘法单元 101 相乘在复信号产生单元 107 产生的信号分量 V_{u0-q} 和

复信号 $-V_{CP}$ 实部的角度检测信号 V_I 。乘法单元 101 可通过利用模拟乘法如吉尔伯特型乘法电路来构造，或者可以使用乘法型 D/A 转换器。可替换地，如图 2C 所示，也可被构造成通过利用转换电路和极性判断电路来转换极性。

乘法单元 102 相乘在复信号产生单元 107 产生的信号分量 V_{U0-I} 和复信号 $-V_{CP}$ 虚部的角度检测信号 V_Q 。乘法单元 102 可以与乘法单元 101 同样的方式通过模拟乘法器或乘法型 D/A 转换器构造而成，或可通过利用如图 2C 所示的转换电路和极性判断电路构造而成。

加法器单元 103 以上述信号 V_{UC} 输出乘法单元 101 和 102 的乘法结果之和。从加法器单元 103 输出的信号 V_{UC} 变为与复信号的虚部相一致的信号，当复数相乘复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{U0}$ 时获得该复信号。

应当注意的是，当输出复数相乘结果的实部时，也可使用计算乘法单元 101 和 102 乘法结果的差值并输出该值的结构。

复信号处理单元 100-2 根据在从信号处理单元 400 输入的复信号 $-V_{CN}$ 和复信号 $-V_{L0}$ 相乘时获得的复信号的偏转角产生信号 V_{LC} ，复信号 $-V_{L0}$ 包括信号分量 V_{L0-I} 和 $-V_{L0-Q}$ ，它们具有根据在相角数据产生单元 300-2 中产生的数据 PA2 的相角 $(\omega_0 t - \phi(t))$ 且彼此正交，以及具有以预定极性（例如负极性）设置的频率。作为依据该偏转角的信号 V_{LC} ，例如它根据当复数相乘复信号 $-V_{CN}$ 和 $-V_{L0}$ 时获得的复信号的实部或虚部而产生一个信号。复信号处理单元 100-2 可通过利用与上述相同的例如乘法单元 101 和 102、加法器单元 103 和复信号产生单元 107 构造而成。在这种情况下，它产生与当复数相乘复信号 $-V_{CN}$ 和 $-V_{L0}$ 时获得的复信号的虚部相一致的信号 V_{LC} 。

反馈单元 200-1 产生用于反馈控制的反馈控制信号 V_{f1} ，以便根据在复信号处理单元 100-1 中产生的信号 V_{U0} ，使作为复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{U0}$ 乘法结果而获得的复信号的偏转角被收敛为定值。

反馈单元 200-1 被构造为例如具有预定传输特性的滤波器电路，该滤波器电路放大在复信号处理单元 100-1 处产生的信号 V_{UC} 。

图 3A 是示出反馈单元 200-1 结构的例子的示意图，以及图 3B 是示出其传输特性的例子的示意图。图 3A 中示出的反馈单元 200-1 具有运算放大器 OP1、电阻 R1 和 R2、以及电容 C1 和 C2。运算放大器 OP1 在负输入端 (-) 和输出端之间并联连接电阻 R2 和电容器 C2 的串联电

路和电容 C1，正输入端 (+) 接地。反馈单元 200-1 的输入信号经由电阻 R1 输入到运算放大器的负输入端 (-)。反馈单元 200-1 的输出信号从运算放大器 OP1 的输出端输出。根据这种结构，如图 3B 所示的传输特性，频率越低，反馈单元 200-1 的增益越大。在直流的情况中，根据运算放大器 OP1 的开环增益，该增益变得非常大。

以这种方式，当反馈单元 200-1 的 DC 增益变得十分大时，在正常状态下，复信号处理单元 100-1 的输出信号 V_{uc} 必须变为零。在这种情况下，在输出信号 V_{uc} 为零时的状态中，复信号 $-V_{u0}$ 的相位被锁定到复信号 $-V_{cp}$ 。反馈单元 200-2 产生用于反馈控制的反馈控制信号 V_{f2} ，以便根据在复信号处理单元 100-2 中产生的信号 V_{lc} ，使作为复信号 $-V_{cp}$ 和 $-V_{l0}$ 乘法结果获得的复信号的偏转角被收敛为定值。反馈单元 200-2 也可由具有传输特性的滤波器电路构造而成，其中 DC 增益以与例如复信号处理单元 100-1 相同的方式变大。

相差计算单元 500

相差计算单元 500 基于从锁相单元 PLL1 和 PLL2 输出的相角数据 PA1 和 PA2 计算复信号 $-V_{u0}$ 和复信号 $-V_{l0}$ 之间的相位差。

复信号 $-V_{cp}$ 和 $-V_{cn}$ 具有根据角度 $\theta(t)$ 的相差 ($2 \times \theta(t)$)，如下文将要描述的，因此通过将相位锁定其上而获得的复信号 $-V_{u0}$ 和 $-V_{l0}$ 具有根据角 $\theta(t)$ 的相差 ($2 \times \theta(t)$)。由于这种原因，角 $\theta(t)$ 的信息可从作为相差计算单元 500 的计算结果而获得的相差来获取。

此处，将给出根据具有上述结构的第一实施例的角度检测信号处理装置的工作的解释。

首先，将给出通过信号处理单元 400、锁相单元 PLL1 和 PLL2 以及相差计算单元 500 的基本操作的解释。

信号处理单元 400 输出复信号 $-V_{cp}$ 和 $-V_{cn}$ ，其具有频率 ω_0 并且同时具有根据基于角度检测信号 V_i 和 V_0 的角 $\theta(t)$ 的相位差。锁相单元 PLL1 产生通过锁定相位至复信号 $-V_{cp}$ 上而获得的复信号 $-V_{u0}$ ，并根据该复信号 $-V_{u0}$ 的相角（在锁定时的 $\omega_0 t + \varphi(t) \doteq \omega_0 t + \theta(t)$ ）输出数据 PA1。锁相单元 PLL2 产生通过锁定相位至复信号 $-V_{cn}$ 上而获得的复信号 $-V_{l0}$ ，并根据该复信号 $-V_{l0}$ 的相角（在锁定时的 $\omega_0 t - \varphi(t) \doteq \omega$

$\theta(t)$ 输出数据 PA2。相差计算单元 500 基于数据 PA1 和 PA2 计算复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$ 之间的相差 ($2 \times \theta(t)$)。例如, 计算出计数器 302 计数的数据 PA1 和 PA2 之间的差值。

以这种方式, 在锁相单元 PLL1 和 PLL2 中, 相位被锁定到具有频率 ω_0 的信号上, 因此, 即使角 $\theta(t)$ 变为零频率的常数值, 复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$ 被控制为具有 ω_0 的频率。因此, 为了输出根据复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$ 相角的数据 PA1 和 PA2, 无需提供在零频率处振荡的装置, 像例如双极 VCO。此外, 复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ 之间的相差不能通过在零交叉点处的时间差获得, 但是可根据在锁相单元 PLL1 和 PLL2 处连续输出的数据 PA1 和 PA2 获得, 因此使实时获得角 $\theta(t)$ 的信息成为可能。另外, 该系统与使用零交叉点的方法相比变得对外部噪声有抵抗力。

接下来, 将给出在锁相单元 PLL1 和 PLL2 中的复信号的锁相操作 (复锁相操作) 的详细描述。

当解释复锁相操作时, 首先将解释实信号和复信号之间的关系。

复频率 ω_s 被定义如下:

$$e^{j\omega_s t} = \cos \omega_s t + j \sin \omega_s t \quad - (9)$$

复信号被限定在复平面上, 因此不能简单地表示为实信号, 但是通过将其分为实部 $\cos \omega_s t$ 和虚部 $\sin \omega_s t$, 其可被限定为一组两个信号。

图 4 是示出在复平面上表示的复信号的示意图。如图 4 所示, 复信号可被认为是在复平面上绕着原点以角速度 ω 旋转的矢量。复信号的实部变为余弦分量, 而虚部变为正弦分量。

在本说明书中, 与这种复信号相比较, 作为单个信号存在于现实中的普通信号被称为“实信号”。

下面, 当把它们作为复信号看待时, 将考虑正弦波和余弦波的实信号如何被表达为复信号。实信号的余弦波和正弦波可通过下述等式表达:

$$\cos \omega_s t = (e^{j\omega_s t} + e^{-j\omega_s t}) / 2 \quad - (10)$$

$$\sin \omega_s t = (e^{j\omega_s t} - e^{-j\omega_s t}) / 2j \quad - (11)$$

的两个复信号之和。

在图 4 的复平面上，正频率是以逆时针转动的矢量，而负频率被限定为以顺时针方向转动的矢量。当基于这个定义说明等式 (10) 和等式 (11) 的关系时，它们类似于图 5 所示出的矢量。实信号 $2\cos \omega st$ 是具有正频率的复信号 $e^{j\omega st}$ 和具有负频率的复信号 $e^{-j\omega st}$ 之和。当将这个信号在复平面上画出来时，如图 5 的左边的示意图所示，其可表达为以彼此相反的方向转动的两个矢量之和。两个矢量在时间 $t = 0$ 处在实轴上重合，然后即使当随着时间流逝转动时，通常也变得总是关于实轴线性对称。由于这个原因，当合并两个矢量时，虚部总是被抵消并变为零，而只保留实部。

以这种方式，实信号 $2\sin \omega st$ 是具有正频率的复信号 $-je^{j\omega st}$ 和具有负频率的复信号 $je^{-j\omega st}$ 之和。如图 5 右边的示意图所示，其总是关于实轴线性对称，所以当合并两个矢量时，虚部也总是被抵消并变为零，而只保留实部。

为了以静态矢量表达此，使用图 6 中示出的坐标系。在图 6 的坐标系中， x 轴垂直于 z 轴和 y 轴形成的复平面， x 轴表示角频率或是复信号的频率， z 轴表示虚部，以及 y 轴表示实部。图 7A 和图 7B 是说明在复平面上 ($z-y$ 平面) 以矢量表示的在时间 $t = 0$ 处的正弦波信号和余弦波信号的示意图。应当注意的是，当时间 $t = 0$ 时，所有的相位都被认为是零。图 7A 示出了余弦波信号 $\cos \omega st$ 的矢量，且图 7B 示出了正弦波信号 $\sin \omega st$ 的矢量。

以这种方式，无论实信号是什么，当以复信号看待时，其都包括具有正和负对称频率的两个复信号。这些矢量随着时间的流逝彼此以相反的方向转动。虚部总是彼此被抵消，所以在二者之和的实信号中没有虚部。

上述完成了对实信号和复信号之间关系的解释。

锁相单元 PLL1 和 PLL2 处理作为复信号的输入信号，产生复信号，其中各相位被锁定到该复信号的正频率分量或负频率分量上，并根据其相角获得数据 PA1 和 PA2。

在相角数据产生单元 300-1 中产生的数据 PA1 是根据反馈控制信号 Vf1 在一个周期中重复的数据，并且表明该周期中的相角。例如，计数器 302 的计数根据反馈控制信号 Vf1 在该周期中重复从“0”到“2”

的改变。由于这个原因，具有根据数据 PA1 的相角的两个正交信号分量 V_{u0-i} 和 V_{u0-q} ，都具有根据反馈控制信号 Vf1 的频率。即复信号 $-V_{u0}$ 是这样一种复信号，其具有根据反馈控制信号 Vf1 的幅度的频率，并且具有以预定极性设置的极性。

复信号处理单元 100-1 根据在复信号 $-V_{cp}$ 和复信号 $-V_{u0}$ 相乘时获得的复信号的偏转角产生信号 V_{uc} 。设置复信号 $-V_{cp}$ 具有正频率且复信号 $-V_{u0}$ 具有负频率，如下面等式所示：

$$\underline{V_{cp}} = V_a \cdot e^{j(\omega_0 t + \theta(t))} \quad (12)$$

$$\underline{V_{cp}} \cdot \underline{V_{u0}} = V_a \cdot e^{j(\theta(t) - \phi(t))} \quad (14)$$

当它们相乘时，它们变为如下述等式所示：

等式 (14) 中示出的复信号的偏转角为 “ $\theta(t) - \phi(t)$ ”。反馈单元 200-1 产生反馈控制信号 Vf1，以便该偏转角接近定值（例如零）。例如，设置复信号处理单元 100-1 输出以信号 V_{uc} 的等式 (14)： $\sin(\theta(t) - \phi(t))$ 中所示的复信号的虚部。在这种情况下，当反馈单元 200-1 的 DC 增益十分大时，如图 3B 所示，反馈控制持续地起作用，以便下述等式成立：

$$V_{uc} = \sin(\theta(t) - \phi(t)) \approx 0$$

由于这个原因，复信号 $-V_{cp}$ 和 $-V_{u0}$ 的相位被锁定，以使角 $\theta(t)$ 和 $\phi(t)$ 变得基本上相等。

即在相乘复信号 $-V_{cp}$ 和 $-V_{u0}$ 时获得的复信号的偏转角变得等于通过相加复信号 $-V_{cp}$ 的偏转角 ($\omega_0 t + \theta(t)$) 和复信号 $-V_{u0}$ 的偏转角 ($\omega_0 t + \phi(t)$) 获得的偏转角 $\theta(t) - \phi(t)$ 。复信号处理单元 100-1 根据通过相加获得的偏转角 ($\theta(t) - \phi(t)$) 产生信号 V_{uc} 。然后，反馈单元 200-1 产生用于反馈控制的反馈控制信号 Vf1，以使相加的偏转角根据在复信号处理单元 100-1 产生的信号 V_{uc} 收敛为定值（例如零）。结果，复信号 $-V_{u0}$ 的相位被锁定到复信号 $-V_{cp}$ 的相位上。

变为定值的偏转角对应于及时被稳定的偏转角，并且频率变为零。因此，为了使相加的偏转角收敛为定值，复信号 $-V_{cp}$ 和 $-V_{u0}$ 必须具有彼此幅度相等的频率，并且具有正负相反的极性。

例如，如等式 (13) 中所示，当复信号 $-V_{u0}$ 具有负频率时，复信号

$-V_{U0}$ 的频率受到控制, 以使该负频率抵消复信号 $-V_{CP}$ 的正频率。当复信号 $-V_{U0}$ 具有正频率时, 复信号 $-V_{U0}$ 的频率受到控制, 以使该正频率抵消复信号 $-V_{CP}$ 的负频率。与此相反, 当复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{U0}$ 具有相同极性的频率时, 上述的相加偏转角总是具有频率并且不能被收敛为定值。由于这个原因, 在这种情况下, 反馈控制不起作用, 并且复信号 $-V_{U0}$ 的相位不跟随复信号 $-V_{CP}$ 。

设置复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{U0}$ 都具有正频率。

$$\underline{V_{CP}} = V_A \cdot e^{j(\omega_0 t + \theta(t))} \quad - (15)$$

$$\underline{V_{U0}} = e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))} \quad - (16)$$

当它们相乘时, 它们变为下面的等式:

$$\underline{V_{CP}} \cdot \underline{V_{U0}} = V_A \cdot e^{j(2\omega_0 t + \theta(t) + \varphi(t))} \quad - (17)$$

在这种情况下, 诸如角频率 $2\omega_0$ 之类的频率在复信号的偏转角中作为乘法结果保留。这不能被收敛为定值。由于这个原因, 复信号 $-V_{U0}$ 的相位不能被锁定到复信号 $-V_{CP}$ 上。

因此, 锁相单元 PLL1 和 PLL2 产生复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$, 其通过使相位锁定到只在作为输入的复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ 中包括的其频率具有特定极性 (例如正极性) 的分量上获得。

上述完成了在锁相单元 PLL1 和 PLL2 中复锁相操作的解释。

通过该复锁相工作, 锁相单元 PLL1 和 PLL2 产生复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$, 其通过使相位锁定到复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ 中具有预定极性的频率分量 (例如正频率分量) 上获得。然后, 它们输出复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$ 的相角数据 PA1 和 PA2。相差计算单元 500 基于相角数据 PA1 和 PA2 计算复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$ 之间的相位差, 并且从计算的结果中获取关于在复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ 中具有预定极性的频率分量之间的相位差的信息。

因此, 接下来, 将解释在这些复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ 中具有预定极性的频率分量具有根据角 $\theta(t)$ 的相位差的原因。

具有简单结构的单相激励双相输出型分解器的输出信号 V_I 和 V_Q 由下述等式给出:

$$V_I = \cos \omega_0 t \cdot \cos \theta(t) = 1/2 \{ \cos(\omega_0 t + \theta(t)) + \cos(\omega_0 t - \theta(t)) \}$$

- (18)

$$V_Q = \cos \omega_0 t \cdot \sin \theta(t) = 1/2 \{ \sin(\omega_0 t + \theta(t)) - \sin(\omega_0 t - \theta(t)) \}$$

- (19)

如前面所解释的, 根据这些信号, 如等式 (5) 和 (6) 中所示的信号形成是某种类型的 R-D (分解器-数字) 转换信号处理电路的任务。

图 8A 至 8C 以复频率的矢量表示分解器的输出信号 V_I 和 V_Q 。图 8A 至 8C 中的 “P” 和 “N” 表示频率 ω_0 的极性和角 θ 的极性之间的关系。即角 $\theta(t)$ 以正频率 ω_0 在逆时针方向中转动的矢量被定义为正信号矢量 ($\omega_0 t + \theta(t)$), 而角 $\theta(t)$ 在顺时针方向中转动的矢量被定义为负信号矢量 ($\omega_0 t - \theta(t)$)。这些用符号 “P” 和 “N” 表示。另外, 角 $\theta(t)$ 以负频率 $-\omega_0$ 在顺时针方向中转动的矢量被定义为正信号矢量 ($-\omega_0 t - \theta(t)$), 而角 $\theta(t)$ 在逆时针方向中转动的矢量被定义为负信号矢量 ($-\omega_0 t + \theta(t)$)。这些用符号 “P” 和 “N” 表示。换言之, 频率 ω_0 和角 θ 的极性相等的矢量被表示为 “P”, 而频率 ω_0 和角 θ 的极性不同的矢量被表示为负矢量 “N”。

如图 8A 和图 8B 所示, 分解器的输出信号 V_I 和 V_Q 本身不能被分离, 因为正信号矢量和负信号矢量以同一频率混合存在。

因此, 返回到双相激励双相输出, “ $\sin \omega_0 t \times \sin \theta(t)$ ” 的矢量可被表示在图 8C 中。前面已解释过, 该信号可通过计算 “ $\cos \omega_0 t \times \cos \theta(t)$ ” 的和数和差值被容易地转换为 “ $\cos(\omega_0 t + \theta(t))$ ” 和 “ $\cos(\omega_0 t - \theta(t))$ ”。此处, 当比较图 8B 的 “ $\cos \omega_0 t \times \sin \theta(t)$ ” 和图 8C 的带有正频率符号的 “ $\sin \omega_0 t \times \sin \theta(t)$ ” 时, 可以看出, 这可通过在顺时针方向使 “ $\cos \omega_0 t \times \sin \theta(t)$ ” 旋转 90° 即 -90° 转换为 “ $\sin \omega_0 t \times \sin \theta(t)$ ”。

为了旋转矢量 -90° , 实施如图 9 所示的操作。即实部应被作为负虚部, 而虚部应被作为实部。

从上面的考虑中, 通过图 9 的操作, “ $\cos \omega_0 t \times \sin \theta(t)$ ” 被旋转 -90° , 并且通过旋转获得的信号加上和减去 “ $\cos \omega_0 t \times \cos \theta(t)$ ”。图 10 通过矢量说明了上述计算的情况。查看图 10 最下方步骤的计算结果, 通过加法和减法获得在两个复信号中具有相同频率的

分量, 该分量具有 $2 \times \theta'$ 的相位差。

然而, 在图 10 中示出计算结果的复信号中有以正和负频率相反旋转的矢量。因此, 仅当通过上述锁相操作提取正频率的信号分量时, 可获得与等式 (5) 和 (6) 中的值相等的信号。

图 11 示出了如示意图所解释的信号处理。此处, 分解器的输出信号 V_I 和 V_Q 被作为复信号处理。信号 V_I 和 V_Q 本身是实信号, 因此虚部为零。接下来, 为了旋转信号 $V_Q - 90^\circ$, 实部和虚部彼此置换, 并且虚部是反相的。当作为复信号使它们加/减时, 获得了图 10 中示出的减法输出信号 $-V_{CP}$ 和加法输出信号 $-V_{CN}$ 。

在图 11 中, 由粗线表示的路径是分解器输出信号所沿着的路径。然而, 由细线表示的路径是原始信号的虚部。信号并不实际存在。因此, 当消除该路径时, 图 11 的信号处理可被简化, 如图 12 所示。

由等式表达图 12 的信号处理时, 可变为如下等式。

$$\begin{aligned}
 \underline{V_{CP}} &= V_I + j \cdot V_Q \\
 &= 1/4 \{ e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t} \} \{ e^{j\theta(t)} + e^{-j\theta(t)} \} \\
 &\quad + j (1/4) \{ e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t} \} \{ -j \cdot e^{j\theta(t)} + j \cdot e^{-j\theta(t)} \} \\
 &= (1/2) e^{j\theta(t)} \{ e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t} \} = 1/2 \{ e^{j(\omega_0 t + \theta(t))} + e^{-j(\omega_0 t - \theta(t))} \}
 \end{aligned}
 \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{V_{CN}} &= V_I - j \cdot V_Q \\
 &= 1/4 \{ e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t} \} \{ e^{j\theta(t)} + e^{-j\theta(t)} \} \\
 &\quad - j (1/4) \{ e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t} \} \{ -j \cdot e^{j\theta(t)} + j \cdot e^{-j\theta(t)} \} \\
 &= (1/2) e^{-j\theta(t)} \{ e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t} \} = 1/2 \{ e^{j(\omega_0 t - \theta(t))} + e^{-j(\omega_0 t + \theta(t))} \}
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

如从等式 (20) 和 (21) 中所见到的, 在正和负极性的情况下, 具有相同极性的频率分量之间的相位差都变为 “ $2 \times \theta(t)$ ”。复信号 $-V_{CP}$ 和 $-V_{CN}$ 的具有相同极性的频率分量如何具有相位差 “ $2 \times \theta(t)$ ”

已经在上面解释过了。

接下来,将通过公式解释复信号处理单元 100-1 和 100-2 的输出信号 V_{Uc} 和 V_{Lc} 如何变为根据角 $\theta(t)$ 和角 $\varphi(t)$ 的差的信号。

当通过假定复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{L0}$ 都具有负频率 ω_0 时,复信号 $-V_{U0}$ 和 $-V_{Cp}$ 以及复信号 $-V_{L0}$ 和 $-V_{Cn}$ 被复数相乘,它们变为如下面等式所示的:

$$\begin{aligned}\underline{V_{Cp}} \cdot \underline{V_{U0}} &= (V_I + j \cdot V_Q) \cdot j \cdot e^{-j(\omega_0 t + \varphi(t))} \\ &= j/2 \{ e^{j(\omega_0 t + \theta(t))} + e^{-j(\omega_0 t - \theta(t))} \} \cdot e^{-j(\omega_0 t + \varphi(t))} \\ &= j/2 \{ e^{j(\theta(t) - \varphi(t))} + e^{-j(2\omega_0 t - \theta(t) + \varphi(t))} \} \quad (22)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\underline{V_{Cn}} \cdot \underline{V_{L0}} &= (V_I - j \cdot V_Q) \cdot j \cdot e^{-j(\omega_0 t - \varphi(t))} \\ &= j/2 \{ e^{j(\omega_0 t - \theta(t))} + e^{-j(\omega_0 t + \theta(t))} \} \cdot e^{-j(\omega_0 t - \varphi(t))} \\ &= j/2 \{ e^{j(-\theta(t) + \varphi(t))} + e^{-j(2\omega_0 t + \theta(t) - \varphi(t))} \} \quad (23)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\underline{C} = \underline{C_I} + j \cdot \underline{C_Q} &= \underline{A} \cdot \underline{B} = (A_I + j \cdot A_Q) (B_I + j \cdot B_Q) \\ &= A_I \cdot B_I - A_Q \cdot B_Q + j \cdot (A_I \cdot B_Q + A_Q \cdot B_I) \quad (24)\end{aligned}$$

另一方面,复数的相乘如下所示:

当通过示意图表示等式 (24) 的计算时,它变为如图 13A 所示。在这些复数相乘结果中,实际需要的信号是输入到相角数据产生单元 300-1 和 300-2 的实信号。由于这个原因,复信号处理单元 100-1 和 100-2 可具有图 13 的结构,其仅提取图 13A 中的虚部的计算部分。即根据图 13B,可提供两个乘法单元(101, 102)和一个加法器单元(103)。

复信号 $-V_{U0}$ 的实部 V_{U0-I} 和虚部 V_{U0-Q} , 以及复信号 $-V_{L0}$ 的实部 V_{L0-I} 和虚部 V_{L0-Q} 如下面等式中所示:

$$\text{通过这些等式表示的信号与由等式 (3) 和 (4) 表示的角度检} \\ V_{U0-I} = \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (25)$$

$$V_{U0-Q} = -\sin(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (26)$$

$$V_{L0-I} = \cos(\omega_0 t - \varphi(t)) \quad (27)$$

$$V_{L0-Q} = -\sin(\omega_0 t - \varphi(t)) \quad (28)$$

测信号 V_I 和 V_Q 一起施加到图 1 所示的电路上完成计算时,复信号处理

单元 100-1 和 100-2 的输出信号 V_{uc} 和 V_{lc} 如下述等式中所示:

$$\begin{aligned}
 V_{uc} &= V_I \cdot V_{uo-q} + V_Q \cdot V_{uo-i} \\
 &= -\cos \omega_o t \cdot \cos \theta(t) \cdot \sin(\omega_o t + \varphi(t)) \\
 &\quad + \cos \omega_o t \cdot \sin \theta(t) \cdot \cos(\omega_o t + \varphi(t)) \\
 &= (1/2) \{ \sin(\theta(t) - \varphi(t)) - \sin(2\omega_o t - \theta(t) + \varphi(t)) \} \quad (29)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{lc} &= V_I \cdot V_{lo-q} - V_Q \cdot V_{lo-i} \\
 &= -\cos \omega_o t \cdot \cos \theta(t) \cdot \sin(\omega_o t - \varphi(t)) \\
 &\quad - \cos \omega_o t \cdot \sin \theta(t) \cdot \cos(\omega_o t - \varphi(t)) \\
 &= (1/2) \{ \sin(-\theta(t) + \varphi(t)) - \sin(2\omega_o t + \theta(t) - \varphi(t)) \} \quad (30)
 \end{aligned}$$

等式 (29) 和 (30) 可信地表示出等式 (22) 和 (23) 的虚部。可以看出, 获得了反映角 $\theta(t)$ 和 $\phi(t)$ 的信号。等式 (29) 和 (30) 的第二项是频率 $2\omega_o$ 的高频分量, 并且通过反馈单元 200-1 的滤波函数衰减。由于这个原因, 第一项的两个分量 $\sin(\theta(t) - \phi(t))$ 都变为反馈控制信号 $Vf1$ 和 $Vf2$, 并且反馈控制信号起作用, 以便“ $\theta(t) \equiv \phi(t)$ ”不变。

如上所述, 根据本实施例的角度检测信号处理装置, 锁相单元 PLL1 和 PLL2 锁定相位, 以使跟随的不是角 $\theta(t)$ 而是具有频率 $\omega_o t$ 的偏移的相角 $\omega_o t \pm \theta(t)$ 以用于检测。由于这个原因, 如果激励频率 $\omega_o t$ 相对于角 $\theta(t)$ 的频率设置得足够高, 则在锁相单元 PLL1 和 PLL2 中, 实施锁相操作的相角 $\omega_o t \pm \theta(t)$ 不变为零。当作为频率看待时, 机器的旋转极低。例如, 500Hz 实际上变为高达 30,000 rpm 的转速。因此, 当将频率 ω_o 转换为频率并将其设置在例如几个 kHz 或更大时, 通常这种问题不会发生。

通常, 在具有简单结构的单相激励双相输出型分解器中, 通过构造锁相环获得角 $\theta(t)$, 该锁相环不跟随的不是相角 $\omega_o t \pm \theta(t)$ 而是角 $\theta(t)$ 以用于检测。在这种情况下, 角 $\theta(t)$ 在正和负方向中改变或是停止, 并变为 DC 值。由于这个原因, 安装在锁相环中的 VCO 必须是双极型, 其能够表示 DC 值中的正和负值。另外, 计数器还必须具有递增/递减计数器的作用。

因此,根据本实施例,可除去结构复杂、电路尺寸大并且能耗高的构造,例如双极 VCO 或递增/递减型计数器。

另外,在本实施例中,锁相单元 PLL1 和 PLL2 执行锁相操作,以便跟随相角 $\omega_0 t \pm \theta(t)$, 该相角具有相对于用于检测的角 $\theta(t)$ 的频率 $\omega_0 t$ 的偏移。由于这个原因,即使分解器是稳定的,该锁定单元 PLL1 和 PLL2 仍会以频率 $\omega_0 t$ 连续转动,因此即使对于幅度没有分辨率也可获得相角的高分辨率。

通常,来自 VCO 的相位输出 $\phi(t)$ 跟随角 $\theta(t)$, 因此输入到乘法器中的余弦信号 $\cos \phi(t)$ 和正弦信号 $\sin \phi(t)$ 需要具有高分辨率。例如,为了获得 12 位的角分辨率,至少需要用于余弦信号 $\cos \phi(t)$ 和正弦信号 $\sin \phi(t)$ 的 11 位分辨率。从跟随具有高角度分辨率的相位的事实可直观地明白,当分解器停止以及余弦信号 $\cos \phi(t)$ 和正弦信号 $\sin \phi(t)$ 变为定值(DC)时,除非 DC 信号,否则不可能具有高分辨率。以这种方式,通常需要输出正确的余弦信号 $\cos \phi(t)$ 和正弦信号 $\sin \phi(t)$, 因此具有用于存储数据的大容量的 ROM、具有高分辨率的 D/A 转换器、具有小偏移的乘法型 D/A 转换器等被认为是必须的。

因此,根据本实施例,可除去结构复杂、电路尺寸大并且能耗高的构造,例如具有大容量的 ROM、D/A 转换器、具有高分辨率的乘法型 D/A 转换器等。

以这种方式,根据本实施例,不需要复杂的数字功能,例如波形数据 ROM、递增/递减计数器以及诸如乘法型 D/A 转换器和双极 VCO 之类的特殊功能电路,并且可用简单的系统获得具有高性能的角度检测信号处理装置。由于此,有可能用少量的硬件构造极简单的分解器的角度检测信号处理装置,并可实现大大降低能耗,以及降低成本。另外,通过硬件的简化,可提高可靠性。

另外,在本实施例中,消除了锁相单元中使相位锁定到严格是正弦波的输入信号上的必要性。在极端情况中,也可以是图 2 中所示的矩形波。在矩形波的情况中,包括有三阶谐波,因此这并不适于高速检测或是随着时间流逝高速改变的角的检测,但优点在于电路结构可被大大简化。

另外,如果在锁相单元中锁定相位到例如是阶梯波或是极限情况

中的矩形波的输入信号上，它也是可能的。因此，如将在后面的实施例中解释的，利用模拟乘法器电路类型不是乘法模拟信号而是通过开关切换极性和权重系数也变得可能。由于此，由于上述的模拟乘法器电路，所以显著地放松精度的限制变得可能。

另外，通常为了获得相角 $\omega_0 t \pm \theta(t)$ 的信号，利用具有复杂结构的双相激励双相输出型分解器或是在单相激励单相输出型分解器中执行复杂的信号处理是必须的，但是根据本实施例，通过非常简单的硬件构造，通过利用复信号的锁相操作可从单相激励双相输出型分解器的输出信号中获取相角 $\omega_0 t \pm \theta(t)$ 的信息，该复信号是将相位仅锁定到具有特定极性的频率分量上的信号。

另外，根据本实施例的方法，可基于每个时刻更新的相角 $\omega_0 t \pm \theta(t)$ 的数据 PA1 和 PA2 获得角 $\theta(t)$ 的信息，因此实时进行角度检测变得可能，并且同时，与根据零交叉点的时间差获得相位差的方法相比，可大大提高抵抗外部噪声的能力。

第二实施例

接下来，将给出本发明第二实施例的解释。图 14 是表示根据本发明第二实施例的角度检测信号处理装置结构的例子的示意图。

作为在前面实施例中解释的本发明的一个重要特征，其可被解释为，信号具有在锁相单元中锁定到输入信号的相位，即与输入信号相乘的信号的振幅信息，该信号并不严格地限定必须是正弦波。例如，示出了一个例子，其中示于图 2 中的复信号产生单元 107 接收矩形波作为输入。另外，当更大地降低谐波时，例如也可使用如图 15 中示出的阶梯波。设置了图 16 中示出的四值阶梯波，以使振幅以信号周期的 $1/8$ 周期阶梯式改变，并变为相等于通过在改变的同时采样正弦波的信号值以及通过原始保持来保持所获得的值。

图 17 示出了图 16 中所示的阶梯波的频谱。此信号等于通过在 8 倍周期中采样正弦波所获得的信号，因此，8 倍正弦波频率 f 成为采样频率，并且 4 倍变为尼奎斯特频率。因此，频谱也位于频率 $8f$ 附近的频率 $7f$ 和 $9f$ 。通过采样产生的基频 f 和频率 $7f$ 之间没有任何信号。由于与通过原始保持同样的效果，7 阶谐波 ($7f$) 和 9 阶谐波 ($9f$) 相对于基波衰减 17.1dB 和 19.3dB。在这个例子中，该阶梯波具有四个

值。另外，例如当它具有 8 个值时，最低的谐波变为 15 阶。在这种情况下，它等同于 16 倍采样。如将在下文解释的，一般地，即使在许多情况中通过四值阶梯波也可获得足够高的精度。在下面的描述中，具有这种阶梯波形的信号将被称为“伪正弦波”。

根据本实施例的角度检测处理装置在锁相单元中利用上述的伪正弦波相乘。

在图 14 中示出的角度检测信号处理装置中，在图 1 所示的角度检测信号处理装置的复信号处理单元 100-1 和 100-2 由以下将解释的复信号处理单元 100A-1 和 100A-2 代替。其余的结构相同。另外，复信号处理单元 100A-1 和 100A-2 具有相同的结构，因此在下面的描述中仅解释复信号处理单元 100A-1。

复信号处理单元 100A-1 具有正弦波乘法单元 104、余弦波乘法单元 105 和加法器单元 106。在正弦波乘法单元 104 和余弦波乘法单元 105 中系数相乘的基波彼此正交。例如，在正弦波乘法单元 104 中系数相乘的基波与计数器数据 PA1 的正弦波相一致，而在余弦波乘法单元 105 中系数相乘的基波与计数器数据 PA1 的余弦波相一致。

应该注意的是，正弦波乘法单元 104 是本发明第四计算单元的实施例。余弦波乘法单元 105 是本发明第五计算单元的实施例。加法器单元 106 是本发明第六计算单元的实施例。

加法器单元 106 相加下文解释的正弦波乘法单元 104 的乘法结果和余弦波乘法单元 105 的乘法结果以产生信号 V_{uc} 。

当由相角数据产生单元的数据 PA1 表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时，正弦波乘法单元 104 根据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的信号分量 V_{u0-q} 的瞬时值，从多个预设的权重系数中选择出权重系数，并将其与复信号 V_{cp} 的实部（角度检测信号 V_r ）相乘。当伪正弦波被相乘时，例如基于在相角数据产生单元 300-1 产生的数据 PA1，根据信号分量 V_{u0-q} 的每个 $1/k$ （ k 表示正数 4 的整数倍，这同样也适用于下面的描述）周期的瞬时值的权重系数针对每个 $1/k$ 周期被切换，并且与复信号 V_{cp} 的实部（ V_r ）相乘。另外，当矩形波被相乘时，例如基于在相角产生单元 300-1 产生的数据 PA1，根据信号分量 V_{u0-q} 的每个半周期的峰值的权重系数针对每个半周期被切换，并且与复信号 V_{cp} 的实部（ V_r ）相乘。

当由相角数据产生单元的数据 PA1 表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时, 余弦波乘法单元 105 根据在运动终点的角度范围之中的预定相角处的信号分量 V_{u0-i} 的瞬时值从预先设定的多个权重系数中选择出权重系数, 并将其与复信号 V_{cp} 的虚部(角度检测信号 V_0)相乘。当伪正弦波被相乘时, 例如基于在相角数据产生单元 300-1 产生的数据 PA1, 根据信号分量 V_{u0-i} 的每个 $1/k$ 周期瞬时值的权重系数针对每个 $1/k$ 周期被切换, 并且与复信号 V_{cp} 的虚部 (V_0) 相乘。另外, 当矩形波被相乘时, 例如基于在相角产生单元 300-1 产生的数据 PA1, 根据信号分量 V_{u0-i} 的每个半周期的峰值的权重系数针对每个半周期被切换, 并且与复信号 V_{cp} 的虚部 (V_0) 相乘。

图 18 是示出正弦波乘法单元 104 构造的例子的示意图。示于图 18 中的正弦波乘法单元 104 具有乘法单元 MP1 和控制单元 CNT1。该乘法单元 MP1 具有 n 个系数乘法器电路 M1 至 M_n 、 n 个系数选择开关 SW1 至 SW_n 、极性选择开关 SW_p 、以及极性反转电路 INV。

系数乘法器电路 M1, ..., M_n 将权重系数 a_1 , ..., a_n 与复信号 V_{cp} 的实部 V_i 相乘。

系数选择开关 SW1, ..., SW_n 具有连接到系数乘法器电路 M1, ..., M_n 的输出的末端, 并具有连接到节点 N1 上的其它末端。

极性反转电路 INV 反转系数乘法器电路 M1, ..., M_n 输出到节点 N1 上的乘法结果。

极性选择开关 SW_p 选择连接到系数选择开关 SW1, ..., SW_n 上的节点 N1 或连接到极性反转电路 INV 的输出上的节点 N2 之一, 并且将其连接到输出节点 N3。正弦波乘法单元 104 的乘法结果 S104 从输出节点 N3 输出。

控制单元 CNT1 控制系数选择开关 SW1 至 SW_n 和 SW_p , 以使当由相角数据产生单元的数据 PA1 表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时, 依据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的信号分量 V_{u0-0} 瞬时值, 从多个预设的权重系数中选择出权重系数。

例如, 系数选择开关 SW1 至 SW_n 和 SW_p 受到控制, 以便通过利用数据 CB1, 对于信号分量 V_{u0-0} 的每个 $1/k$ 周期, 根据瞬时值的权重系

数针对每个 $1/k$ 周期被切换, 该数据 CB1 具有来自相角数据产生单元 300-1 产生的数据 PA1 中最高有效位的预定数目的位。

图 18 是正弦波乘法单元 104 结构的例子, 但也可能对余弦波乘法单元 105 给出与此相同的结构。

应当注意的是, 对于相对于将被相乘的分量信号 V_{U0-I} 和 V_{U0-Q} 的一个周期的每个 $1/k$ 周期, 很好地实现了通过上述的正弦波乘法单元 104 和余弦波乘法单元 105 切换权重系数。由于此, 在保持 $1/4$ 周期处信号分量 V_{U0-I} 和信号分量 V_{U0-Q} 的相位差同时, 在正弦波乘法单元 104 和余弦波乘法单元 105 中使用具有相同权重系数的乘法器电路成为可能。

图 19 是表示在利用两个系数乘法器电路 M1 和 M2 构成乘法单元 MP1 的情况下, 系数选择开关 SW1 和 SW2 以及极性选择开关 Swp 的控制方法的例子的示意图。在这种情况下, 权重系数具有四个值: $+a1$, $-a1$, $+a2$ 和 $-a2$ 。另外, 表示权重系数的时序中转换的波形 $m0(t)$ 成为通过如图 20 所示的在正弦状态下对信号分量 (V_{U0} , V_{L0}) 采样获得的波形。选择乘法器电路的权重系数, 以使在例如如图 20 所示的权重系数被切换的时间点上, 其变为与信号分量 (V_{U0} , V_{L0}) 的采样值相等。

当权重系数的数目为 2 个时, 对乘法单元给出如图 21 所示的十分简单的结构是可能的。

图 21 是示出当有 2 个权重系数时, 乘法器单元 MP1A 结构的例子的示意图。示于图 21 中的乘法单元 MP1A 具有电阻 $R1$, ..., $R6$, 系数选择开关 SW3 和 SW4, 极性选择开关 SW5, ..., SW8, 以及运算放大器 AMP1。

在输入端 $Tin+$ 和 $Tin-$ 之间, 以差分信号输入复信号 $-V_{CP}$ 的实部 V_I 。

输入端 $Tin+$ 经由电阻 $R1$ 和 $R3$ 的串联电路连接到极性选择开关 SW5 和 SW7 的第一端。极性选择开关 SW5 的另一端连接到运算放大器 AMP1 的负侧输入端 $IN-$, 并且极性选择开关 SW7 的另一端连接到运算放大器 AMP1 的正侧输入端 $IN+$ 。

输入端 $Tin-$ 经由电阻 $R2$ 和 $R4$ 的串联电路连接到极性选择开关 SW6 和 SW8 的第一端。极性选择开关 SW6 的另一端连接到运算放大器 AMP1 的正侧输入端 $IN+$, 并且极性选择开关 SW8 的另一端连接到运算

放大器 AMP1 的负侧输入端 IN-。

系数选择开关 SW3 与电阻 R3 并联，并且系数选择开关与电阻 R4 并联。

运算放大器 AMP1 的正侧输出端连接到输出端 Tout+，并且同时经由电阻 R5 连接到正侧输入端 IN+。运算放大器 AMP1 的负侧输出端连接到输出端 Tout-，并且同时经由电阻 R6 连接到负侧输入端 IN-。

电阻 R1 至 R6 的电阻值例如如下设置。

电阻 R1, R2 ... 42.29k Ω

电阻 R3, R4 ... 62.15k Ω ; 以及

电阻 R5, R6 ... 40k Ω 。

根据图 21 示出的乘法单元 MP1A，当系数选择开关 SW3 和 SW4 接通时，系数值 a1 变得等于 $R5/R1$ 。此外，当系数选择开关 SW3 和 SW4 接通时，系数值 a2 变得等于 $R5/(R1+R3)$ 。

另外，当极性选择开关 SW7 和 SW8 切断，并且极性选择开关 SW5 和 SW6 接通时，乘法单元 MP1A 的权重系数的极性设置为正。即输出信号 S104 得到与实部 V_i 相同的极性。

相反地，当极性选择开关 SW7 和 SW8 接通，并且极性选择开关 SW5 和 SW6 切断时，乘法单元 MP1A 的权重系数的极性设置为负。即输出信号 S104 得到与实部 V_i 相反的极性。根据上述的操作中，完成了开关 S3 至 S8 的控制，例如如图 22 所示。

图 23 示出了在图 21 所示的乘法单元用于复信号处理单元 100A-1 的情况下锁相单元 PLL1A 构造的例子。

在图 23 的例子中，正弦波乘法单元 104 具有乘法单元 MP1A 和控制单元 CNT1A，并且余弦波乘法单元 105 具有乘法单元 MP2A 和控制单元 CNT2A。乘法单元 MP2A 具有与图 21 所示的乘法单元 MP1A 相同的结构。控制单元 CNT1A 和 CNT2A 通过例如如图 22 所示的开关控制实现实部 V_i 和信号分量 V_{u0-q} 的相乘，或是虚部 V_q 和信号分量 V_{u0-i} 的相乘。

在图 23 的例子中，加法器单元具有两个加法器电路 1061 和 1062，并且使乘法单元 MP1A 的差分输出信号 S104 和乘法单元 MP2A 的差分输出信号 S105 相加。即加法器电路 1061 使乘法单元 MP1A 和 MP2A 的正侧输出信号彼此相加，并且输出与信号 V_{uc} 的正侧信号相同的信号。加法器电路 1062 使乘法单元 MP1A 和 MP2A 的负侧输出信号彼此相加，并

且输出与信号 V_{oc} 的负侧信号相同的信号。

如上所述, 根据本实施例, 通过利用使用伪正弦波的权重系数乘法器电路, 其具有检测精度可以极高的优点。即可根据例如电阻值的比确定权重系数, 因此如果布置得较好, 则有可能获得约 0.1% 的精度。

另外, 在本实施例中, 可通过如同例如图 21 中示出的电路, 即除了运算放大器基本上是无源器件来构造使用伪正弦波的权重系数放大器电路, 因此与传统电路相比, 其优点在于可显著地使偏移电压更小。在图 21 的电路中, 运算放大器 AMP1 产生偏移电压。当信号电平为 2V 且偏移电压约为 0.2mV 时, 信号-偏移电压比变为 80dB。这种偏移小于在图 36 的吉尔伯特型表示的传统模拟乘法器电路中的偏移 2 至 3 个量级。为了实现 0.2mV 的运算放大器的偏移, 需要相当细致的电路设计和布置, 但即使该偏移有少许恶化, 对于 12 位分辨率也没有问题。

因为在锁相单元中, 锁相操作不是跟随角 $\theta(t)$ 而是跟随具有频率 ω_0 的偏移的相角 $\omega_0 \pm \theta(t)$ 而完成的, 所以在本实施例中, 利用伪正弦波相乘是可能的。当跟随角 $\theta(t)$ 完成锁相操作时, 由于量化失真不能完成正常的操作。当轴固定不动时, 角 $\theta(t)$ 是 DC 信号, 因此, 量化失真, 即谐波失真被叠加到 DC 信号上, 另外, 当角 $\theta(t)$ 缓慢移动时, 其频率分量十分低, 因此谐波进入到锁相环路的频带, 并且仍施加不利的影响。不言自明的是, 当考虑到如果产生余弦信号 $\cos \phi(t)$ 和正弦信号 $\sin \phi(t)$ 的 D/A 转换器的分辨率为 2 至 3 位时, 图 32 示出的传统装置根本不起作用。

在本实施例中, 锁相单元仅以频率 ω_0 的偏移操作, 因此, 在任何操作条件下, 仅是高频处的谐波在锁相环的频带之外, 所以, 对环路不再有不利的影响。例如, 在具有四值阶梯波形的伪正弦波中, 最低的谐波变为 7 阶。因此, 在几乎所有情况下都无需考虑谐波的任何影响。

此处, 将简单地考虑在矩形波用作伪正弦波的极端例子时伪正弦波变成什么。当乘以矩形波时, 例如如图 2C 所示, 可只通过将输入的模拟信号的极性简单反转的函数实现乘法器电路。当仅注意通过将分解器的角度检测信号视为复频率处的复信号产生的等式 (20) 和 (21) 中示出的复信号 $-V_{cp}$ 和 $-V_{cn}$ 中的复信号 $-V_{cp}$ 的频率分量时, 如图 24A 所

示, “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ” 和 “ $\omega_0 t - \theta(t)$ ” 存在于正侧和负侧。在此图中, 并没有注意到相位。仅是表示出了频率。

在复信号处理单元 100 中, 其目的是通过使图 24(A) 中的 “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ” 和图 24(B) 中的 “ $-(\omega_0 t + \theta(t))$ ” 相乘在 DC 中获得 “ $\theta(t) - \phi(t)$ ” (不变的 $\phi(t) \equiv \theta(t)$)。同时, 复信号 $-V_{CP}$ 的 “ $-(\omega_0 t - \theta(t))$ ” 移动到 “ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + \phi(t))$ ”。

此处, 当矩形波用于图 24B 中的复信号 $-V_{V0}$ 时, 存在关于 “ $-(\omega_0 t + \phi(t))$ ” 的 3 阶谐波 “ $-3(\omega_0 t + \phi(t))$ ”。当该分量与复信号 $-V_{CP}$ 的分量 “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ” 相乘时, 其被转换为 “ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + 3\phi(t))$ ”。“ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + 3\phi(t))$ ” 和 “ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + \phi(t))$ ” 变为几乎相同的频率, 并且不能被区分。

频率 $2\omega_0$ 不总是远远高于锁相单元的频带。因此, 存在一种可能, 即这些信号对锁相单元具有一定的影响。不论复信号 $-V_{V0}$ 的 3 阶谐波的存在/不存在, “ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + \phi(t))$ ” 都存在, 但是 $\theta(t) \equiv \phi(t)$ 保持不变。因此, 正常值为 $2\omega_0 t$, 并且不管角 $\theta(t)$ 而对两个锁相单元 (PLL1, PLL2) 给出相同的波动。因此, 当在相差计算单元 500 中获得计数器的计数差时, 它们通过以相同的相位模式彼此被抵消。

与此相反, “ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + 3\phi(t))$ ” 取决于角 $\theta(t)$, 所以对两个锁相单元 (PLL1, PLL2) 不给出相同的波动。因此该分量的影响变为噪声并对检测精度施加不利的影响。由于 “ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + 3\phi(t))$ ” 的检测精度恶化在锁相频带的外面变得相当大, 所以在大多数情况下, 没有致命的影响。

然而, 在需要较高分辨率的情况, 锁相单元的频带扩展得尽可能多的情况, 角 $\theta(t)$ 的频率变得十分高的情况, 即需要预想机器轴以极高速度旋转的情况, 以及其它的情况, 有时 “ $-(2\omega_0 t - \theta(t) + 3\phi(t))$ ” 本身移动到相当低的频率。因此, 预想这些情况, 理想的是乘以上述四值的伪正弦波。在四值伪正弦波中, 最低谐波为 7 阶, 因此基本上无需上述考虑。另一方面, 在不必需高分辨率的情况以及锁相环路的频带很窄时的情况, 利用矩形波的乘法器电路也是可能的。在这种情况下, 电路可被大大的简化。

第三实施例

接下来将给出本发明第三实施例的解释。图 25 是表示根据本发明的第三实施例的角度检测信号处理装置的结构例子的示意图。根据第三实施例的角度检测信号处理装置接收从双相激励双相输出型分解器输出的等式 (3) 和等式 (4) 中示出的角度检测信号:

$$V_I = \cos \omega_0 t \cdot \cos \theta(t)$$

$$V_Q = \sin \omega_0 t \cdot \sin \theta(t)$$

作为输入以获取角 $\theta(t)$ 的信息。

示于图 25 中的角度检测信号处理装置具有信号处理单元 400B、锁相单元 PLL1B 和 PLL2B、以及相差计算单元 500。

信号处理单元 400B

信号处理单元 400B 以信号 V_P 输出角度检测信号 V_I 和 V_Q 的差至锁相单元 PLL1B, 与此同时, 以信号 V_N 输出角度检测信号 V_I 和 V_Q 的和至锁相单元 PLL2B。例如, 如图 25 所示, 信号处理单元 400B 具有减法器单元 402 和加法器单元 403。减法器单元 402 从角检测信号 V_I 减去 V_Q , 并以信号 V_P 输出结果。加法器单元相加角度检测信号 V_I 和 V_Q , 并以信号 V_N 输出结果。

PLL1 B 和 PLL2B

锁相单元 PLL1B 产生将相位锁定到从信号处理单元 400B 输出的信号 V_P 上的锁相信号 V_{U0} , 并且输出根据该锁相信号 V_{U0} 的相角的数据 PA1。锁相单元 PLL2B 产生将相位锁定到从信号处理单元 400B 输出的信号 V_N 上的锁相信号 V_{L0} , 并且输出根据该锁相信号 V_{L0} 的相角的数据 PA2。

下文将解释锁相单元 PLL1 和 PLL2 的详细结构。

在图 25 的例子中, 锁相单元 PLL1B 具有相角数据产生单元 300-1、相位检测单元 600-1 和反馈单元 200-1。锁相单元 PLL2B 具有相角数据产生单元 300-2、相位检测单元 600-2 和反馈单元 200-2。应当注意的是, 示于图 1 和图 25 中的角度检测信号处理装置的相同的符号表示相同的组件, 所以将省略其解释。另外, 相位检测单元 600-1 和 600-2 是本发明的相位检测单元的实施例。

相位检测单元 600-1 检测锁相信号 V_{u0} 与来自信号处理单元 400B 的输入信号 V_p 的相位差, 锁相信号 V_{u0} 具有根据在相角数据产生单元 300-1 中产生的数据 PA1 的相角。

相位检测单元 600-1 具有锁相信号产生单元 601 和乘法单元 602, 如例如图 25 中所示。

锁相信号产生单元 601 基于相角的数据 PA1 将例如计数器 302 的计数的最高有效位信号转换为具有正和负相等振幅的矩形信号, 并以锁相信号 V_{u0} 将其输出。当使用这种矩形信号时, 谐波分量被包括在乘法结果中, 但是如参照图 24 所解释的, 当角 $\theta(t)$ 相对较慢地改变时或是当锁相单元的频率很窄时, 通过反馈单元 200-1 谐波分量可被充分衰减, 因此可获得很好的精度。

另外, 锁相信号产生单元 601 可通过将相角数据转换为振幅数据产生信号分量 V_{u0-i} 和 V_{u0-q} , 这种转换是利用以表格带有正弦/余弦振幅数据的 ROM 并通过 D/A 转换器将其转换为模拟信号实现的。

乘法单元 602 使在锁相信号产生单元 601 产生的信号分量 V_{u0} 和从信号处理单元 400 输入的信号 V_p 彼此相乘, 并输出根据这些信号的相位差的信号 V_{uc} 。乘法单元 602 可通过利用诸如吉尔伯特电路的模拟乘法器或者利用乘法型 D/A 转换器构造而成。可替换地, 如图 2C 所示, 可使用通过利用开关电路和极性判断电路来转换极性以及将其输出的结构。

相位检测单元 600-2 检测锁相信号 V_{L0} 与来自信号处理单元 400B 的输入信号 V_n 的相位差, 锁相信号 V_{L0} 具有根据在相角数据产生单元 300-2 中产生的数据 PA2 的相角。相位检测单元 600-2 也可通过利用与上述相同的锁相信号产生单元 601 和乘法单元 602 构成, 并产生根据锁相信号 V_{L0} 和信号 V_n 的相位差的信号 V_{Lc} 。

在此将给出图 25 所示的具有上述结构的角检测信号处理装置的操作。

首先, 由下面的等式给出双相激励双相型分解器角检测信号 V_i 和 V_q :

$$V_I = \cos \omega_o t \cdot \cos \theta_{(t)} = 1/2 \{ \cos (\omega_o t + \theta_{(t)}) + \cos (\omega_o t - \theta_{(t)}) \}$$

- (31)

$$V_Q = \sin \omega_o t \cdot \sin \theta_{(t)} = 1/2 \{ -\cos (\omega_o t + \theta_{(t)}) + \cos (\omega_o t - \theta_{(t)}) \}$$

- (32)

这些信号通过信号处理单元 400B 的减法/加法被转换为下述等式中示出的信号 V_P 和 V_N :

$$V_P = V_I - V_Q = \cos (\omega_o t + \theta_{(t)})$$

- (33)

$$V_N = V_I + V_Q = \cos (\omega_o t - \theta_{(t)})$$

- (34)

信号 V_P 和 V_N 被输入到上述的锁相单元 PLL1B 和 PLL2B. 通过下述等式给出在锁相信号产生单元 601 产生的锁相信号 V_{U0} 和 V_{L0} :

$$V_{U0} = -\sin (\omega_o t + \phi_{(t)})$$

- (35)

$$V_{L0} = -\sin (\omega_o t - \phi_{(t)})$$

- (36)

锁相单元 PLL1B 和 PLL2B 的乘法单元 602 使信号 V_P 和 V_{U0} 相乘, 以及使信号 V_N 和 V_{L0} 相乘, 从而产生下述等式中示出的信号 V_{UC} 和 V_{LC} :

$$\begin{aligned} V_{UC} &= -\cos (\omega_o t + \theta_{(t)}) \cdot \sin (\omega_o t + \phi_{(t)}) \\ &= (1/2) \{ \sin (\theta_{(t)} - \phi_{(t)}) - \sin (2\omega_o t + \theta_{(t)} + \phi_{(t)}) \} \\ &\Rightarrow (1/2) \sin (\theta_{(t)} - \phi_{(t)}) \end{aligned}$$

- (37)

$$\begin{aligned} V_{LC} &= -\cos (\omega_o t - \theta_{(t)}) \cdot \sin (\omega_o t - \phi_{(t)}) \\ &= (1/2) \{ \sin (-\theta_{(t)} + \phi_{(t)}) - \sin (2\omega_o t - \theta_{(t)} - \phi_{(t)}) \} \\ &\Rightarrow (1/2) \sin (-\theta_{(t)} + \phi_{(t)}) \end{aligned}$$

- (38)

结果, 这两个锁相单元 PLL1B 和 PLL2B 进行操作, 以便角 $\phi(t)$ 跟随角 $\theta(t)$ 。同时, 在相角数据产生单元 300-1 和 300-2 输出具有相角的数据 PA1 和 PA2, 并且其对应于相角 “ $\omega_o t + \phi(t)$ ” 和 “ $\omega_o t - \phi(t)$ ”。由于这个原因, 通过获得例如基于相角的数据 PA1 和 PA2 的二者之差, 获得所求的角 $\theta(t)$ 的信息。

$$(\omega_0 t + \varphi(t)) - (\omega_0 t - \varphi(t)) = 2\varphi(t) = 2\theta(t) \quad \cdots (39)$$

例如，当计数器 302 由 n 位构成时，通过求取它们的差（和）获得的数据 D_{out} 变为 $n+1$ 位。当为了获得角 $\theta(t)$ 以 2 相除时，二进制数据应移动 1 位。

如上所述，根据本发明的角度检测信号处理装置，在锁相单元 PLL1B 中反馈控制起作用，以使来自信号处理单元 400B 的输入信号 V_r 和锁相信号 V_{u0} 的相为差收敛为定值。以相同的方式，在锁相单元 PLL2B 中反馈控制起作用，以使来自信号处理单元 400B 的输入信号 V_n 和锁相信号 V_{l0} 的相位差收敛为定值。由于这个原因，锁相信号 V_{u0} 和 V_{l0} 之间的相位差具有根据在信号 V_r 和 V_n 之间的相位差的值。另外，锁相信号 V_{u0} 具有根据相角的数据 PA1 的相角，并且锁相信号 V_{l0} 具有根据相角的数据 PA2 的相角。因此，可基于相角的数据 PA1 和 PA2 计算锁相信号 V_{u0} 和 V_{l0} 之间的相位差。因此，相差计算单元 500 基于相角的数据 PA1 和 PA2 计算信号 V_r 和 V_n 之间的相位差。另一方面，信号 V_r 和 V_n 之间的相位差是如等式 (33) 和 (34) 中示出的角 $2 \times \theta(t)$ 的相位差。因此，可根据在相差计算单元 500 计算出的相位差获得角 $\theta(t)$ 的信息。

另外，在本实施例中，锁相单元 PLL1B 和 PLL2B 执行锁相操作，以便跟随相角 “ $\omega_0 t \pm \theta(t)$ ”，该相角具有相对于用于检测的角 $\theta(t)$ 的频率 $\omega_0 t$ 的偏移。由于这个原因，即使角 $\theta(t)$ 变为频率为零的常数，锁相信号 V_{u0} 和 V_{l0} 也受到控制，以具有频率 ω_0 。这时，为了执行锁相操作，无需提供在频率为零处振荡的装置，像比如双极 VCO。另外，完成锁相操作以便跟随相角 “ $\omega_0 t \pm \theta(t)$ ”，因此即使当不存在对振幅的分辨率时，仍可获得相角的高分辨率。这时，有可能使具有大容量的 ROM、具有高分辨率的 D/A 转换器和乘法型 D/A 转换器的结构成为不必要。

另外，对于振幅不再需要高分辨率，因此以矩形波形成例如锁相信号 V_{u0} 和 V_{l0} 也是可能的，所以可进一步简化结构。

另外，不同于图 31 示出的零交叉点处的时间差测量，基于在锁相单元 PLL1B 和 PLL2B 关于每个时刻输出的数据 PA1 和 PA2 获得信号 V_r 和 V_n 的相位差，因此可实时获得角 $\theta(t)$ 的信息。另外，与利用零交叉点的方法相比，可获得对外部噪声的抵抗力。

第四实施例

接下来,将给出本发明第四实施例的解释。

图 26 是示出根据本发明的第四实施例的角度检测信号处理装置的结构例子的示意图。

在图 26 中示出的角度检测信号处理装置中,图 25 中示出的角度检测装置中相位检测单元 600-1 和 600-2 被正弦波乘法单元 700-1 和 700-2 代替。两个实施例中其余的结构相同。正弦波乘法单元 700-1 和 700-2 是本发明相位检测单元的实施例。

另外,正弦波乘法单元 700-1 和 700-2 是利用伪正弦波的乘法器电路,其具有与前述的正弦波乘法单元 104 相同的结构。即当由相角数据产生单元 300-1 的数据 PA1 表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时,正弦波乘法单元 700-1 依据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的锁相信号 V_{U0} 瞬时值,从多个权重系数中选择出权重系数,并将该选择的权重系数与来自信号处理单元 400B 的输入信号 V_P 相乘。另外,当由相角数据产生单元 300-2 的数据 PA2 表示的相角移动到形成一个周期一部分的多个角度范围之中的另一个角度范围时,正弦波乘法单元 700-2 依据在移动终点的角度范围之中的预定相角处的锁相信号 V_{L0} 瞬时值,从多个权重系数中选择出权重系数,并将该选择的权重系数与来自信号处理单元 400B 的输入信号 V_N 相乘。

根据上述结构,利用伪正弦波的乘法器电路用于相乘输入信号 V_P 和 V_N 与在锁相单元的锁相信号 V_{U0} 和 V_{L0} ,因此,与使用模拟乘法器的情况相比,可使得检测精度极其高。

另外,在本实施例中,利用伪正弦波的权重系数的乘法器电路可通过类似例如图 21 中示出的电路,即除了运算放大器之外基本上都是无源器件的结构来构造,因此与传统情况相比,其优点在于可显著地使偏移电压更小。

除了这一点,还具有与图 25 示出的角度检测信号处理装置如前所述的相同效果。

第五实施例

接下来将给出本发明第五实施例的解释。图 27 是表示根据本发明第五实施例的角度检测信号处理装置的结构的事例的示意图。

在上述的各实施例中，基本上都使用了两个锁相单元，并且基于跟随具有相对于角 $\theta(t)$ 的频率偏移的相角 “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ” 和 “ $\omega_0 t - \theta(t)$ ” 的数据 PA1 和 PA2 而获取角 $\theta(t)$ 的信息。另一方面，施加到分解器上的激励信号具有相角 “ $\omega_0 t$ ”，并且相位差相对于相角 “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ” 和 “ $\omega_0 t - \theta(t)$ ” 变为 “ $\theta(t)$ ”。因此，在本实施例中，通过参考施加到分解器上的激励的相角而获取角 $\theta(t)$ 的信息。

在图 27 所示的角度检测信号处理装置中，除去了在图 14 中示出的角度检测信号处理装置中的锁相单元 PLL2A，信号处理单元 400 改变为信号处理单元 400A，并且还另外提供了相角数据产生单元 800。

相角数据产生单元 800 产生数据 PA3，其表示施加到分解器上的频率 ω_0 的激励信号 $VE (=V_{E0} \cdot \cos \omega_0 t)$ 的相角 “ $\omega_0 t$ ”。

相角数据产生单元 800 具有振荡器 801 和计数器 802，如例如图 27 中所示。振荡器 801 以关于频率 ω_0 的频率 $2^n \cdot \omega_0$ 振荡。输出具有 n 位长的计数的计数器 802，在频率上划分从振荡器 801 输出的具有 $2^n \cdot \omega_0$ 频率的信号，并产生频率 ω_0 的信号。计数器 802 的计数被输出为激励信号的相角的数据 PA3。

激励单元 900 基于具有在计数器 802 被划分的频率 ω_0 的信号，输出将被施加到单相双激励型分解器上的激励信号 V_E 。

信号处理单元 400A 基于角度检测信号 V_i 和 V_q 输出具有相差的频率 ω_0 的复信号，该相差是依据相对于由数据 PA3 表示的激励信号 V_E 相角的角 $\theta(t)$ 的。例如，如图 27 所示，输出由作为实部的角度检测信号 V_i 和作为虚部的角度检测信号 V_q 构成的复信号 $-V_{CP}$ 。

如等式 20 中所示，在复信号 $-V_{CP}$ 中包括的带有正频率的信号分量的相角为 “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ”，以及带有负频率的信号分量的相角为 “ $\omega_0 t - \theta(t)$ ”。这两个相角具有相对于激励信号 V_E 相角 “ $\omega_0 t$ ” 的角 $\theta(t)$ 的相位差。

根据前述解释的复锁相操作，锁相单元 PLL1A 只锁定振荡信号的相位至在复信号 $-V_{CP}$ 中包括的带有特定极性的频率分量上，因此，由数据 PA1 表示的相角具有相对于激励信号 V_E 相角 “ $\omega_0 t$ ” 的角 $\theta(t)$ 的

相位差。

因此，在相差计算单元 500，通过计算由数据 PA1 表示的相角和由数据 PA3 表示的激励信号 V_E 的相角之间的相位差获得角 $\theta(t)$ 的信息。

接下来将给出通过参考激励信号的相角而获取角 $\theta(t)$ 信息的另一个实施例的解释。

图 28 示出根据本发明第五实施例的角度检测信号处理装置的一个例子的示意图。

在图 28 示出的角度检测信号处理装置中，除去了图 26 中示出的角度检测信号处理装置中的锁相单元 PLL2C，将信号处理单元 400B 改变为信号处理单元 400C，并且另外提供了前述的相角数据产生单元 800。

信号处理单元 400C 基于角度检测信号 V_I 和 V_Q 输出具有相位差的频率 ω_0 的复信号，该相位差是依据相对于由数据 PA3 表示的激励信号 V_E 相角的角 $\theta(t)$ 的。例如，如图 28 所示，输出从角度检测信号 V_I 减去 V_Q 获得的信号 V_P 。

激励单元 910 基于具有在计数器 802 被划分的频率 ω_0 的信号，输出将被施加到双相双激励型分解器上的激励信号 V_{EI} 和 V_{EQ} 。

如等式 (33) 中所示，信号 V_P 的相角 “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ” 具有相对于激励信号 (V_{EI} , V_{EQ}) 的相角 “ $\omega_0 t$ ” 的角 $\theta(t)$ 的相位差。锁相单元 PLL1C 锁定振荡信号的相位至信号 V_P 的相角 “ $\omega_0 t + \theta(t)$ ”，因此由数据 PA1 表示的相角具有相对于激励信号 (V_{EI} , V_{EQ}) 的相角 “ $\omega_0 t$ ” 的角 $\theta(t)$ 的相差。因此，在相差计算单元 500 中，通过计算由数据 PA1 表示的相角和由数据 PA3 表示的激励信号 (V_{EI} , V_{EQ}) 的相角之间相位差获得角 $\theta(t)$ 的信息。

如上所述，根据本实施例，通过参考将被施加到分解器上的激励信号的相位，可减少锁相单元的个数，因此与前述的实施例相比可进一步简化结构。

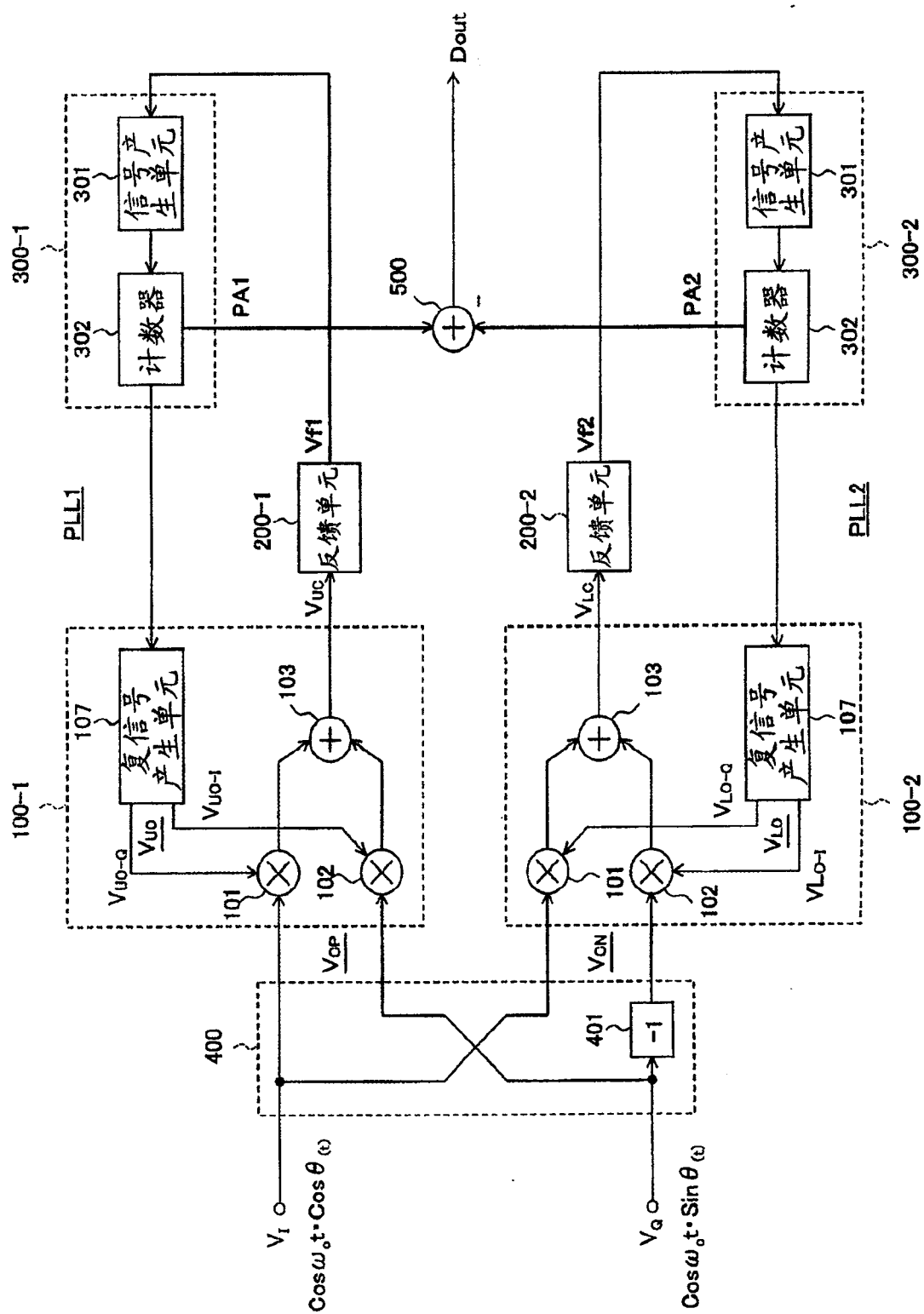
应当注意的是，在本实施例中，当分解器中激励输入和检测输出之间存在相位转变时，这种转换的相位的总量变为将被检测到的角度数据的偏移。由于这个原因，在本实施例中，优选使用较好处处理相位的分解器来构成。如果发生稳定的恒定误差，通过校正角度数据以便消除，可有效地抑制检测精度的降低。另外，在相位的偏移不成为问

题的应用领域中，例如重点在于捕获相位变化的领域中，本实施例是有用的。

上述已经解释了本发明的一些实施例，但是本发明并不仅限于这些方面，还包括多种变形。

例如，从分解器输出的角检测信号 V_i 和 V_o 也可以是模拟信号。也可输入通过在 A/D 转换器将它们转换为数字信号获得的信号。在后面的情况中，本发明的锁相单元也可由数字电路构成。根据计算机程序执行本发明的处理也是可能的。

本领域的技术人员应当理解，在所附的权利要求或其等效范围内，可根据设计需要和其它因素产生多种修改、组合、子组合以及变更。



一
四

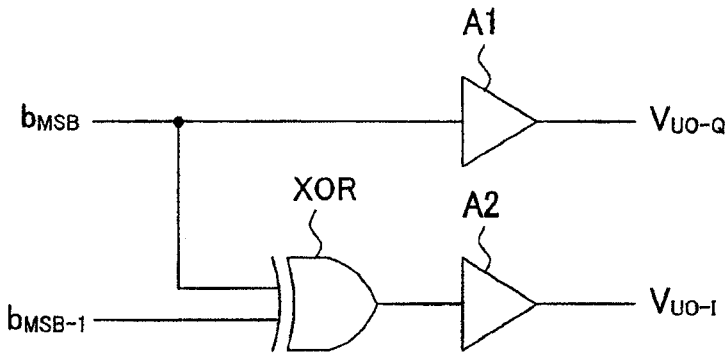


图 2A

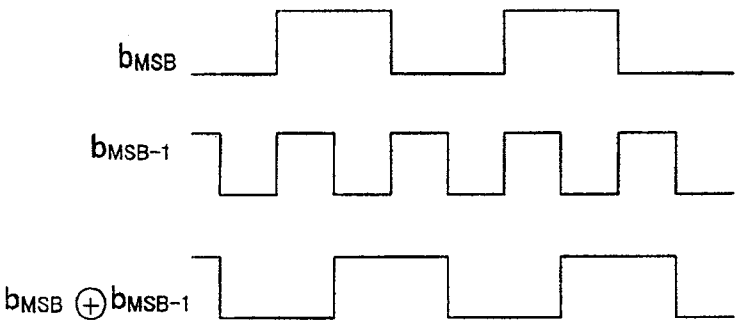


图 2B

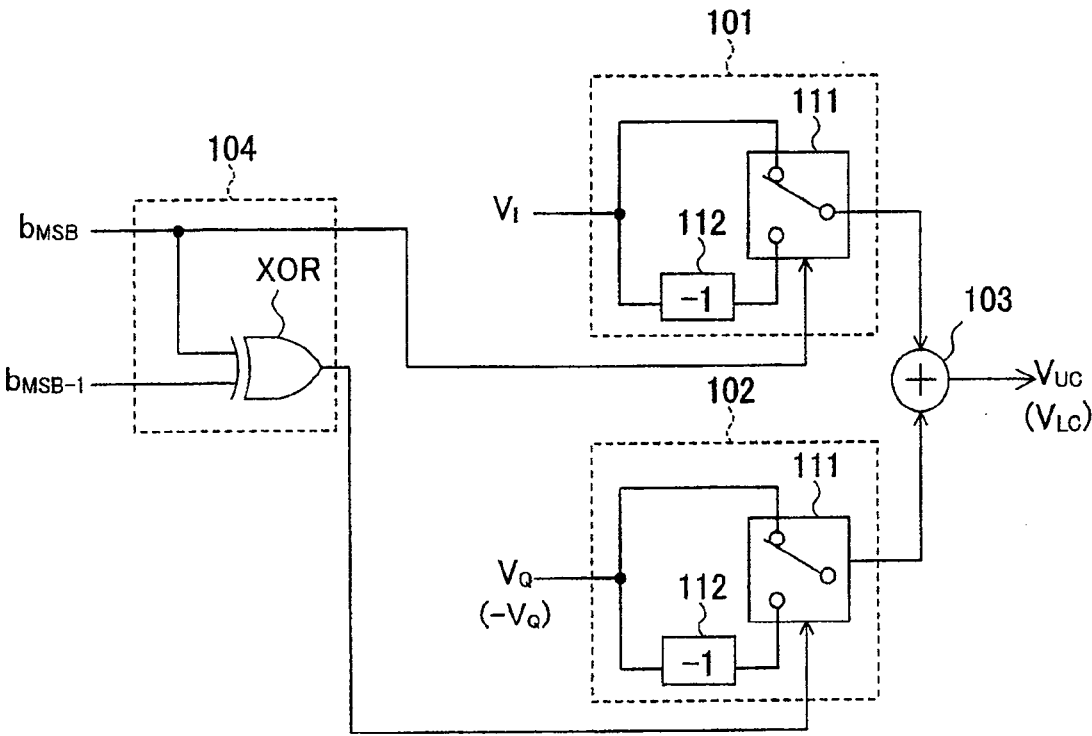


图 2C

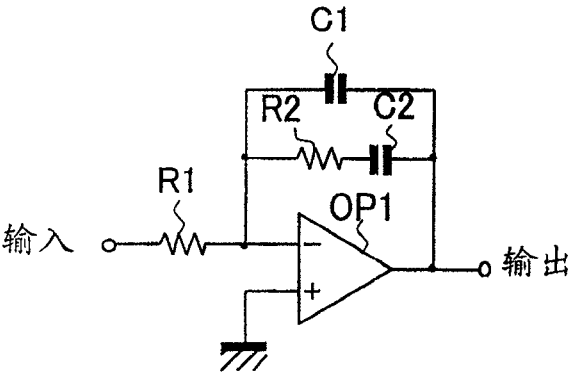


图 3A

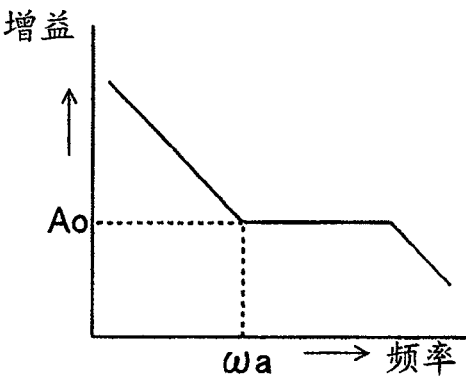


图 3B

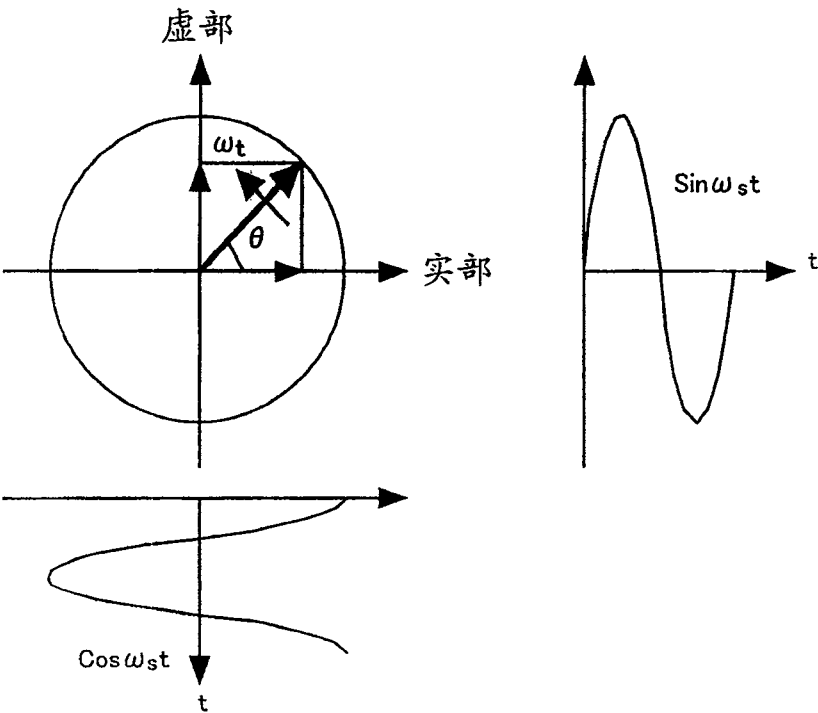


图 4

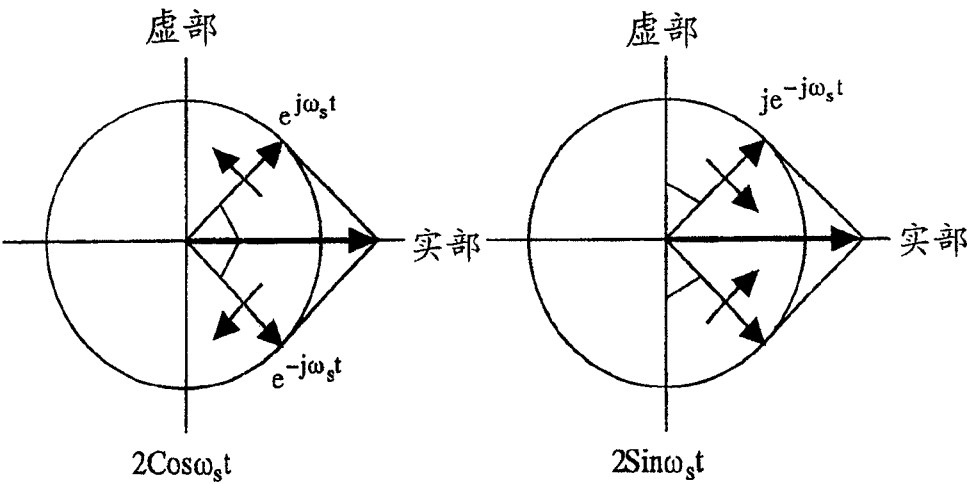


图 5

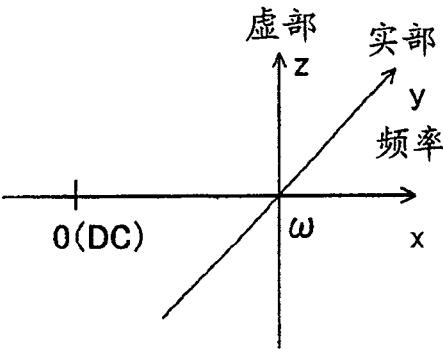


图 6

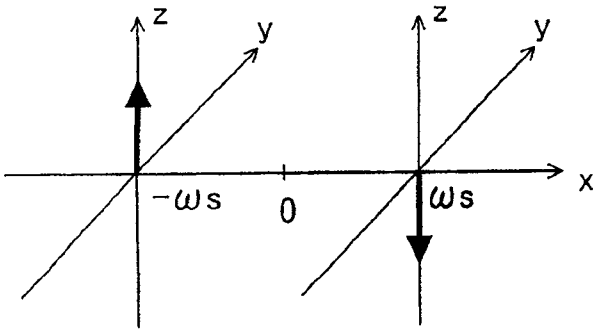


图 7A

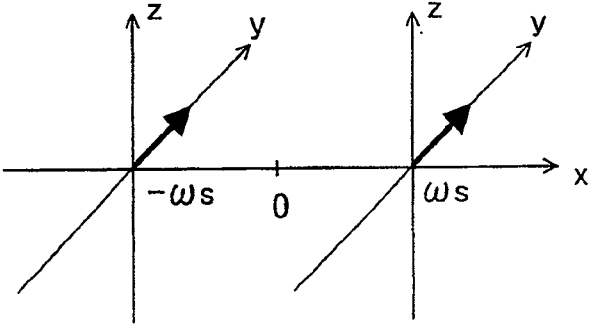


图 7B

$$V_I = V_0 \cdot \cos \omega_0 t \cdot \cos \theta(t)$$

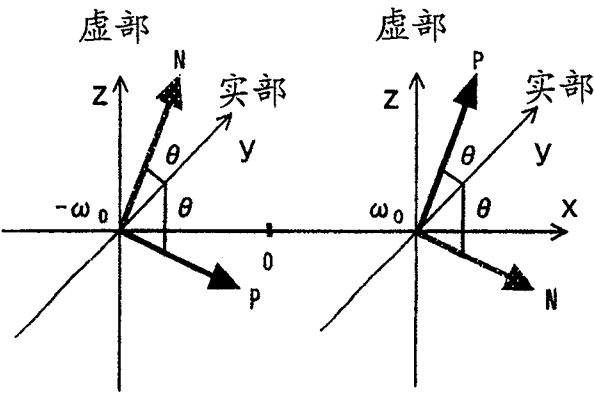


图 8A

$$V_Q = V_0 \cdot \cos \omega_0 t \cdot \sin \theta(t)$$

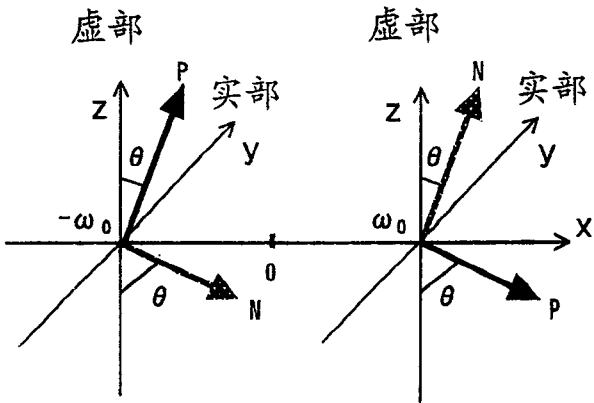


图 8B

$$V = V_0 \cdot \sin \omega_0 t \cdot \sin \theta(t)$$

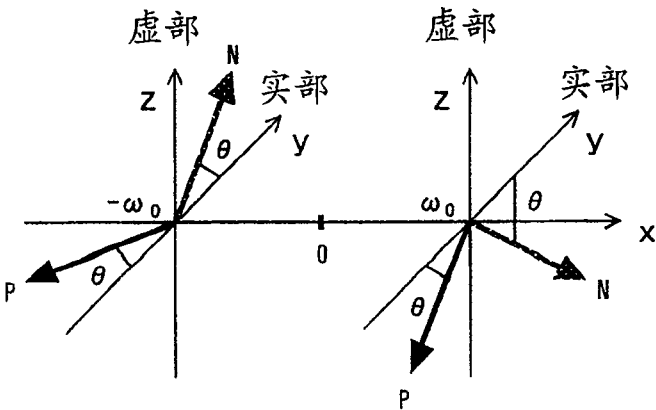


图 8C

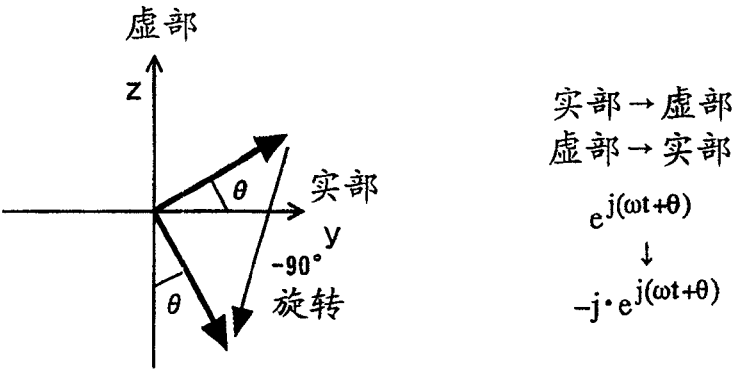


图 9

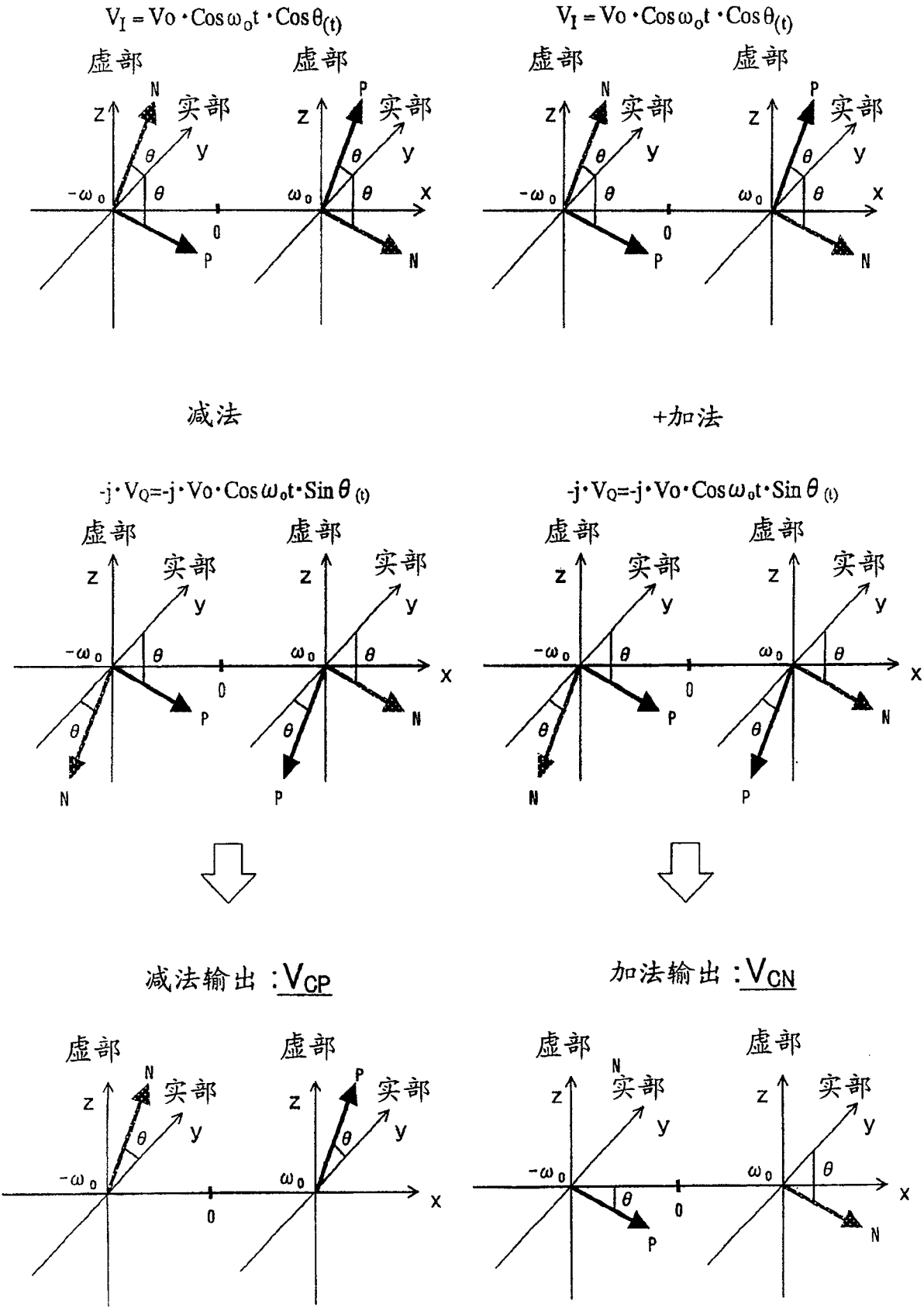


图 10

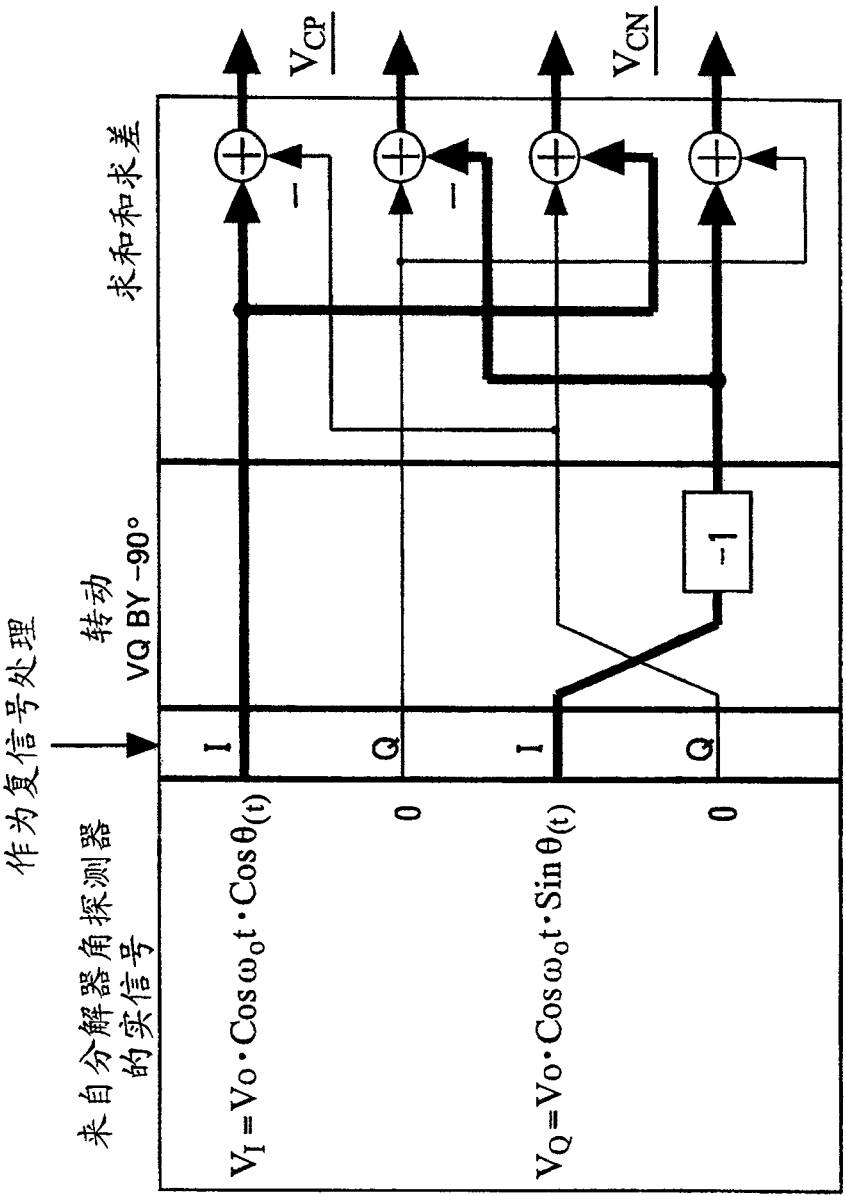


图 11

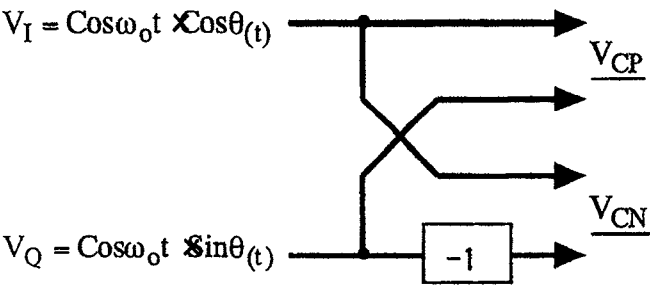


图 12

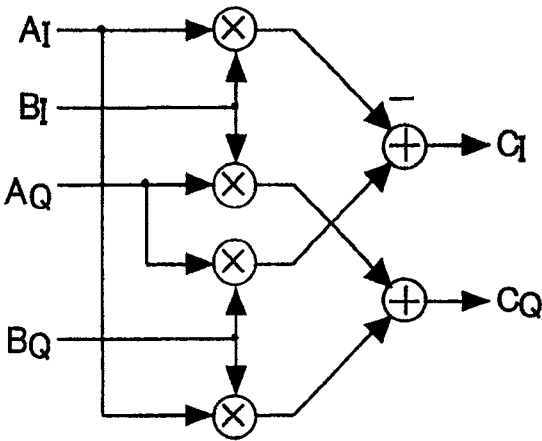


图 13A

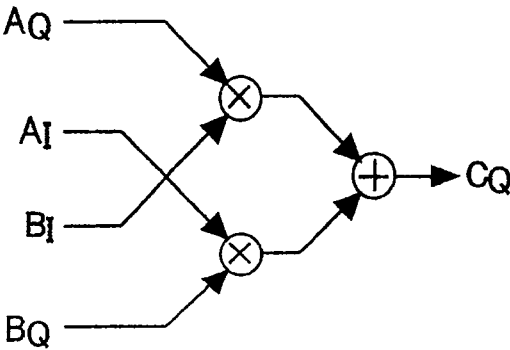


图 13B

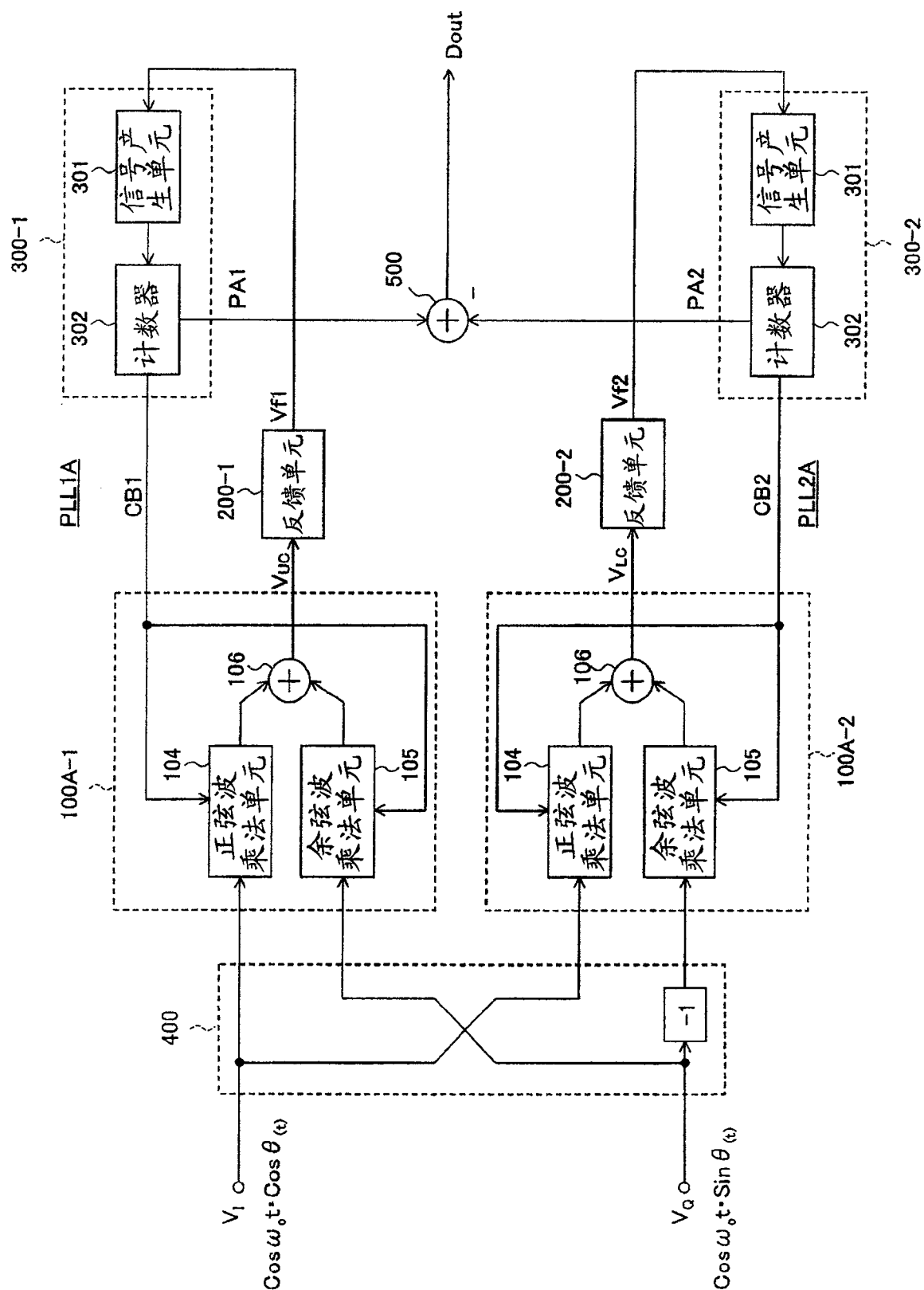


图 14

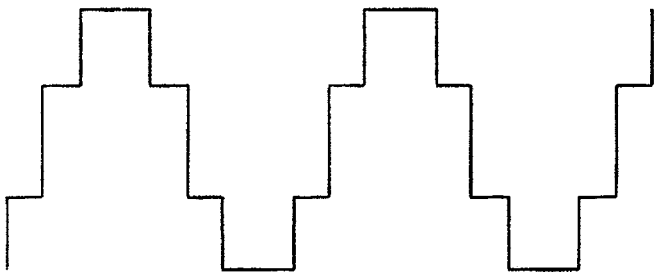


图 15

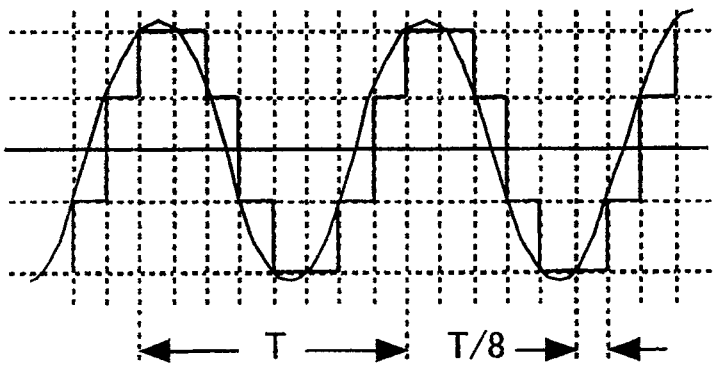


图 16

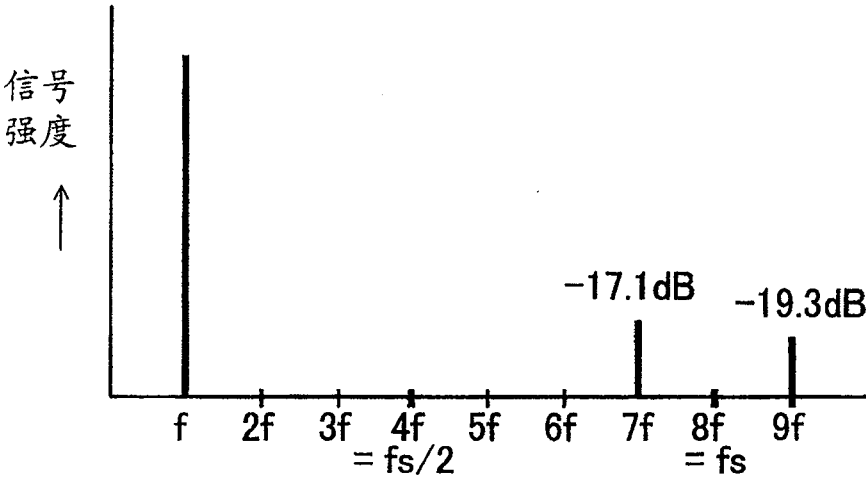


图 17

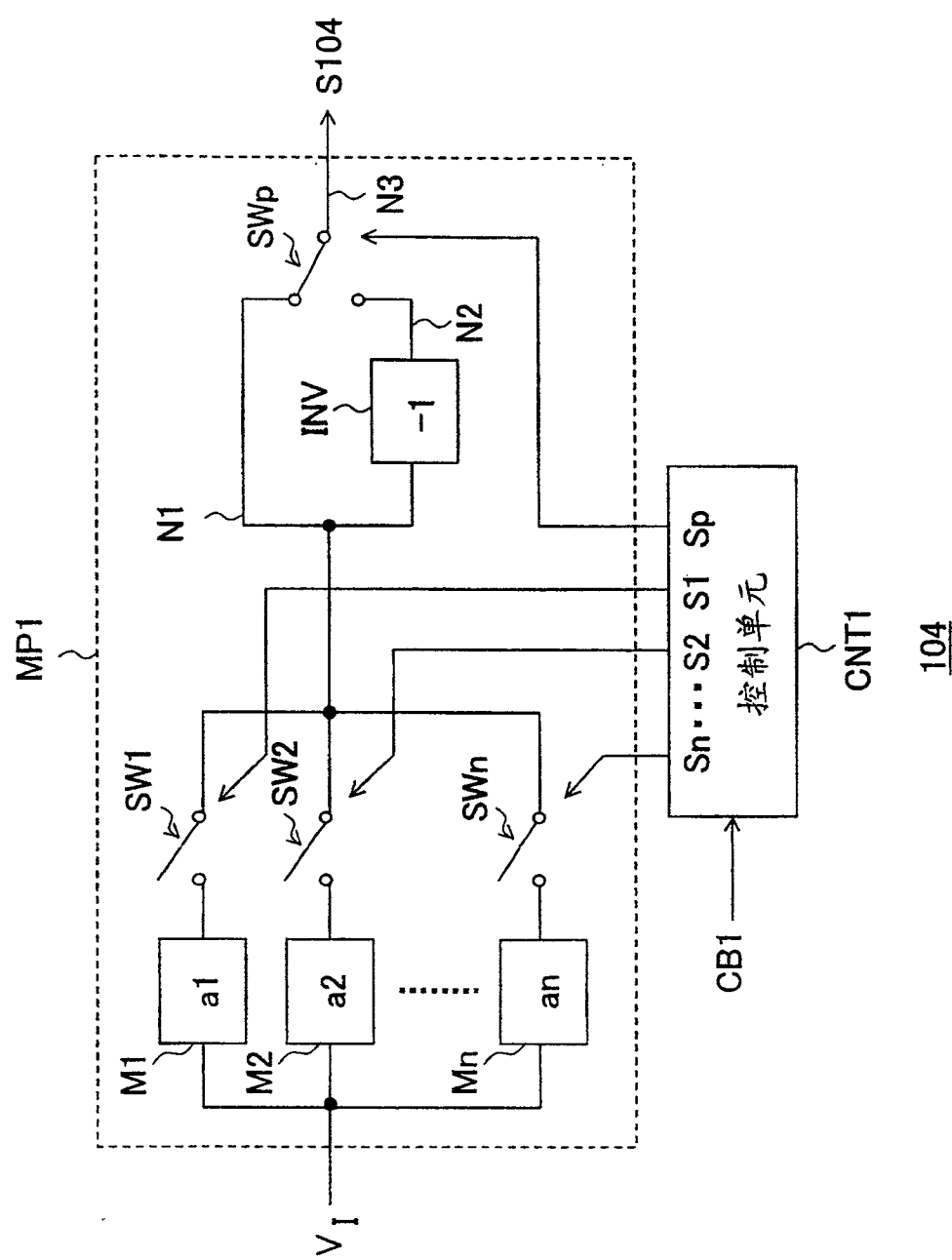


图 18

104

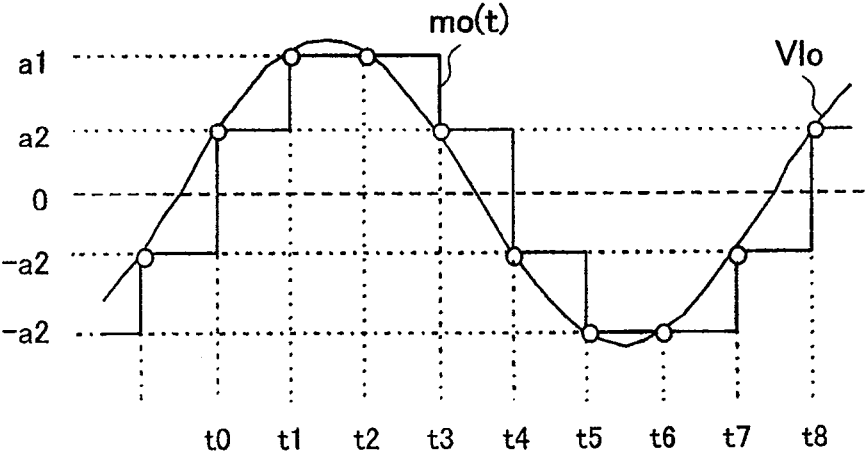
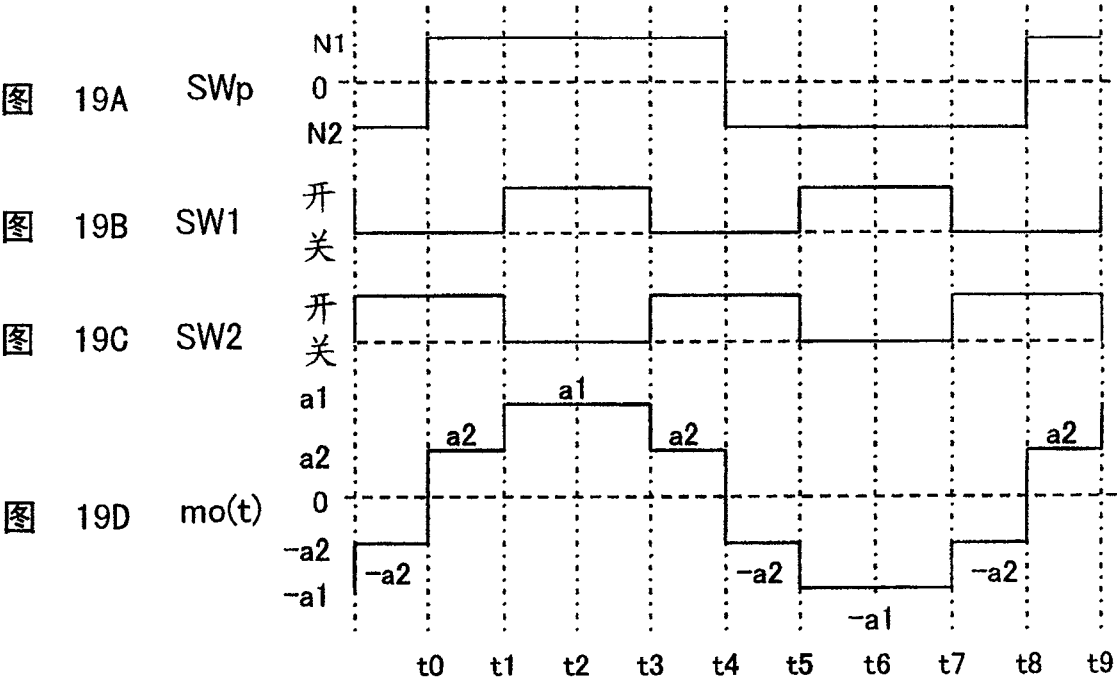
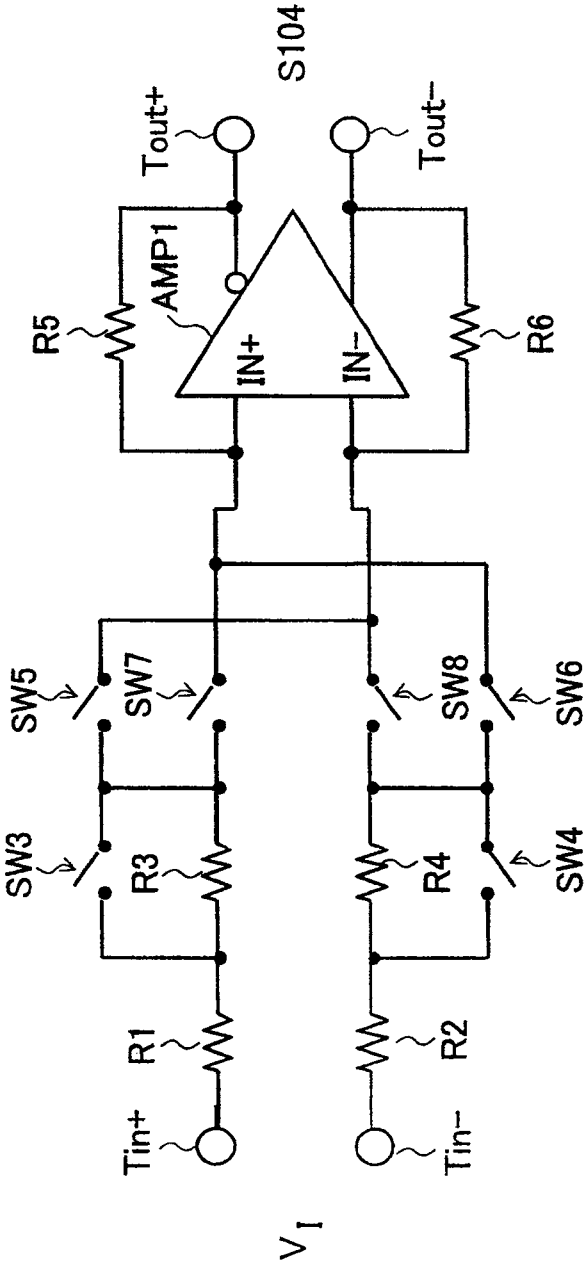
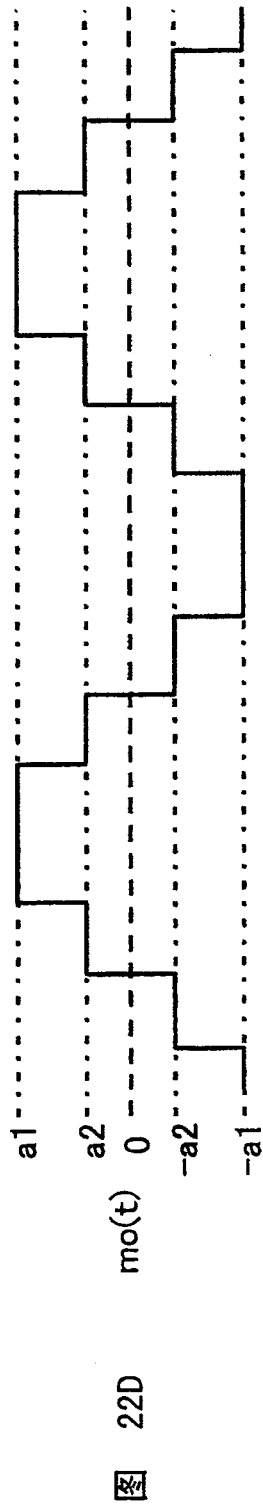
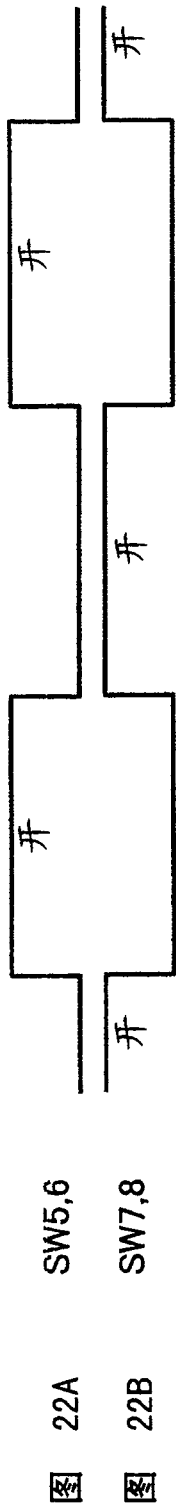


图 20



MP1A

图 21



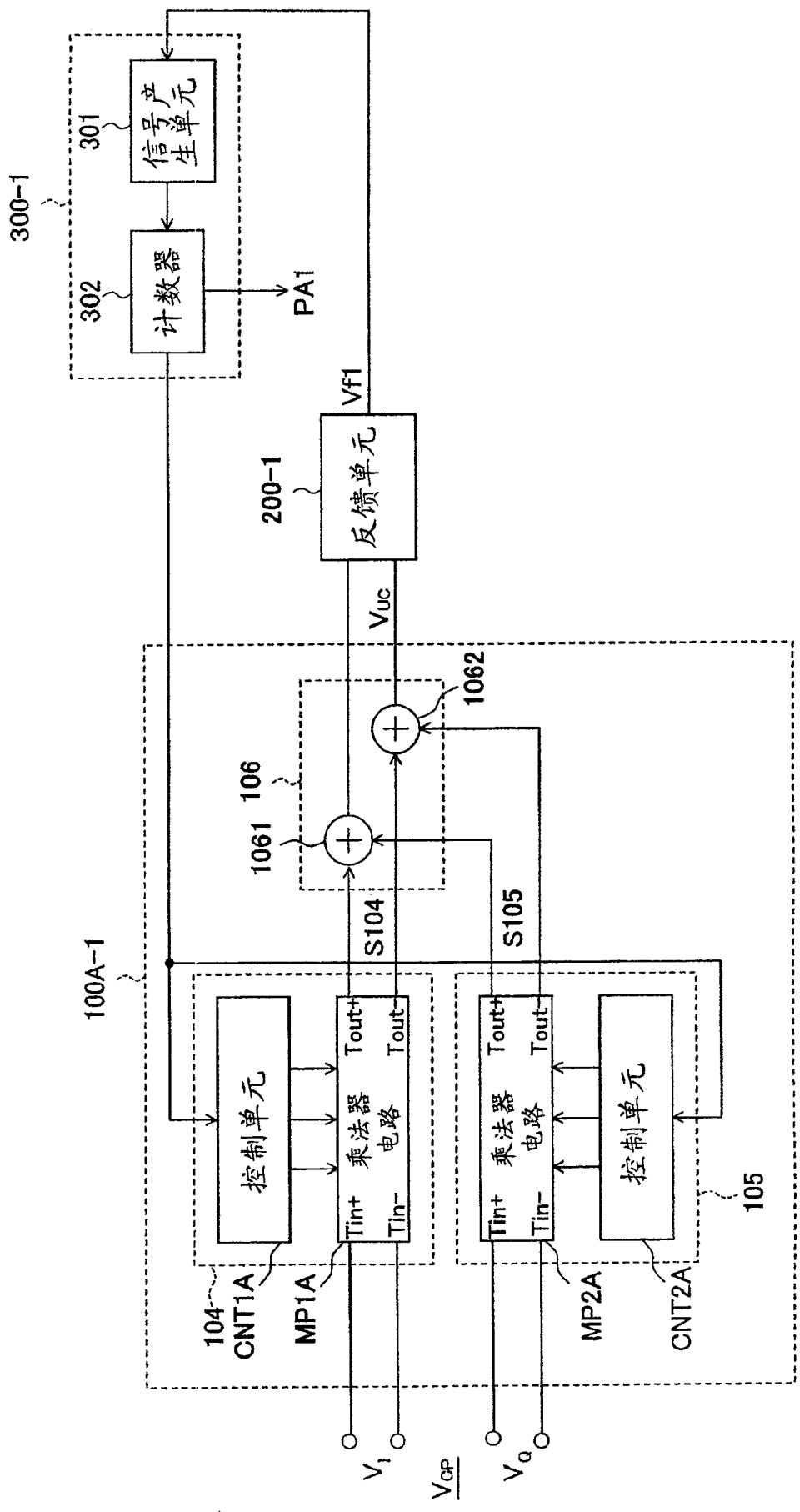
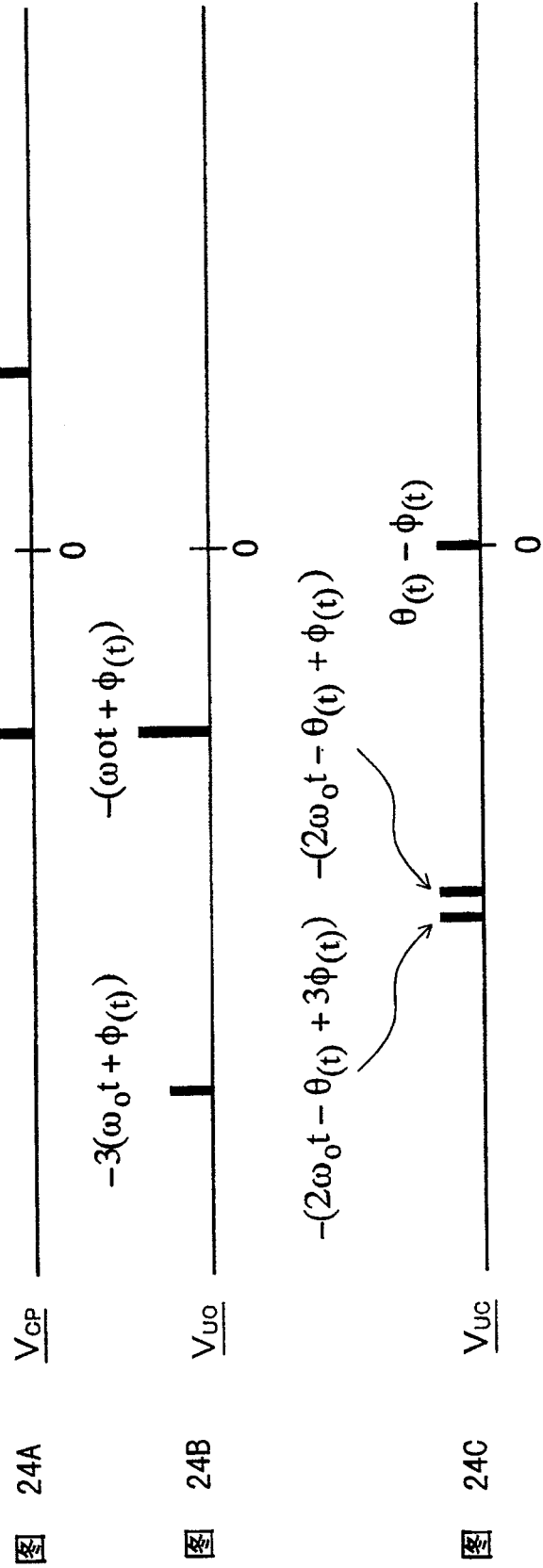


图 23



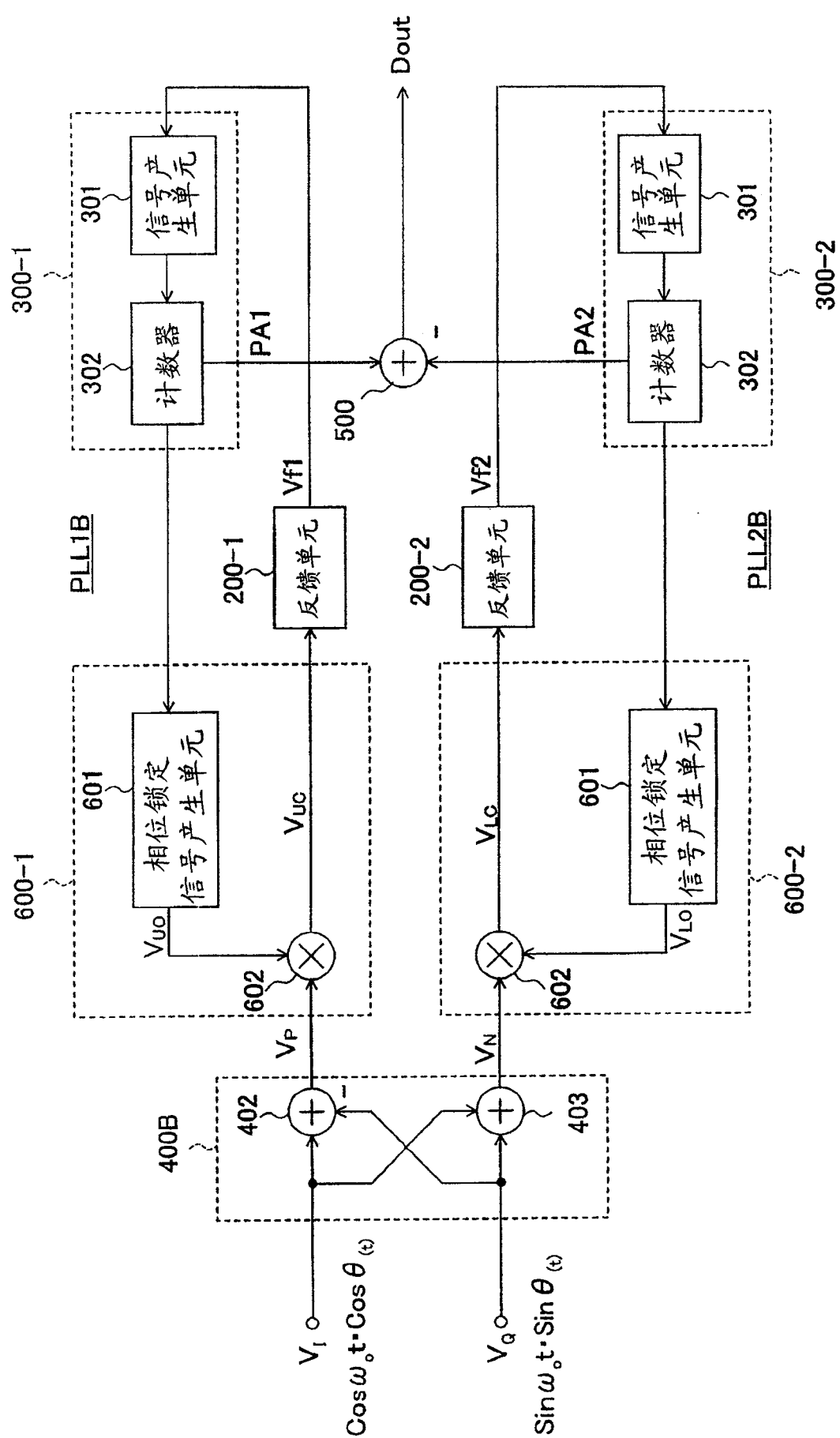


图 25

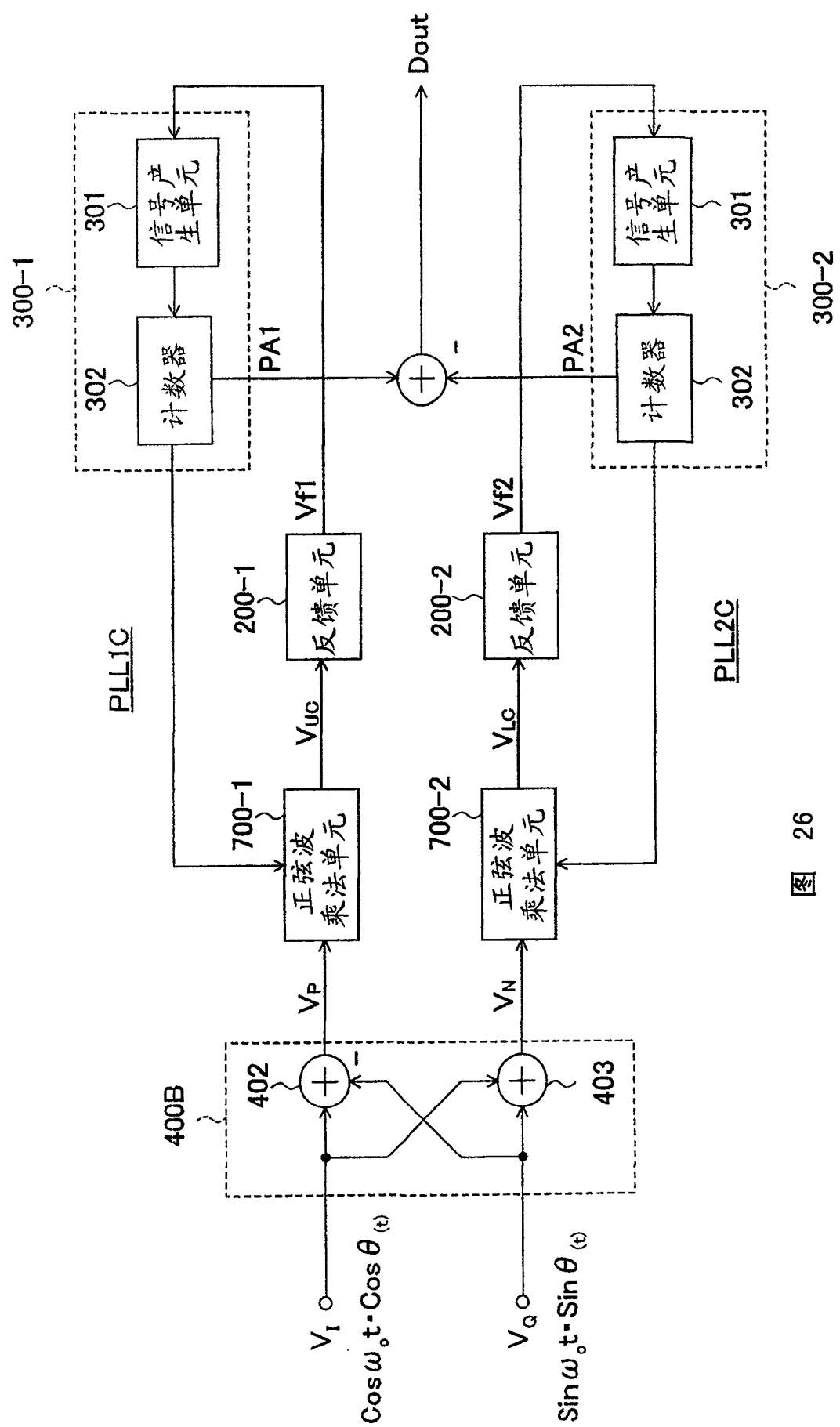


图 26

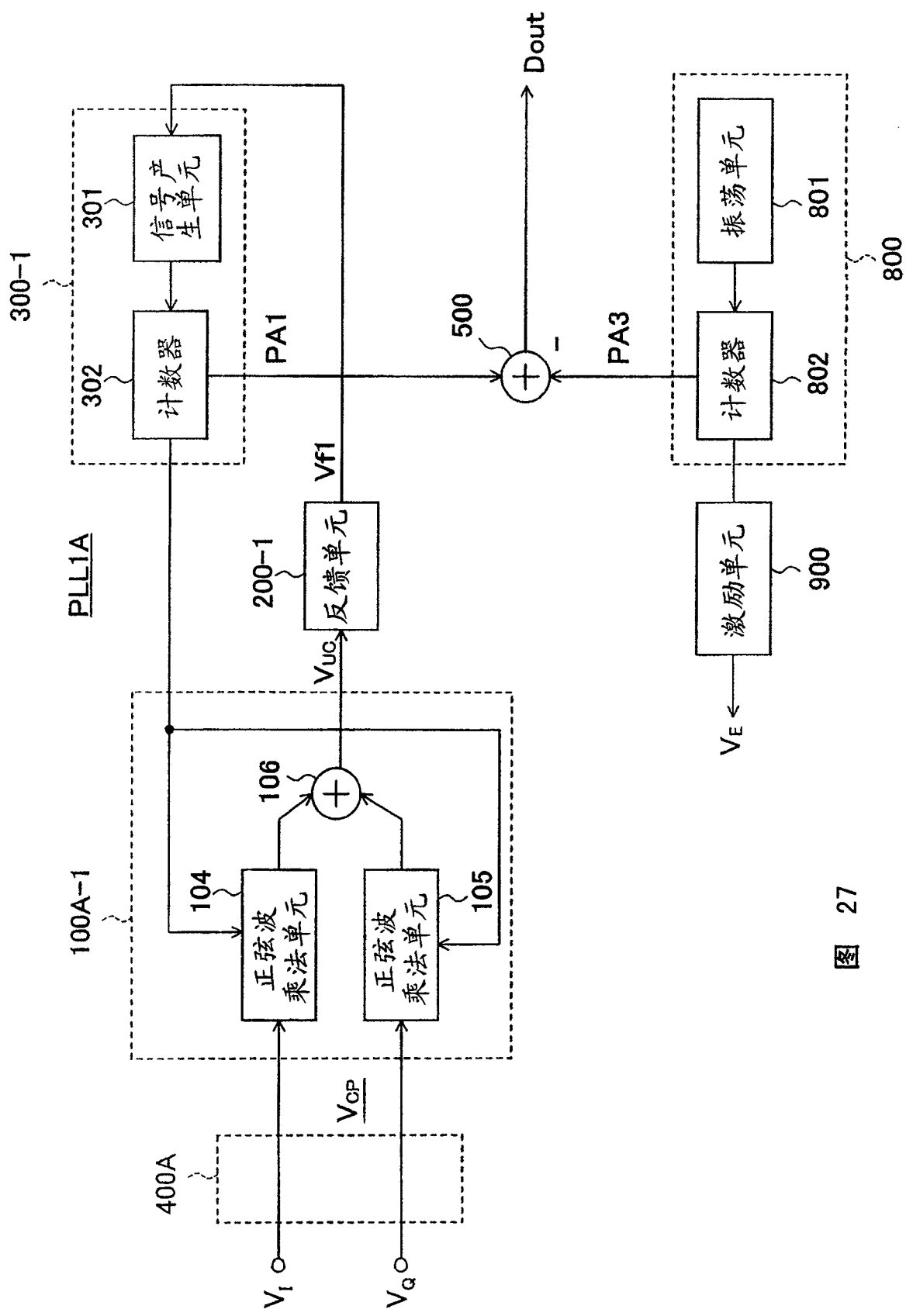


图 27

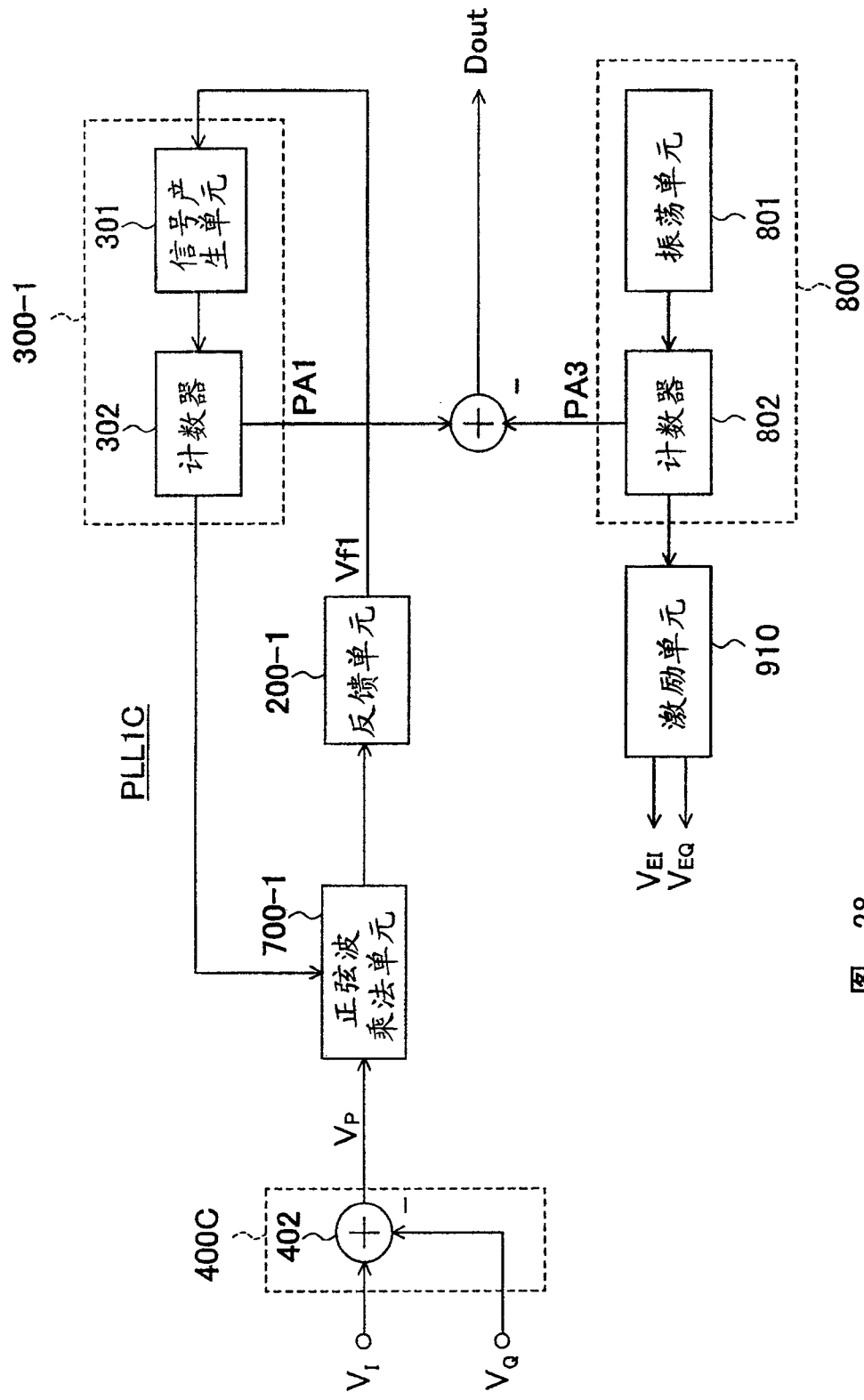


图 28

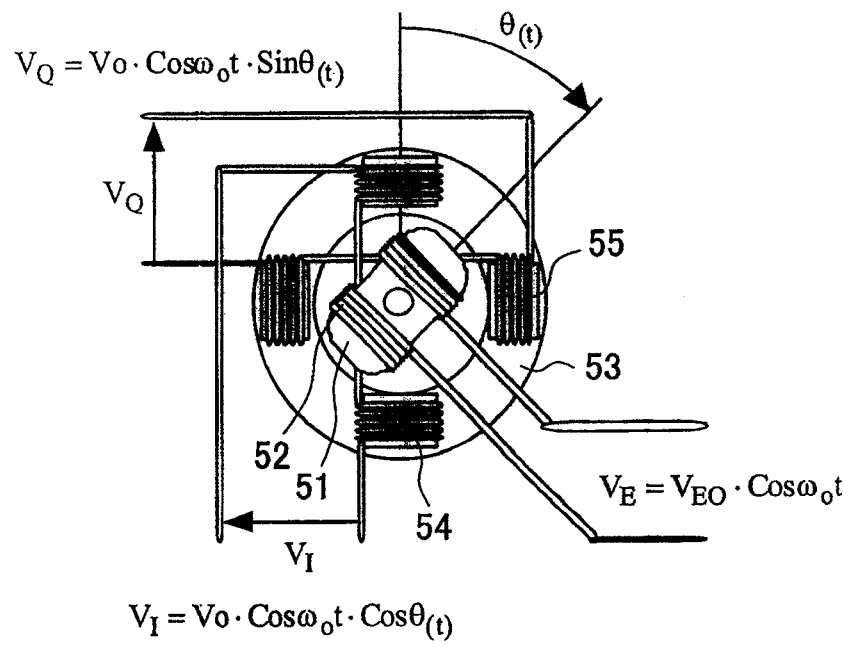


图 29

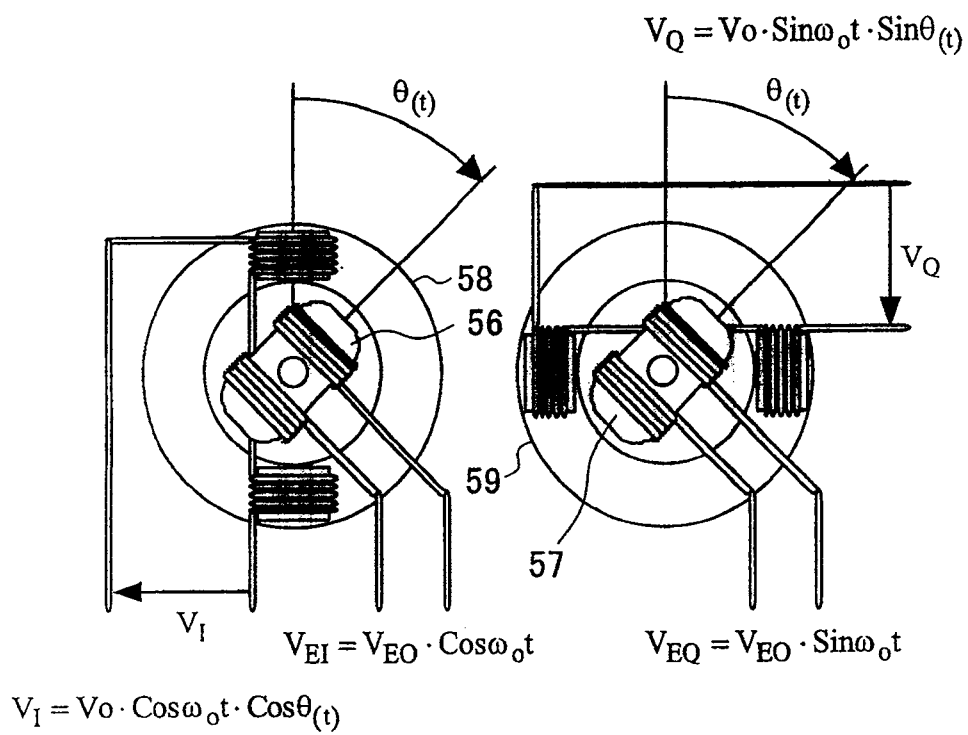


图 30

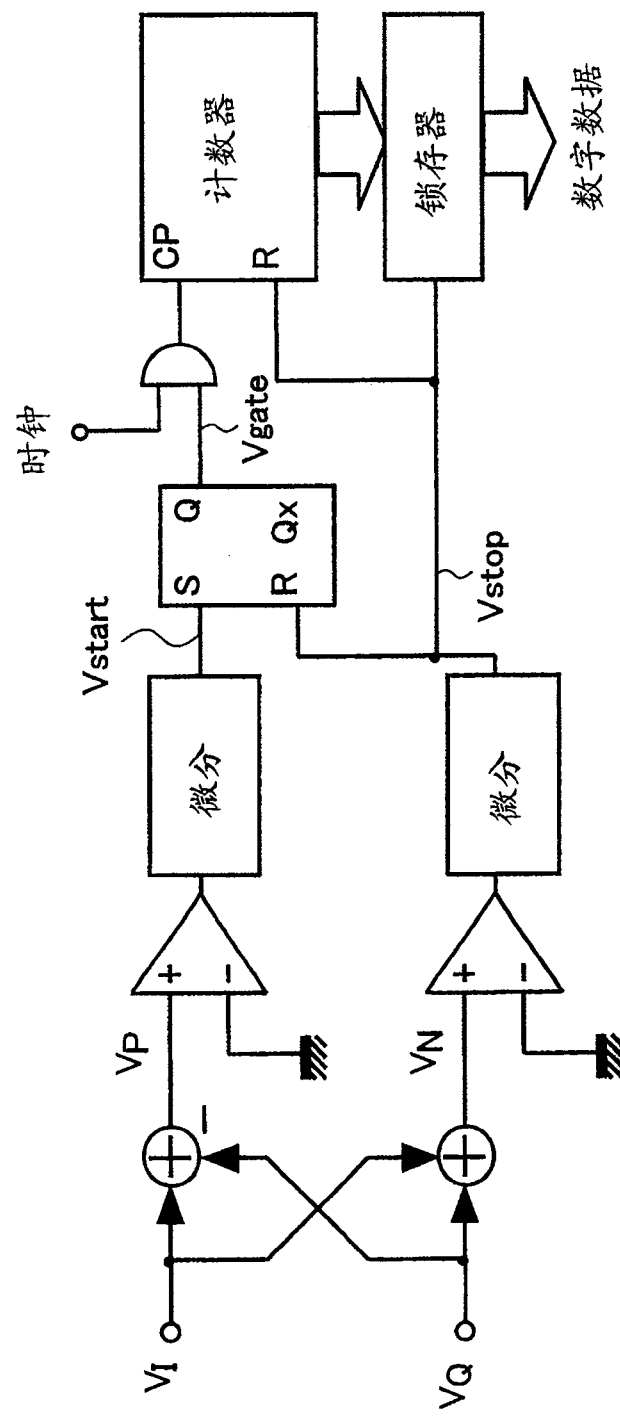


图 31

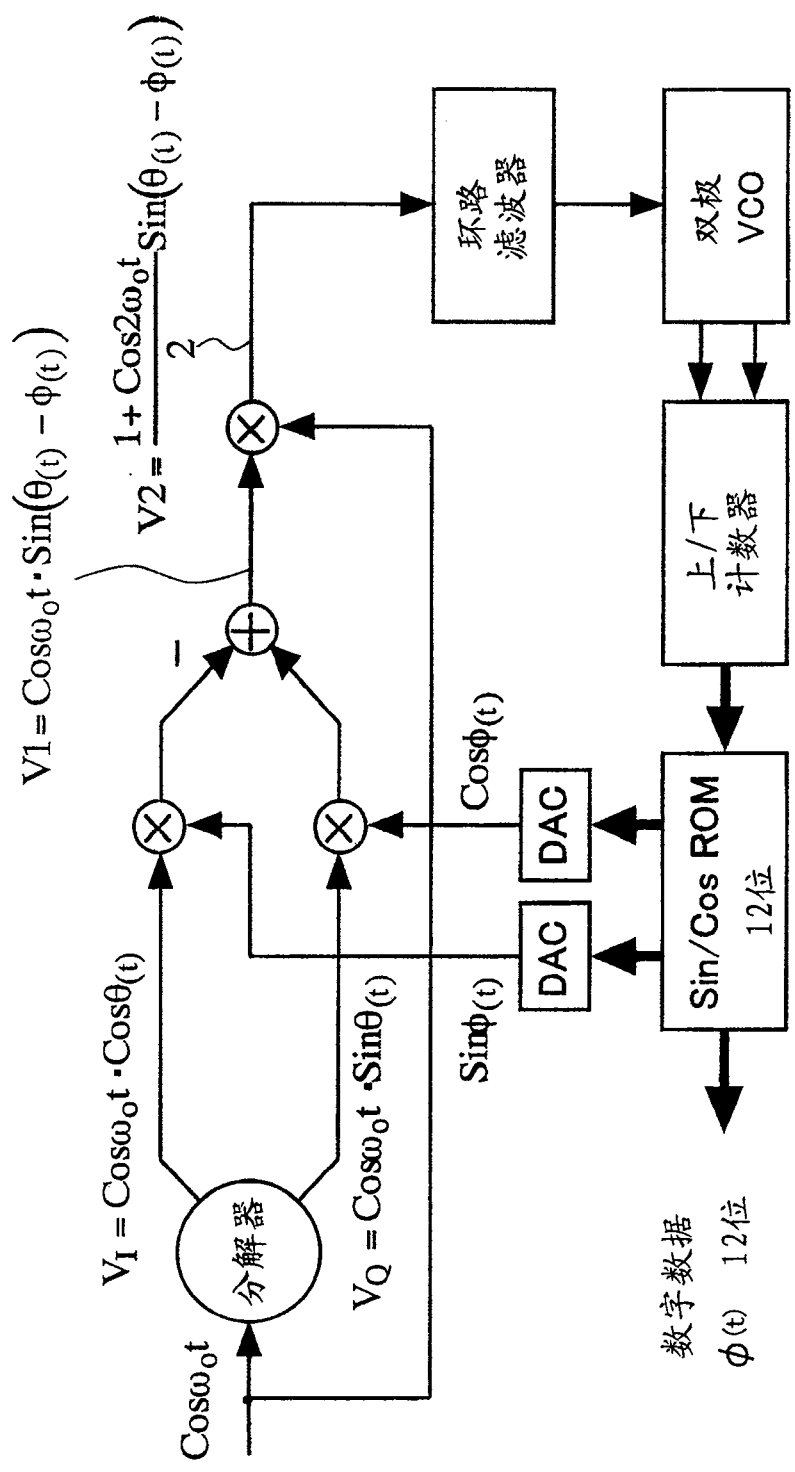


图 32

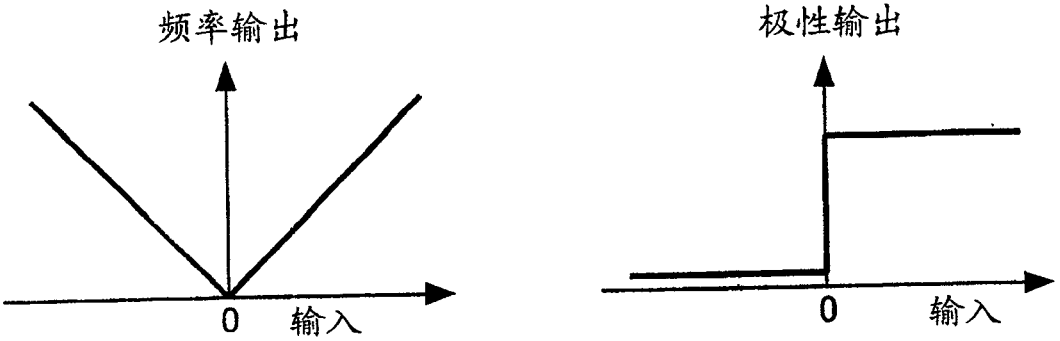


图 33

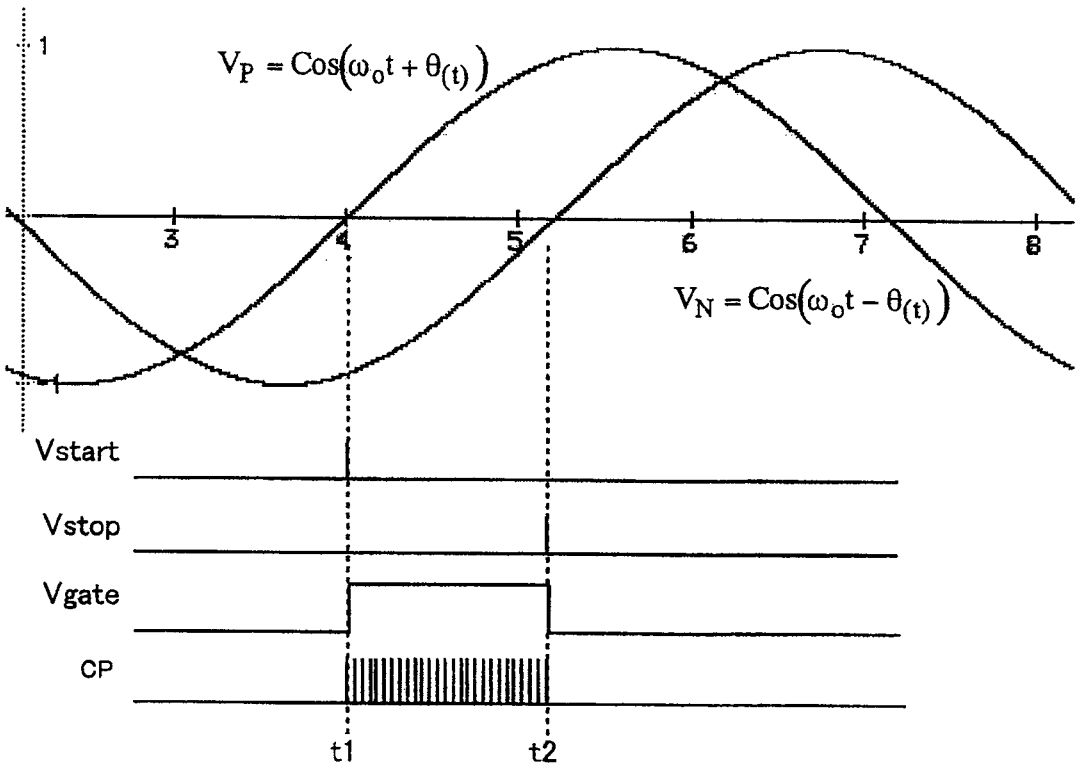


图 34

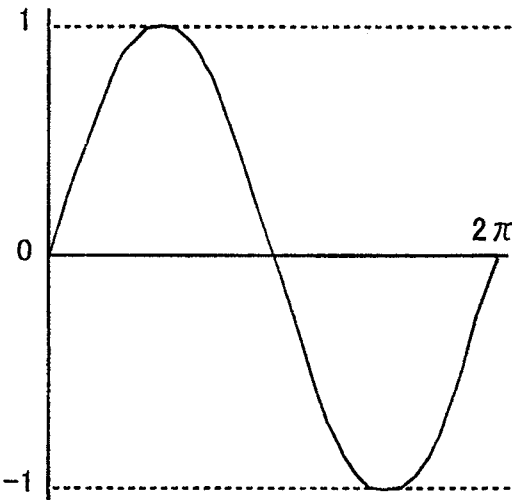


图 35

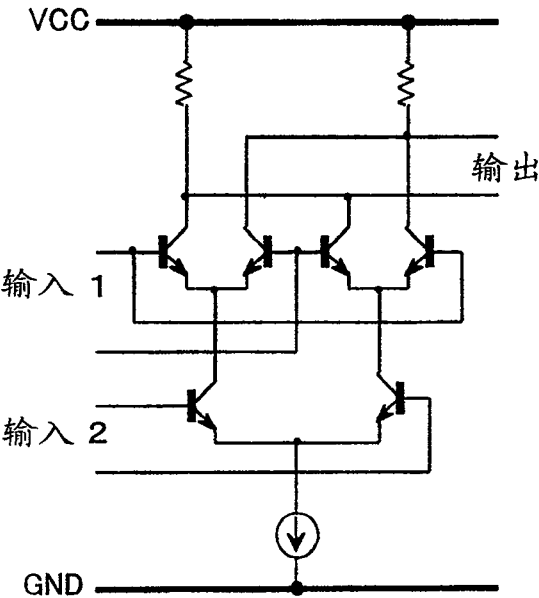


图 36