

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

F02D 41/14 (2006.01)

G05B 13/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480022763.0

[45] 授权公告日 2008 年 11 月 19 日

[11] 授权公告号 CN 100434681C

[22] 申请日 2004. 8. 9

[21] 申请号 200480022763. 0

[30] 优先权

[32] 2003. 8. 8 [33] JP [31] 289910/2003

[86] 国际申请 PCT/JP2004/011442 2004. 8. 9

[87] 国际公布 WO2005/015325 日 2005. 2. 17

[85] 进入国家阶段日期 2006. 2. 8

[73] 专利权人 本田技研工业株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 安井裕司 佐藤正浩

[56] 参考文献

CN1112696A 1995. 11. 29

EP1279819A2 2003. 1. 29

CN87202675U 1988. 3. 2

审查员 王 健

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

代理人 黄纶伟

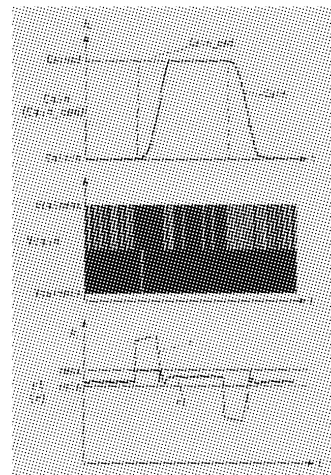
权利要求书 3 页 说明书 30 页 附图 20 页

[54] 发明名称

控制装置

[57] 摘要

本发明提供了一种控制装置，在根据利用了基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中一种的调制算法的控制算法，来对控制对象的输出进行控制的情况下，即使对调制算法的输入值的绝对值超过值 1 的状态长时间持续，也能够提高控制精度。控制进气凸轮(5)的凸轮相位(Cain)的控制装置(1)具有 ECU(2)。ECU(2)根据式(1)~(10)计算用于控制凸轮相位(Cain)的限制值偏差(r2)，利用基于 $\Delta\Sigma$ 调制算法的式(11)~(13)的算法来调制该限制值偏差(r2)，由此把调制输出(u'')作为预定值 $\pm R$ ($R > |r2|$) 而算出，在此基础上计算对电磁式凸轮相位可变机构(30)的控制输入(Vcain)(步骤 5、6)。



1. 一种控制装置，该控制装置利用对控制对象的控制输入来控制该控制对象的输出，其特征在于，具有：

控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述控制对象的输出的控制值；以及

控制输入计算单元，其利用基于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值来计算对所述控制对象的所述控制输入，

其中，该控制输入计算单元把计算所述控制值与所述调制值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为大于值 1 的、并且比所述控制值的绝对值大的预定值。

2. 一种控制装置，该控制装置利用对控制对象的控制输入，来控制该控制对象的输出，其特征在于，具有：

控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述控制对象的输出的控制值；

控制输入计算单元，其利用基于 $\Sigma \Delta$ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述控制对象的所述控制输入，

其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的第 1 积分运算、计算所述控制值的积分值的第 2 积分运算、和计算该控制值的积分值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值 1 大的、并且比所述控制值的绝对值大的预定值。

3. 一种控制装置，该控制装置利用对控制对象的控制输入，来控制该控制对象的输出，其特征在于，具有：

控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述控制对象的输出的控制值；

控制输入计算单元，其利用基于 Δ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述控制对象的所述控制输入，

其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的积分运算、和计算所述控制值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值1大的、并且比所述控制值的绝对值大的预定值。

4. 一种控制装置，其控制分别用于使内燃机的进气门和排气门开闭的进气凸轮和排气凸轮中的至少一方相对于曲轴的凸轮相位，其特征在于，具有：

电磁式凸轮相位可变机构，其具有电磁铁，利用该电磁铁的电磁力变更所述凸轮相位；

控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述凸轮相位的控制值；以及

控制输入计算单元，其利用基于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述电磁式凸轮相位可变机构的控制输入，

其中，该控制输入计算单元把计算所述控制值与所述调制值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值1大的、并且比所述控制值的绝对值大的预定值。

5. 一种控制装置，其控制分别用于使内燃机的进气门和排气门开闭的进气凸轮和排气凸轮中的至少一方相对于曲轴的凸轮相位，其特征在于，具有：

电磁式凸轮相位可变机构，其具有电磁铁，利用该电磁铁的电磁力变更所述凸轮相位；

控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述凸轮相位的控制值；以及

控制输入计算单元，其利用基于 $\Sigma \Delta$ 调制算法的预定调制算法来调

制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述电磁式凸轮相位可变机构的控制输入，

其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的第 1 积分运算、计算所述控制值的积分值的第 2 积分运算、和计算该控制值的积分值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值 1 大的、并且比所述控制值的绝对值大的预定值。

6. 一种控制装置，其控制分别用于使内燃机的进气门和排气门开闭的进气凸轮和排气凸轮中的至少一方相对于曲轴的凸轮相位，其特征在于，具有：

电磁式凸轮相位可变机构，其具有电磁铁，利用该电磁铁的电磁力变更所述凸轮相位；

控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述凸轮相位的控制值；以及

控制输入计算单元，其利用基于 Δ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述电磁式凸轮相位可变机构的控制输入，

其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的积分运算、和计算所述控制值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值 1 大的、并且比所述控制值的绝对值大的预定值。

控制装置

技术领域

本发明涉及利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中的一种的控制算法计算对控制对象的控制输入，来对控制对象的输出进行控制的控制装置。

背景技术

作为这种控制装置，本申请人已经提出了专利文献1中所记载的控制装置。该控制装置控制内燃机的空燃比，具有氧气浓度传感器、状态预测器和DSM控制器。在该控制装置中，由状态预测器计算氧气浓度传感器的输出与预定值之间的偏差的预测值PREVO2，将该预测值PREVO2输入到DSM控制器中，从而计算目标空燃比KCMD，依据该目标空燃比KCMD计算燃料喷射量，由此控制内燃机的空燃比。

该DSM控制器通过应用了 $\Delta\Sigma$ 调制算法的控制算法，根据预测值PREVO2计算目标空燃比KCMD，其控制算法具体地可表述为下式(a)～(g)。

$$r(k) = -1 \cdot G \cdot \text{PREVO2}(k) \quad \dots\dots (a)$$

$$r1(k) = \text{sat}(r(k)) \quad \dots\dots (b)$$

$$\delta(k) = r1(k) - u''(k-1) \quad \dots\dots (c)$$

$$\sigma(k) = \sigma(k-1) + \delta(k) \quad \dots\dots (d)$$

$$u''(k) = \text{sgn}(\sigma(k)) \quad \dots\dots (e)$$

$$u(k) = F \cdot u''(k) \quad \dots\dots (f)$$

$$\text{KCMD}(k) = \text{FLAFBASE} + \text{FLAFADP} + u(k) \quad \dots\dots (g)$$

这里， $r(k)$ 表示参照输入， $u''(k)$ 表示调制输出， G 、 F 表示增益。另外， $\text{sat}(r(k))$ 是饱和函数，其值为：当 $r(k) < -1$ 时 $\text{sat}(r(k)) = -1$ ，当 $-1 \leq r(k) \leq 1$ 时 $\text{sat}(r(k)) = r(k)$ ，当 $r(k) > 1$ 时 $\text{sat}(r(k)) = 1$ 。并且，

$\text{sgn}(\sigma(k))$ 是符号函数，其值为：当 $\sigma(k) \geq 0$ 时 $\text{sgn}(\sigma(k)) = 1$ ，当 $\sigma(k) < 0$ 时 $\text{sgn}(\sigma(k)) = -1$ 。

如上所述，在该控制算法中，根据饱和函数 $\text{sat}(r(k))$ ，参照输入 $r(k)$ 被限制为其绝对值小于等于值 1，并且根据这样被限制的限制值 $r_1(k)$ ，利用 $\Delta \Sigma$ 调制算法(c)~(e)，计算调制输出 $u''(k)$ 。其理由如下。即，在参照输入 $r(k)$ 被应用于 $\Delta \Sigma$ 调制算法、而未如上所述地被限制的情况下，当参照输入 $r(k)$ 的绝对值大于值 1 时，偏差 $\delta(k)$ 的积分值 $\sigma(k)$ 的绝对值增大，从而即使随着参照输入 $r(k)$ 的符号（正负）的反转使偏差 $\delta(k)$ 的符号反转，在增大了的积分值 $\sigma(k)$ 的绝对值减小之前的期间，调制输出 $u''(k)$ 的符号也不反转而维持原状。即在参照输入 $r(k)$ 的符号反转和调制输出 $u''(k)$ 的符号反转之间产生无用时间，导致控制性的降低，所以要避免。

专利文献 1：日本特开 2004-70820 号公报

如上述现有的控制装置那样，在使用符号由于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的特性而频繁地反转的调制输出 $u''(k)$ 、计算对控制对象的控制输入的情况下，调制输出 $u''(k)$ 反转成值 1 的频度和反转成值 -1 的频度越接近一半的比例，则控制精度越高。换言之，反转频度越小且保持为值 1 和值 -1 中的一方的时间越长，则控制精度越低。上述控制装置中，因为用于控制空燃比的参照输入 $r(k)$ 被设定成使其绝对值为值 1（与理论空燃比相当的当量比）附近的值，所以不太会发生调制输出 $u''(k)$ 的反转频度小、且其被较长地保持为值 1 和值 -1 中的一方的值的状态。然而，根据控制对象的特性，有时被输入到 $\Delta \Sigma$ 调制算法中的输入值仅表现为正值或负值中的一方，这种情况下，调制输出 $u''(k)$ 被保持为值 1 或值 -1 中的一方的时间变长。另外，根据控制对象的特性，有时被输入到 $\Delta \Sigma$ 调制算法中的参照输入 $r(k)$ 的绝对值超过值 1 的状态长时间持续，在使用上述现有的控制装置来控制这种控制对象的情况下，限制值 $r_1(k)$ 被长时间保持为值 1 或值 -1，因而偏差 $\delta(k)$ 和积分值 $\sigma(k)$ 被长时间保持为相同值。在这些情况下，失去作为 $\Delta \Sigma$ 调制算法的特征的调制输出 $u''(k)$ 的切换动作（反转动作），调制输出 $u''(k)$ 的反转频度变小，同时被保持为值 1

和值-1 中的一方的值的时间变长。结果，可能导致控制精度的降低。在使用 Δ 调制算法或 $\Sigma \Delta$ 调制算法取代 $\Delta \Sigma$ 调制算法的情况下也同样发生该问题。

发明内容

本发明就是为了解决上述问题而提出的，其第一目的在于提供一种控制装置，在利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta \Sigma$ 调制算法和 $\Sigma \Delta$ 调制算法中的一种的调制算法的控制算法来对控制对象的输出进行控制的情况下，即使对控制算法的输入值的绝对值超过值 1 的状态长时间持续，也能够提高控制精度。

本发明的第二目的是提供一种控制装置，在利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta \Sigma$ 调制算法和 $\Sigma \Delta$ 调制算法中的一种的控制算法来对控制对象进行控制的情况下，即使对控制算法的输入值仅表现为正值或负值中的一方，也能够提高控制精度。

为了达成上述第一目的，在本发明的第一方式中提供了一种控制装置，该控制装置利用对控制对象的控制输入，来控制该控制对象的输出，其特征在于，具有：控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述控制对象的输出的控制值；以及控制输入计算单元，其利用基于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值来计算对所述控制对象的所述控制输入，其中，该控制输入计算单元把计算所述控制值与所述调制值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值以使该调制值的绝对值成为大于值 1 的预定值。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法计算用于对控制对象的输出进行控制的控制值，利用基于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的预定调制算法来调制这样计算出的控制值，由此计算调制值，并且根据这样计算的调制值计算对控制对象的控制输入。该情况下，计算控制值与调制值之间的偏差的差分运算被包含在预定的调制算法中，并计算调制值使其绝对值成为大于值 1 的预定值，所以即使由于控制对象的特性、控制值的绝对值

超过值 1 的状态长时间持续，通过适当地设定该预定值，也能够避免差分运算中的控制值与调制值之间的偏差长时间保持为相同值。由此，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度（并且，本说明书中的“控制值的计算”、“调制值的计算”、“偏差的计算”、“积分值的计算”和“控制输入的计算”等的“计算”不限于利用程序进行运算，包括利用电路生成表示它们的电信号）。

为了达成上述第一目的，在本发明的第二方式中提供了一种控制装置，该控制装置利用对控制对象的控制输入，来控制该控制对象的输出，其特征在于，具有：控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述控制对象的输出的控制值；控制输入计算单元，其利用基于 $\Sigma \Delta$ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述控制对象的所述控制输入，其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的第 1 积分运算、计算所述控制值的积分值的第 2 积分运算、和计算该控制值的积分值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值 1 大的预定值。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法计算用于对控制对象的输出进行控制的控制值，利用基于 $\Sigma \Delta$ 调制算法的预定调制算法来调制这样算出的控制值，由此计算调制值，根据这样算出的调制值，算出对控制对象的控制输入。该情况下，分别计算调制值和控制值的积分值的第 1 和第 2 积分运算、以及计算控制值的积分值与调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在预定的调制算法中，并算出调制值使得其绝对值成为比值 1 大的预定值，所以即使由于控制对象的特性、控制值的绝对值超过值 1 的状态长时间持续，通过适当地设定该预定值，也能够避免差分运算中的控制值的积分值与调制值的积分值之间的偏差长时间保持为相同值。由此，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度。

为了达成上述第一目的，在本发明的第三方式中提供了一种控制装置，该控制装置利用对控制对象的控制输入，来控制该控制对象的输出，其特征在于，具有：控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述控制对象的输出的控制值；控制输入计算单元，其利用基于 Δ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述控制对象的所述控制输入，其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的积分运算、和计算所述控制值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值1大的预定值。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法计算用于对控制对象的输出进行控制的控制值，利用基于 Δ 调制算法的预定调制算法来调制这样算出的控制值，由此计算调制值，并且根据这样算出的调制值，算出对控制对象的控制输入。该情况下，计算调制值的积分值的积分运算、以及计算控制值和调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在预定的调制算法中，并算出调制值使得其绝对值成为比值1大的预定值，所以即使由于控制对象的特性、控制值的绝对值超过值1的状态长时间持续，通过适当地设定该预定值，也能够避免差分运算中的控制值和调制值的积分值之间的偏差长时间保持为相同值。由此，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度。

优选的是在上述第一～第三方式的控制装置中，所述预定值被设定成其绝对值比所述控制值的绝对值大的值。

根据该优选方式的结构，可以确实地避免差分运算中的控制值与调制值之间的偏差、控制值的积分值与调制值的积分值之间的偏差、或控制值与调制值的积分值之间的偏差被长时间保持为相同值，由此可以进一步提高控制精度。

为了达成上述第一目的，在本发明的第四方式中提供了一种控制装置，其控制分别用于使内燃机的进气门和排气门开闭的进气凸轮和排气

凸轮中的至少一方相对于曲轴的凸轮相位，其特征在于，具有：电磁式凸轮相位可变机构，其具有电磁铁，利用该电磁铁的电磁力变更所述凸轮相位；控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述凸轮相位的控制值；以及控制输入计算单元，其利用基于 $\Delta\Sigma$ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述电磁式凸轮相位可变机构的控制输入，其中，该控制输入计算单元把计算所述控制值与所述调制值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值1大的预定值。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法计算用于控制凸轮相位的控制值，利用基于 $\Delta\Sigma$ 调制算法的预定调制算法来调制这样计算的控制值，由此计算调制值，并且根据这样计算的调制值计算对电磁式凸轮相位可变机构的控制输入。这种用于控制凸轮相位的控制值有时会被设定成其绝对值超过值1的状态长时间持续的值，即使在该情况下，根据该控制装置，计算控制值与调制值之间的偏差的差分运算包含在预定的调制算法中，并计算调制值使其绝对值成为大于值1的预定值，所以通过适当地设定该预定值，能够避免差分运算中的控制值与调制值之间的偏差被长时间保持为相同值。由此，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度。

并且，因为使用电磁式凸轮相位可变机构作为变更凸轮相位的机构，所以与使用油压驱动式的凸轮相位可变机构的情况不同，无需等待油压的上升即可从起动时开始适当地控制凸轮相位，也不会受油温的影响。除此之外，与油压驱动式的凸轮相位可变机构相比，能进一步减少无用时间，确保更高的响应性。结果，能进一步提高控制精度。

为了达成上述第一目的，在本发明的第五方式中提供了一种控制装置，其控制分别用于使内燃机的进气门和排气门开闭的进气凸轮和排气凸轮中的至少一方相对于曲轴的凸轮相位，其特征在于，具有：电磁式凸轮相位可变机构，其具有电磁铁，利用该电磁铁的电磁力变更所述凸

轮相位；控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述凸轮相位的控制值；以及控制输入计算单元，其利用基于 $\Sigma \Delta$ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述电磁式凸轮相位可变机构的控制输入，其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的第 1 积分运算、计算所述控制值的积分值的第 2 积分运算、和计算该控制值的积分值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值 1 大的预定值。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法计算用于控制凸轮相位的控制值，利用基于 $\Sigma \Delta$ 调制算法的预定调制算法来调制这样计算的控制值，由此计算调制值，并且根据这样计算的调制值计算对电磁式凸轮相位可变机构的控制输入。如前面所述，这种用于控制凸轮相位的控制值有时会被设定成绝对值超过值 1 的状态长时间持续的值，即使在该情况下，根据该控制装置，把分别计算调制值和积分值的第 1 和第 2 积分运算、计算控制值的积分值与调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在预定的调制算法中，并计算调制值使其绝对值成为大于值 1 的预定值，所以通过适当地设定该预定值，能够避免差分运算中的控制值的积分值与调制值的积分值之间的偏差被长时间保持为相同值。由此，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度。

并且，因为使用电磁式凸轮相位可变机构作为变更凸轮相位的机构，所以如上所述，与使用油压驱动式的凸轮相位可变机构的情况不同，无需等待油压的上升即可从起动时开始适当地控制凸轮相位，也不会受油温的影响。除此之外，与油压驱动式的凸轮相位可变机构相比，能进一步减少无用时间，确保更高的响应性。结果，能进一步提高控制精度。

为了达成上述第一目的，在本发明的第六方式中提供了一种控制装置，其控制分别用于使内燃机的进气门和排气门开闭的进气凸轮和排气凸轮中的至少一方相对于曲轴的凸轮相位，其特征在于，具有：电磁式

凸轮相位可变机构，其具有电磁铁，利用该电磁铁的电磁力变更所述凸轮相位；控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算用于控制所述凸轮相位的控制值；以及控制输入计算单元，其利用基于 Δ 调制算法的预定调制算法来调制该算出的控制值，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述电磁式凸轮相位可变机构的控制输入，其中，该控制输入计算单元把计算所述调制值的积分值的积分运算、和计算所述控制值与该调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在所述预定的调制算法中，并且计算所述调制值使得该调制值的绝对值成为比值 1 大的预定值。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法计算用于控制凸轮相位的控制值，利用基于 Δ 调制算法的预定调制算法来调制这样计算的控制值，由此计算调制值，并且根据这样计算的调制值计算对电磁式凸轮相位可变机构的控制输入。如前面所述，这种用于控制凸轮相位的控制值有时会被设定成绝对值超过值 1 的状态长时间持续的值，即使在该情况下，根据该控制装置，把计算调制值的积分值的积分运算、和计算控制值与调制值的积分值之间的偏差的差分运算包含在预定的调制算法中，并计算调制值使其绝对值成为大于值 1 的预定值，所以通过适当地设定该预定值，能够避免差分运算中的控制值与调制值的积分值之间的偏差被长时间保持为相同值。由此，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度。

并且，因为使用电磁式凸轮相位可变机构作为变更凸轮相位的机构，所以如前面所述，与使用油压驱动式的凸轮相位可变机构的情况不同，无需等待油压的上升即可从起动时开始适当地控制凸轮相位，也不会受油温的影响。除此之外，与油压驱动式的凸轮相位可变机构相比，能进一步减少无用时间，确保更高的响应性。结果，能进一步提高控制精度。

优选的是在上述第四～第六方式的控制装置中，所述预定值被设定成绝对值比所述控制值的绝对值大的值。

根据该优选方式的结构，可获得与上述优选方式的作用效果相同的

作用效果。

为了达成上述第二目的，在本发明的第七方式中提供了一种控制装置，其利用对控制对象的控制输入，控制该控制对象的输出使其成为目标值，其特征在于，具有：检测所述控制对象的输出的输出检测单元；设定所述目标值的目标值设定单元；控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算控制值，该控制值用于控制所述检测出的控制对象的输出以使其成为所述设定的目标值；偏差计算单元，其计算该算出的控制值与第1预定值之间的偏差；以及控制输入计算单元，其利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中的一种的算法来调制该算出的偏差，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值，计算对所述控制对象的所述控制输入。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法算出用于控制检测出的控制对象的输出以使其成为设定的目标值的控制值，并且利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中的一种的算法来调制所算出的控制值和第1预定值之间的偏差，由此计算调制值，并且根据这样算出的调制值，计算对控制对象的控制输入。这样，因为利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中的一种的算法来调制控制值与第1预定值之间的偏差，由此计算调制值，所以例如即使在由于控制对象的特性、仅作为正值或负值而算出控制值的情况下，通过适当地设定第1预定值，也能够作为在正值和负值之间变化的值而算出偏差。这样，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度。

优选的是所述控制输入计算单元把对所述控制对象的所述控制输入作为所述调制值和第2预定值的总和而算出。

如上述第七方式的控制装置那样，当调制值具有在其最大值和最小值之间频繁地反转的特性时，有时根据这样的调制值计算出的控制输入表现出在正值和负值之间频繁地反转的特性。当控制输入这样地在正值和负值之间反转时，根据控制对象的特性，有时会导致控制性和控制效

率（能量效率）的降低，在这种情况下，从控制性和控制效率的观点来看，优选的是对控制输入进行控制使其仅在正值侧的预定范围内或仅在负值侧的预定范围内变化。对此，根据该优选方式的结构，因为作为调制值和第 2 预定值的总和而计算出对控制对象的控制输入，所以通过适当地设定该第 2 预定值，可以作为仅在正值侧的预定范围内或仅在负值侧的预定范围内变化的值而计算出控制输入，从而控制性和控制效率均可得以提高。

为了达成上述第 2 目的，在本发明的第八方式中提供了一种控制装置，其控制分别用于使内燃机的进气门和排气门开闭的进气凸轮和排气凸轮中的至少一方相对于曲轴的凸轮相位，使其成为目标凸轮相位，其特征在于，具有：电磁式凸轮相位可变机构，其具有电磁铁，利用该电磁铁的电磁力在预定范围内变更所述凸轮相位，并且在未作用该电磁力时将所述凸轮相位保持为规定该预定范围的一个界限值；检测所述凸轮相位的凸轮相位检测单元；设定所述目标凸轮相位的目标凸轮相位设定单元；控制值计算单元，其根据预定的控制算法计算控制值，该控制值用于控制所述检测出的凸轮相位以使其成为所述设定的目标凸轮相位；偏差计算单元，其计算该算出的控制值与第 1 预定值之间的偏差；以及控制输入计算单元，其利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中的一种的调制算法来调制该算出的偏差，由此计算调制值，并且根据该算出的调制值计算对所述电磁式凸轮相位可变机构的控制输入。

根据该控制装置的结构，根据预定的控制算法来算出用于控制检测出的凸轮相位以使其成为所设定的目标凸轮相位的控制值，并且利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中的一种的算法来调制所算出的控制值与第 1 预定值之间的偏差，由此计算调制值，并且根据这样算出的调制值，计算对电磁式凸轮相位可变机构的控制输入。该情况下，因为电磁式凸轮相位可变机构构成为利用电磁铁的电磁力在预定范围内变更凸轮相位，并且在未作用电磁力时把凸轮相位保持为规定预定范围的一个界限值，所以用于控制凸轮相位使其成为目标凸轮相位的控制值只要是可产生电磁力的值即可，可以作为正值侧和负值侧双方的值而算出。然而，当

对电磁铁的施加电压的符号反转时，发生磁通方向反转的状态，结果，方向不同的磁通之间互相干扰，从而发生电磁力抵销的状态，为了避免该情况，必须仅作为正值侧或负值侧的值而算出控制值。

这样，即使在仅作为正值侧或负值侧的值而算出控制值的情况下，如上所述，因为通过利用基于 Δ 调制算法、 $\Delta\Sigma$ 调制算法和 $\Sigma\Delta$ 调制算法中一种的算法来调制控制值与第1预定值之间的偏差，由此计算调制值，所以通过适当地设定第1预定值，也能够作为在正值和负值之间变化的值而算出偏差。这样，可以作为最大值和最小值之间的反转频繁发生、并且向最大值侧的反转频度和向最小值侧的反转频度接近于一半比例的值而计算出调制值，结果，可以提高控制精度。并且，因为使用电磁式凸轮相位可变机构作为变更凸轮相位的机构，所以与使用油压驱动式的凸轮相位可变机构的情况不同，无需等待油压的上升即可从起动时开始适当地控制凸轮相位，也不会受油温的影响。除此之外，与油压驱动式的凸轮相位可变机构相比，能进一步减少无用时间，确保更高的响应性。结果，能进一步提高控制精度。

优选的是所述控制输入计算单元把对所述电磁式凸轮相位可变机构的所述控制输入作为所述调制值和第2预定值的总和而算出。

如上述第八方式的控制装置那样，当调制值具有在其最大值和最小值之间频繁地反转的特性时，有时根据这种调制值计算出的控制输入在正值和负值之间频繁地反转。当这样控制输入在正值和负值之间频繁地反转时，如前面所述，发生在电磁铁中磁通方向频繁地反转的状态，因而方向不同的磁通之间相互干扰，发生电磁力抵销的状态，结果导致电力效率和控制性的降低。对此，根据该优选方式的结构，因为作为调制值和第2预定值的总和而算出对电磁式凸轮相位可变机构的控制输入，所以通过适当地设定该第2预定值，可以作为仅在预定的正值侧的范围内或仅在负值侧的范围内变化的值而算出控制输入。由此能够避免上述的磁通方向的反转，电力效率和控制性均可得以提高。

附图说明

图 1 是示出本发明的第一实施方式的控制装置和应用该控制装置的内燃机的概略结构的图。

图 2 是示意性地示出电磁式凸轮相位可变机构的概略结构的剖面图。

图 3 是表示从沿着图 2 的 A-A 线的方向观察行星齿轮装置的示意图。

图 4 是表示从沿着图 2 的 B-B 线的方向观察电磁制动器的示意图。

图 5 是表示电磁式凸轮相位可变机构的动作特性的特性曲线。

图 6 是表示电磁式凸轮相位可变机构的电磁铁的动作特性的特性曲线。

图 7 是表示第一实施方式的控制装置的结构方框图。

图 8 是表示二自由度滑动模式控制器的控制算法的图。

图 9 是表示 DSM 控制器的结构方框图。

图 10 是表示 DSM 控制器的控制算法的图。

图 11 是表示比较例的控制器的结构方框图。

图 12 是表示比较例的控制器的控制算法的图。

图 13 是表示在比较例的控制器中，当参照输入 r 的绝对值比值 1 小时的动作例的时序图。

图 14 是表示在比较例的控制器中，当参照输入 r 的绝对值大于等于值 1 时的动作例的时序图。

图 15 是表示使用比较例的控制器来控制电磁式凸轮相位可变机构时的动作例的时序图。

图 16 是表示在 DSM 控制器中，为了比较，取代限制值偏差 r_2 而把限制值 r_1 输入到 $\Delta \Sigma$ 调制算法中的情况下的动作例的时序图。

图 17 是表示 DSM 控制器的动作例的时序图。

图 18 是表示利用第一实施方式的控制装置来控制电磁式凸轮相位可变机构时的动作例的时序图。

图 19 是凸轮相位控制处理的流程图。

图 20 是表示目标凸轮相位的映射值 $C_{ain_cmd_map}$ 的计算中使用的映射图的一例的图。

图 21 是表示本发明的第二实施方式的控制装置的结构方框图。

图 22 是表示 SDM 控制器的控制算法的图。

图 23 是表示本发明的第三实施方式的控制装置的结构方框图。

图 24 是表示 DM 控制器的控制算法的图。

图 25 是表示本发明的第四实施方式的控制装置的结构方框图。

具体实施方式

以下，一边参照附图，一边说明本发明的第一实施方式的控制装置。本实施方式的控制装置对内燃机的进气凸轮相对于曲轴的实际相位（以下称为“凸轮相位”） C_{ain} 进行控制，其控制对象相当于通过输入后述的控制输入 V_{cain} 而输出凸轮相位 C_{ain} （控制对象的输出）的系统。如图 1 所述，该控制装置 1 具有变更凸轮相位 C_{ain} 的电磁式凸轮相位可变机构 30 和用于控制电磁式凸轮相位可变机构 30 的 ECU 2，该 ECU 2 如后面所述，执行凸轮相位控制处理。

内燃机（以下称为“发动机”）3 是 4 冲程 DOHC 型汽油发动机，具有进气凸轮轴 4 和排气凸轮轴 7。进气凸轮轴 4 具有对进气门 6 进行开闭驱动的进气凸轮 5，排气凸轮轴 7 具有对排气门 9 进行开闭驱动的排气凸轮 8。

在该进气凸轮轴 4 上，同轴地配置有链轮 4a，被设置成可自由旋转。该链齿 4a 经由未图示的正时皮带连结到曲轴 10 上，并且经由上述电磁式凸轮相位可变机构 30 的后述的行星齿轮装置 31 连结到进气凸轮轴 4 上。根据以上的结构，曲轴 10 每转 2 周，进气凸轮轴 4 转 1 周。另外，排气凸轮轴 7 也具有与其一体的链轮（未图示），经由该链轮和未图示的正时皮带连结到曲轴 10 上，由此，曲轴 10 每转 2 周，排气凸轮轴 7 转 1 周。

电磁式凸轮相位可变机构 30 在预定范围（后述的最滞后值 C_{ainrt} 和最超前值 C_{ainad} 之间的范围）内无级地变更进气凸轮轴 4 即进气凸轮 5 相对于曲轴 10 的凸轮相位 C_{ain} ，如图 2~图 4 所示，具有行星齿轮装置 31 和电磁制动器 32。

该行星齿轮装置 31 在进气凸轮轴 4 和链轮 4a 之间传递旋转，具有齿圈 31a、3 个行星轮 31b、太阳轮 31c 和行星架 31d。该齿圈 31a 连结到电磁制动器 32 的后述的外壳 33 上，与其同轴并且一体地旋转。另外，

太阳轮 31c 被安装在进气凸轮轴 4 的末端部上以与其同轴且一体地旋转。

另一方面，行星架 31d 形成为大致三角形，在它的三个角部分别突出设置有轴 31e。行星架 31d 经由这些轴 31e 连结到链轮 4a 上，从而构成为与链轮 4a 同轴且一体地旋转。

另外，各行星轮 31b 被可自由旋转地支撑在行星架 31d 的各轴 31e 上，配置在太阳轮 31c 和齿圈 31a 之间，总是与它们相啮合。

并且，所述的电磁制动器 32 具有外壳 33、芯 34、电磁铁 35 和回位弹簧 36。外壳 33 形成为中空，在其内部芯 34 被设置成可相对地自由转动。芯 34 具有圆形的基部 34a、从基部呈放射状延伸的 2 条臂 34b、34b。芯 34 的基部 34a 被安装在行星架 31d 上，从而芯 34 与行星架 31d 同轴且一体地旋转。

另一方面，在外壳 33 的内周面上，相互间隔地设置以最滞后位置和最超前位置的一对挡块 33a、33b 为一组、共计 2 组的挡块 33a、33b。芯 34 的各臂 34b 被配置在一对挡块 33a、33b 之间，从而芯 34 构成为可在臂 34b 与最滞后位置挡块 33a 抵接并停住的最滞后位置（图 4 中的实线所示的位置）、和臂 34b 与最超前位置挡块 33b 抵接并停住的最超前位置（图 4 中的双点划线所示的位置）之间，相对于外壳 33 相对地转动。

另外，回位弹簧 36 在压缩的状态下，挂在最超前位置挡块 33b 中的一个、和与其相对的臂 34 之间，通过该回位弹簧 36 的作用力，把臂 34b 推向最滞后位置挡块 33a 侧。

另一方面，电磁铁 35 被安装在回位弹簧 36 相反侧的最超前位置挡块 33b 上，以平齐的状态安装在该最超前位置挡块 33b 的与臂 34b 相对侧的端部上。该电磁铁 35 与 ECU 2 电连接，当通过来自 ECU 2 的控制输入 V_{cain} （电压信号）而被励磁时，利用其电磁力 F_{sol} ，在抵抗回位弹簧 36 的作用力的同时吸引相对的臂 34b，并且使其向最超前位置挡块 33b 侧转动。

对如上所述构成的电磁式凸轮相位可变机构 30 的动作进行说明。在该电磁式凸轮相位可变机构 30 中，在电磁制动器 32 的电磁铁 35 没有被励磁时，芯 34 由于回位弹簧 36 的作用力，被保持在其臂 34b 与最滞后

位置挡块 33a 抵接的最滞后位置上，从而凸轮相位 C_{ain} 被保持为最滞后值 C_{ainrt} （参照图 5）。

在该状态下，当链轮 4a 沿图 4 的箭头 Y1 方向旋转时，行星架 31d 和齿圈 31a 一体地旋转，从而使行星轮 31b 不旋转，而太阳轮 31c 与行星架 31d 和齿圈 31a 一体地旋转。即，链轮 4a 和进气凸轮轴 4 一体地旋转。

另外，当在芯 34 被保持在最滞后位置的状态下，电磁铁 35 通过来自 ECU 2 的控制输入 V_{cain} 而被励磁时，通过电磁铁 35 的电磁力 F_{sol} ，芯 34 的臂 34b 在抵抗回位弹簧 36 的作用力的同时，被吸引到最超前位置挡块 33b 侧即最超前位置侧，进行转动直到电磁力 F_{sol} 和回位弹簧 36 的作用力平衡的位置为止。换言之，外壳 33 相对于芯 34 沿与箭头 Y1 相反的方向相对地转动。

由此，齿圈 31a 相对于行星架 31d 沿图 3 的箭头 Y2 方向相对地转动，伴随着该转动，行星轮 31b 沿图 3 的箭头 Y3 方向转动，从而太阳轮 31c 沿图 3 的箭头 Y4 方向转动。结果，进气凸轮轴 4 相对于链轮 4a 沿链轮的旋转方向（即图 3 的箭头 Y2 的相反方向）相对地转动，从而凸轮相位 C_{ain} 超前。

该情况下，外壳 33 的转动经由齿圈 31a、行星轮 31b 和太阳轮 31c，被传递到进气凸轮轴 4，所以通过行星齿轮装置 31 的增速作用，进气凸轮轴 4 相对于链轮 4a 转动外壳 33 的转动角度放大后的角度。即，将进气凸轮 5 的凸轮相位 C_{ain} 的超前量设定成将外壳 33 的转动角度放大后的值。这是因为电磁铁 35 的电磁力 F_{sol} 可以作用的距离是有限的，所以对其进行补偿，使凸轮相位 C_{ain} 在更大范围内变化。

接着，说明按以上所述而构成的电磁式凸轮相位可变机构 30 的动作特性。如图 5 所示，在电磁式凸轮相位可变机构 30 中，凸轮相位 C_{ain} 根据对电磁铁 35 的控制输入 V_{cain} ，在最滞后值 C_{ainrt} （规定预定范围的一个界限值： 0° ）和最超前值 C_{ainad} （规定预定范围的值，例如 55° ）之间连续变化，并且具有所谓的迟滞特性，即表示控制输入 V_{cain} 增大方向时的凸轮相位 C_{ain} 的值的实线曲线、与控制输入 V_{cain} 减小方向时的凸轮相位 C_{ain} 的值的虚线曲线相互不同。

这起因于如下原因，即如图 6 所示，电磁铁 35 具有在通过控制输入 V_{cain} 而被励磁、产生电磁力 F_{sol} 时，起动时的电磁力 F_{sol} 的上升慢的特性。另外，如该图所示，电磁铁 35 的电磁力 F_{sol} 具有如下特性，即在控制输入 V_{cain} 从值 0 开始向正侧增大的情况下和从值 0 开始向负侧减小的情况下表现出相同趋势的特性，即表现出以控制输入 V_{cain} 的值 0 为中心线对称的趋势的特性。

在本实施方式中，使用以上的电磁式凸轮相位可变机构 30 来代替以往的油压驱动式凸轮相位可变机构的理由如下所述。即，以往的油压驱动式凸轮相位可变机构具有如下缺点：通过油压泵等的起动来使油压上升、直到上升至能够控制凸轮相位 C_{ain} 为止需要较长时间，并且当油温为极低的温度时具有响应性恶化的特性，无用时间长，响应性低。相比于以往的油压驱动式凸轮相位可变机构，本实施方式的电磁式凸轮相位可变机构 30 具有如下的优点，即从起动时开始即可适当地控制凸轮相位 C_{ain} ，而无需等待油压的上升，不受油温的影响，并且无用时间更少，能确保更高的响应性。

另一方面，在进气凸轮轴 4 的与电磁式凸轮相位可变机构 30 相反侧的端部设置有凸轮角传感器 20。该凸轮角传感器 20（输出检测单元、凸轮相位检测单元）例如由磁铁转子和 MRE 拾取器构成，伴随着进气凸轮轴 4 的旋转，每隔预定的凸轮角（例如 1° ）向 ECU 2 输出作为脉冲信号的 CAM 信号。

在发动机 3 的进气管 12 的节气门 13 的下流侧设置有进气管内绝对压力传感器 21 和喷射器 14。该进气管内绝对压力传感器 21 例如由半导体压力传感器等构成，检测进气管 12 内的进气管内绝对压力 P_{BA} ，将其检测信号输出给 ECU 2。

并且，利用来自 ECU 2 的控制信号控制喷射器 14，具体地说，根据控制信号的燃料喷射量 T_{out} 和喷射定时来打开，由此向进气管 12 内喷射燃料。

另外，发动机 3 上设置有曲柄角传感器 22。曲柄角传感器 22（输出检测单元、凸轮相位检测单元）伴随着曲轴 10 的转动，向 ECU 2 输出均

为脉冲信号的 CRK 信号和 TDC 信号。

每隔预定的曲柄角（例如 30° ）输出 1 个脉冲的 CRK 信号。ECU 2 根据该 CRK 信号，计算发动机 3 的转速（以下称为“发动机转速”）NE，并且根据 CRK 信号和前述的凸轮角传感器 20 的 CAM 信号，计算凸轮相位 Cain。另外，TDC 信号是表示各汽缸的活塞 11 位于比进气行程开始时的 TDC 位置靠前一些的预定曲轴角度位置上的信号，每隔预定曲轴角输出一个脉冲。

另一方面，在排气管 15 的催化装置 16 的上流侧设置有 LAF 传感器 23。该 LAF 传感器 23 是由氧化锆和铂电极等构成的氧气浓度传感器和线性化电路等的检测电路组合而成，在从浓区域到稀区域的大范围的空燃比区域内线性地检测排气气体中的空燃比，向 ECU 2 输出表示该空燃比 Kact 的检测信号。ECU 2 根据来自该 LAF 传感器 23 的检测空燃比 Kact，执行空燃比控制。

并且，在 ECU 2 上连接着油门开度传感器 24 和点火开关（以下称为“IG/SW”）25。该油门开度传感器 24 检测未图示的油门踏板的开度（以下称为“油门开度”）AP，将其检测信号输出给 ECU 2。通过点火钥匙（未图示）操作接通/断开 IG/SW 25，并且向 ECU 2 输出表示其接通/断开状态的信号。

ECU 2 由微计算机构成，该微计算机由 I/O 接口、CPU、RAM 和 ROM 等构成，根据上述的各种传感器 20~24 的检测信号和 IG/SW 25 的接通/断开信号等，判断发动机 3 的运转状态，并且按下面所述，执行凸轮相位控制处理。

并且，在本实施方式中，由 ECU 2 构成输出检测单元、目标值设定单元、控制值计算单元、偏差计算单元、控制输入计算单元、凸轮相位检测单元和目标凸轮相位设定单元。

如图 7 所示，控制装置 1 具有 2 自由度滑动模式控制器（以下称为“TDFSLD 控制器”）40 和 DSM 控制器 50，具体地说，两个控制器 40、50 由 ECU 2 构成。

该 TDFSLD 控制器 40（控制值计算单元）用于使凸轮相位 Cain 收敛

于目标凸轮相位 $Cain_cmd$ (目标值), 具体地说, 利用图 8 所示的式(1)~(8) 的 2 自由度滑动模式控制算法, 根据凸轮相位 $Cain(k)$ 和目标凸轮相位 $Cain_cmd(k)$, 计算参照输入 $r(k)$ 。并且, 根据后面所述的理由, 把该参照输入 $r(k)$ 计算为正值。

在该图的各式中, 带标记(k)的各离散数据表示按预定周期采样的数据, 标记 k 表示各离散数据的采样周期的序号。例如, 标记 k 表示在本次采样定时所采样的值, 标记 $k-1$ 表示在前一次的采样定时所采样的值。这一点对于下面的离散数据(时序数据)也一样。并且, 在下面的说明中, 可适当省略各离散数据中的标记(k)。

如该图的式(1)所示, 在该控制算法中, 把参照输入 $r(k)$ 作为前馈输入 $rff(k)$ 、趋近律输入 $rrch(k)$ 、自适应律输入 $radp(k)$ 和阻尼输入 $rdamp(k)$ 的总和而算出。

使用切换函数设定参数 $POLE$ 和目标凸轮相位的滤波值的时序数据 $Cain_cmd_f(k)$ 、 $Cain_cmd_f(k-1)$ 、 $Cain_cmd_f(k-2)$, 根据式(2)算出该前馈输入 $rff(k)$ 。把该切换函数设定参数 $POLE$ 设定成使 $-1 < POLE < 0$ 的关系成立的值。

对于该目标凸轮相位的滤波值的本次值 $Cain_cmd_f(k)$, 使用其前次值 $Cain_cmd_f(k-1)$ 、目标凸轮相位 $Cain_cmd(k)$ 和目标值滤波设定参数 $POLE_f$, 根据式(8)而算出。把该目标值滤波设定参数 $POLE_f$ 设定成使 $-1 < POLE_f < POLE < 0$ 的关系成立的值。

另外, 如式(3)所示, 把趋近律输入 $rrch(k)$ 作为值-1、趋近律反馈增益 $Krch$ 和切换函数 $\sigma_s(k)$ 的积而算出, 使用根据式(7)算出的追随误差 $e(k)$ 和上述的切换函数设定参数 $POLE$, 根据式(6)计算该切换函数 $\sigma_s(k)$ 。

而且, 如式(4)所示, 把自适应律输入 $radp(k)$ 作为值-1、自适应律反馈增益 $Kadp$ 和切换函数的积分值 $\Sigma \sigma_s$ 的积而算出。另外, 如式(5)所示, 把阻尼输入 $rdamp(k)$ 作为值-1、阻尼反馈增益 $Kdamp$ 、凸轮相位的本次值与前次值之间的偏差 $[Cain(k) - Cain(k-1)]$ 的积而算出。

根据以上的 TDFSLD 控制器 40 的控制算法, 利用前馈输入 $rff(k)$,

可以提高控制的快速响应性，提高凸轮相位 C_{ain} 向目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的收敛速度。另外，利用趋近律输入 $rrch(k)$ 和自适应律输入 $radp(k)$ ，可以指定凸轮相位 C_{ain} 向目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的收敛速度和收敛行为。并且，利用阻尼输入 $rdamp(k)$ ，可以避免因干扰引起的过冲等的振动行为。

然而，当把根据 2 自由度滑动模式控制算法而算出的参照输入 $r(k)$ 直接输入给电磁式凸轮相位可变机构 30 并对其进行控制时，产生以下的问题。即，因为作为变化速度比较快的值而算出目标凸轮相位 C_{ain_cmd} ，所以在执行凸轮相位 C_{ain} 向目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的追随控制的情况下，要求高追随性（追随精度）。与此相对，如上所述，因为电磁式凸轮相位可变机构 30 在其动作特性中具有迟滞特性，所以在比最滞后值 C_{ainrt} 稍微偏向超前侧的范围内对凸轮相位 C_{ain} 进行控制时，凸轮相位 C_{ain} 一下就变化到最滞后值 C_{ainrt} ，无法适当地进行控制。即，很难在最滞后值 C_{ainrt} 附近，以微小的变化量来控制凸轮相位 C_{ain} 。与此相同，在比最超前值 C_{ainad} 稍微偏向滞后侧的范围内对凸轮相位 C_{ain} 进行控制时，凸轮相位 C_{ain} 一下就变化到最超前值 C_{ainad} ，无法适当地进行控制。即，也很难在最超前值 C_{ainad} 附近以微小的变化量控制凸轮相位 C_{ain} 。

根据以上的理由，在应用了包括滑动模式控制算法在内的鲁棒控制算法或 PID 控制算法等的线性控制器中，很难高精度地执行使凸轮相位 C_{ain} 追随变化速度快的目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的追随控制。

因此，在本实施方式中，为了高精度地执行使凸轮相位 C_{ain} 追随目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的追随控制，在 DSM 控制器 50 中，利用基于 $\Delta\Sigma$ 调制算法的控制算法对根据上述 2 自由度滑动模式控制算法算出的参照输入 $r(k)$ 进行调制，由此计算对电磁式凸轮相位可变机构 30 的控制输入 $V_{cain}(k)$ 。

以下，说明 DSM 控制器 50（控制值计算单元、控制输入计算单元）。在该 DSM 控制器 50 中，如图 9 所示，当来自 TDFSLD 控制器 40 的参照输入 $r(k)$ 被输入到限制器 50a 中时，利用该限制器 50a 生成对参照输入 $r(k)$

进行限制处理后的限制值 $r_1(k)$ ，利用差分器 50b（偏差计算单元），作为限制值 $r_1(k)$ 与来自偏移值产生部 50c 的预定偏移值 V_{cain_oft} （第 1 和第 2 预定值）之间的偏差而生成作为控制值的限制值偏差 $r_2(k)$ 。并且，利用差分器 50d，作为该限制值偏差 $r_2(k)$ 与由延迟元件 50e 进行延迟后的调制输出 $u''(k-1)$ 之间的偏差而生成偏差信号值 $\delta(k)$ 。

接着，利用积分器 50f，作为偏差信号值 $\delta(k)$ 和偏差积分值的延迟值 $\sigma(k-1)$ 之和的信号而生成偏差积分值 $\sigma(k)$ ，接着利用中继要素 50g，根据偏差积分值 $\sigma(k)$ ，作为预定值 $+R/-R$ 而生成作为调制值的调制输出 $u''(k)$ 。然后，利用放大器 50h，作为以预定的振幅调节增益 $F(=KDSM)$ 对调制输出 $u''(k)$ 进行增益调节后的值而生成增益调节值 $u(k)$ ，接着，利用加法器 50i，作为增益调节值 $u(k)$ 和来自上述信号产生器 50c 的预定偏移值 V_{cain_oft} 之和而生成控制输入 $V_{cain}(k)$ 。

该 DSM 控制器 50 的控制算法表示为图 10 的式 (9) ~ (15)。在该式 (9) 中， $\text{Lim}(r(k))$ 表示利用上述限制器 50a 对参照输入 $r(k)$ 进行限制处理后的限制值，具体地说，作为把参照输入 $r(k)$ 限制在由预定下限值 r_{min} 和预定上限值 r_{max} 所规定的范围内的值而算出。即，当 $r(k) < r_{min}$ 时 $\text{Lim}(r(k)) = r_{min}$ ，当 $r_{min} \leq r(k) \leq r_{max}$ 时 $\text{Lim}(r(k)) = r(k)$ ，当 $r(k) > r_{max}$ 时 $\text{Lim}(r(k)) = r_{max}$ 。根据后述的理由，这些下限值 r_{min} 和上限值 r_{max} 均被设定成正的预定值。

另外，在式 (13) 中， $\text{fnl}(\sigma(k))$ 是与上述中继要素 50g 相当的非线性函数，其值为：当 $\sigma(k) \geq 0$ 时 $\text{fnl}(\sigma(k)) = R$ ，当 $\sigma(k) < 0$ 时 $\text{fnl}(\sigma(k)) = -R$ （也可以设定成当 $\sigma(k) = 0$ 时 $\text{fnl}(\sigma(k)) = 0$ ）。另外，根据后述的理由，该值 R 被设定成使 $R > |r_2(k)|$ 的关系总是成立的比值 1 大的值。另外，式 (14) 的 $KDSM$ 是与上述振幅调节增益 F 相当的振幅调节增益，被设定成小于等于值 1 并且如后面所述的值。

本实施方式的 DSM 控制器 50 的控制算法按上面所述构成，下面，一边参照图 11 所示的比较例的控制器 60 一边说明其理由。该控制器 60 使用本申请人在日本特愿 2002-231614 号中所提出的控制算法。对该控制器 60 和本实施方式的 DSM 控制器 50 进行比较，在该控制器 60 中，仅以

下方面与 DSM 控制器 50 不同，即利用差分器 60b 生成限制器 60a 所生成的参照输入 $r(k)$ 的限制值 $r1'(k)$ 与调制输出的延迟值 $u''(k-1)$ 之间的偏差信号值 $\delta(k)$ ，以及使用量化器 60e 取代中继要素 50g，而在其它方面相同地构成，所以省略其说明。

该控制器 60 的控制算法表示为图 12 的式(16)~(21)。在该式(16)中， $\text{sat}(r(k))$ 是饱和函数，其值为：当 $r(k) < -1$ 时 $\text{sat}(r(k)) = -1$ ，当 $-1 \leq r(k) \leq 1$ 时 $\text{sat}(r(k)) = r(k)$ ，当 $r(k) > 1$ 时 $\text{sat}(r(k)) = 1$ 。

并且，在式(19)中， $\text{sgn}(\sigma(k))$ 是相当于上述量化器 60e 的符号函数，其值为：当 $\sigma(k) \geq 0$ 时 $\text{sgn}(\sigma(k)) = 1$ ，当 $\sigma(k) < 0$ 时 $\text{sgn}(\sigma(k)) = -1$ (也可以设定成当 $\sigma(k) = 0$ 时 $\text{sgn}(\sigma(k)) = 0$)。

在使用该控制器 60 的情况下，如图 13 所示，当参照输入 r 的绝对值比值 1 小时，调制输出 u'' 在值 1 和值 -1 之间频繁地反转。然而，如图 14 所示，当参照输入 r 的绝对值大于等于值 1 时，限制值 $r1'$ 保持为值 1 或值 -1，从而调制输出 u'' 被保持为值 1 或值 -1 的时间变长，失去作为 $\Delta\Sigma$ 调制算法的特征的调制输出 u'' 的切换动作。当返回给差分器 60b 的调制输出 u'' 的绝对值为值 1、而相比之下参照输入 r 的绝对值大于等于值 1 的状态持续时，发生该问题。

如图 15 所示，在本实施方式的 TDFSLD 控制器 40 算出的、用于使凸轮相位 C_{ain} 追随目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的参照输入 r 中，有时由于电磁式凸轮相位可变机构 30 的上述图 5 的动作特性（特别是增益特性），其绝对值大大超过值 1 的状态持续。因此，在该比较例的控制器 60 中，由于发生限制值 $r1'$ 长时间保持为值 1 或值 -1 的状态，从而发生控制输入 V_{cain} 长时间保持为预定的最大值 $V_{cainmax1}$ 或预定的最小值 $V_{cainmin1}$ 的状态 ($t1 \sim t2$, $t3 \sim t4$ 等)。结果，凸轮相位 C_{ain} 相对于最超前值 C_{ainad} 或最滞后值 C_{ainrt} 发生过冲，因而芯 34 的臂 34b 冲击最滞后位置挡块 33a 或最超前位置挡块 33b，发生冲击声等。

与此相对，在本实施方式的 DSM 控制器 50 中，使用上述的中继要素 50g 即非线性函数 $f_{n1}(\sigma(k))$ 取代量化器 60e 即符号函数 $\text{sgn}(\sigma(k))$ ，并且把上述预定值 R 设定成使 $R > |r2|$ 的关系总是成立的值，所以返回给

差分器 50d 的调制输出 u'' 的绝对值总是比限制值偏差 r_2 的绝对值大，从而恰当地确保了调制输出 u'' 的切换行为。

另外，在 DSM 控制器 50 中，把作为限制值 r_1 与预定偏移值 V_{cain_oft} 之间的偏差的限制值偏差 r_2 输入给差分器 50d，并且作为偏移值 V_{cain_oft} 与增益调节值 u 之和而算出控制输入 V_{cain} ，其理由如下所述。

即，如上所述，电磁式凸轮相位可变机构 30 的电磁铁 35 具有如下特性，即其电磁力 F_{sol} 在控制输入 V_{cain} 从值 0 向正侧增大的情况下和从值 0 向负侧减小的情况下表现出相同趋势。因此，即使在控制输入 V_{cain} 为正值或负值时，如果它们的绝对值相同，则产生相同的电磁力 F_{sol} 。然而，当控制输入 V_{cain} 的符号反转时，方向不同的磁通之间相互干扰，发生电磁力 F_{sol} 相抵销的状态，导致电力效率和控制性的降低。为了避免该情况，必须作为正值或负值侧中一方的值而算出控制输入 V_{cain} ，所以在本实施方式的 TDFS LD 控制器 40 中，计算参照输入 r 使其总是为正值，与此同时，限制器 50a 的限制范围也被设定成正值侧的预定范围 ($r_{min} \sim r_{max}$)。

然而，在这样把限制值 r_1 总是作为正值算出的情况下，当把其直接输入到差分器 50d 中时，如图 16 所示，调制输出 u'' 在其最大值 R 和最小值 $-R$ 之间的反转频度降低，并且被保持为最大值 R 的时间变长，导致控制精度相应地降低。为了避免该情况，在本实施方式的 DSM 控制器 50 中，作为限制值 r_1 与偏移值 V_{cain_oft} 之间的偏差而算出输入给差分器 50d 的限制值偏差 r_2 ，并且把限制器 50a 的上下限值 r_{min} 、 r_{max} 和偏移值 V_{cain_oft} 设定成适当的值，以使该限制值偏差 r_2 表现为正值和负值两方。由此，如图 17 所示，作为在最大值 R 和最小值 $-R$ 之间频繁地反转、并且向最大值 R 侧的反转频度和向最小值 $-R$ 的反转频度接近于一半比例的值而算出调制输出 u'' 。结果，可以提高控制精度。

除此之外，为了避免如上所述的控制输入 V_{cain} 的符号的反转，把偏移值 V_{cain_oft} 和振幅调节增益 K_{DSM} 设定成适当的值 ($K_{DSM} \leq 1$)，以使得控制输入 V_{cain} 在均为正值的预定最大值 $V_{cainmax}$ (参照图 6) 和预定最小值 $V_{cainmin}$ (参照图 6) 之间反复地反转。并且，如图 6 所示，

该最小值 $V_{cainmin}$ 被设定成起动时的电磁力 F_{sol} 上升缓慢的区域之外的值。

利用以上的控制算法，在 DSM 控制器 50 中，根据来自 TDFSLD 控制器 40 的参照输入 r ，计算控制输入 V_{cain} ，并且把其输入到电磁式凸轮相位可变机构 30 中，由此控制凸轮相位 C_{ain} 。结果，如图 18 所示，即使在参照输入 r 急剧地增减时，通过将其限制值 r_l 设定成 $r_{min} \leq r_l \leq r_{max}$ ，也可以把控制输入 V_{cain} 设定成在最大值 $V_{cainmax}$ 和最小值 $V_{cainmin}$ 之间频繁地反转、并且其反转频度接近一半比例。从而，与比较例的控制器 60 相比可以更高精度地控制凸轮相位 C_{ain} ，从而如该图所示，不会相对于最超前值 C_{ainad} 或最滞后值 C_{ainrt} 发生过冲。结果，可以避免芯 34 的臂 34b 对最滞后位置挡块 33a 或最超前位置挡块 33b 的冲击，避免冲击声的发生。

以下，参照图 19 说明由 ECU 2 执行的凸轮相位 C_{ain} 的控制处理。如该图所示，在该处理中，首先，在步骤 1（图中简称为“S1”。以下相同），判断电磁式凸轮相位可变机构 30 是否正常。当其判断结果是“是”、电磁式凸轮相位可变机构 30 为正常时，进入步骤 2，判断发动机是否正在起动。该判断是根据 IG/SW 25 的接通/断开信号和发动机转速 NE 进行的。

当该步骤 2 的判断结果是“否”、发动机 3 已经起动时，进入步骤 3，根据发动机转速 NE 和要求扭矩 TRQ ，通过检索图 20 所示的映射图，计算目标凸轮相位的映射值 $C_{ain_cmd_map}$ 。该要求扭矩 TRQ 是根据发动机转速 NE 和油门开度 AP 计算的。

在该图中，要求扭矩 TRQ 的预定值 $TRQ1 \sim 3$ 被设定成使 $TRQ1 > TRQ2 > TRQ3$ 的关系成立的值。在该映射图中，发动机转速 NE 越低，或要求扭矩 TRQ 越小，则目标凸轮相位的映射值 $C_{ain_cmd_map}$ 越被设定成超前侧的值。这是为了在发动机转速 NE 低的情况下，或在发动机负荷小的情况下，通过把进气门 6 和排气门 9 的气门重叠设定成较大，增大内部 EGR 量，实现泵气损失的降低。

接着，进入步骤 4，把步骤 3 中算出的映射值 $C_{ain_cmd_map}$ 设定为

目标凸轮相位 C_{ain_cmd} ，之后进入步骤 5，利用上述的式 (1) ~ (8) 的控制算法，计算参照输入 r 。

接着，进入步骤 6，利用上述式 (9) ~ (15) 的控制算法，算出控制输入 V_{cain} ，然后结束本程序。

另一方面，在步骤 2 的判断结果为“否”、发动机正在起动机时，进入步骤 7，把目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 设定为预定的起动机用值 $C_{ain_cmd_st}$ 。接着，执行上述步骤 5、6 后结束本程序。

另一方面，在步骤 1 的判断结果为“否”、电磁式凸轮相位可变机构 30 为故障时，进入步骤 8，把控制输入 V_{cain} 设定成值 0，然后结束本程序。由此，把凸轮相位 C_{ain} 控制为最滞后值 C_{ainrt} 。

如上所述，根据本实施方式的控制装置 1，通过 TDFSLD 控制器 40，把参照输入 r 计算为正值，以避免电磁式凸轮相位可变机构 30 的电磁铁 35 的磁通方向反转。并且，通过 DSM 控制器 50，把参照输入 r 的限制值 r_1 计算为正值，利用基于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的算法[式 (11) ~ 式 (13)]调制作参照输入 r 的限制值 r_1 与偏移值 V_{cain_oft} 之间的偏差的限制值偏差 r_2 ，从而作为预定值 $+R/-R$ 而算出调制输出 u'' ，并且把对该调制输出 u'' 进行了增益调节后的增益调节值 u 与偏移值 V_{cain_oft} 相加，从而计算对电磁式凸轮相位可变机构 30 的控制输入 V_{cain} 。

这样，虽然作为正值而算出限制值 r_1 ，但对作为其与偏移值 V_{cain_oft} 之间的偏差的限制值偏差 r_2 ，利用基于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的算法[式 (11) ~ 式 (13)]进行调制，由此计算调制输出 u'' ，所以通过适当地设定偏移值 V_{cain_oft} ，可以作为在最大值 R 和最小值 $-R$ 之间的反转频繁地发生、并且向最大值 R 侧的反转频度和向最小值 $-R$ 侧的反转频度接近一半比例的值而算出调制输出 u'' ，可以提高控制精度。另外，因为把调制输出 u'' 的绝对值即预定值 R 设定成比值 1 大、 $R > |r_2|$ 的值，所以通过适当地设定预定值 R 、限制处理的上下限值 r_{min} 、 r_{max} 和偏移值 V_{cain_oft} ，即使在参照输入 r 被长时间保持为比值 1 大得多的值的情况下，也可以作为符号反转频繁发生的值而算出限制值偏差 r_2 ，可以避免偏差信号值 δ 长时间保持为相同的值。结果，可以作为在最大值 R 和最

小值 $-R$ 之间的反转频繁地发生、并且向最大值 R 侧的反转频度和向最小值 $-R$ 侧的反转频度接近一半比例的值而算出调制输出 u'' ，可以提高控制精度。

另外，因为把对调制输出 u'' 进行增益调节而得到的增益调节值 u 与偏移值 V_{cain_oft} 相加来计算控制输入 V_{cain} ，所以通过该偏移值 V_{cain_oft} 的加法运算，可以作为仅在预定的正的最小值 $V_{cainmin}$ 和最大值 $V_{cainmax}$ 的范围内变化的值而算出控制输入 V_{cain} ，由此，可以避免上述的磁通方向的反转。除此之外，把该最小值 $V_{cainmin}$ 设定成起动时的电磁力 F_{sol} 上升缓慢的区域之外的值。由此，电力效率和控制性均可得以提高。

并且，因为使用电磁式凸轮相位可变机构30作为变更凸轮相位的机构，所以与使用油压驱动式的凸轮相位可变机构的情况不同，无需等待油压的上升即可从起动时开始适当地控制凸轮相位 C_{ain} ，并且不会受油温的影响。即，与油压驱动式的凸轮相位可变机构相比，能进一步减少无用时间，确保更高的响应性。结果，能进一步提高控制精度。

第一实施方式是为了算出返回给差分器50d的调制输出的延迟值 $u''(k-1)$ 即调制输出 u'' ，使其绝对值比限制值偏差 r_2 大（即使 $|u''| = R > |r_2|$ 成立），而使用非线性函数 $fn1$ 即中继要素50g的例子，但用于计算调制输出 u'' 的结构不限于此，只要是把调制输出 u'' 计算为上述那样的值的结构即可。例如，也可以组合使用符号函数 sgn 和乘法增益，即量化器和放大器来取代非线性函数 $fn1$ 即中继要素50g，从而把调制输出 u'' 计算为上述那样的值。

另外，在通过TDFSLD控制器40算出的参照输入 r 的绝对值没有超过值1的情况下，也可以使用量化器（即符号函数 sgn ）取代DSM控制器50的中继要素50g（即非线性函数 $fn1$ ）。并且，在把目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 和参照输入 r 均作为负值算出的情况下，也可以把偏移值 V_{cain_oft} 设定为负值，把控制输入 V_{cain} 设定成仅在负值侧的预定范围内变化。

并且，第一实施方式是把电磁式凸轮相位可变机构30用于变更进气

凸轮 5 的凸轮相位 C_{ain} 的例子,但也可以把其用于变更排气凸轮 8 相对于曲轴 10 的凸轮相位。另外,用于控制凸轮相位 C_{ain} 使其成为目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的控制算法不限于第一实施方式的 2 自由度滑动模式控制算法,只要是能控制凸轮相位 C_{ain} 使其成为目标凸轮相位 C_{ain_cmd} 的算法即可。例如,也可以使用 PID 控制算法、或反推 (back stepping) 控制算法等的响应指定型控制算法。

接着,一边参照图 21 一边说明第二实施方式的控制装置。如该图所示,该第二实施方式的控制装置 1A 与第一实施方式的控制装置 1 相比,不同之处仅在于使用 SDM 控制器 70 来取代 DSM 控制器 50,其它方面与第一实施方式的控制装置 1 同样地构成,所以省略说明。该 SDM 控制器 70 (控制值计算单元、控制输入计算单元)通过应用了 $\Sigma \Delta$ 调制算法的控制算法,根据来自 TDFSLD 控制器 40 的参照输入 $r(k)$ 计算控制输入 $V_{cain}(k)$ 。

即,在该 SDM 控制器 70 中,当来自 TDFSLD 控制器 40 的参照输入 $r(k)$ 被输入到限制器 70a (控制值计算单元)中时,通过该限制器 70a 生成限制值 $r_1(k)$,接着通过差分器 70b (偏差计算单元),作为限制值 $r_1(k)$ 和来自偏移值产生部 70c 的预定偏移值 V_{cain_oft} 之间的偏差而生成限制值偏差 $r_2(k)$ 。接着,通过积分器 70d,作为限制值偏差 $r_2(k)$ 与偏差积分值的延迟值 $\sigma r(k-1)$ 之和而算出作为控制值的积分值的偏差积分值 $\sigma r(k)$ 。另一方面,通过积分器 70e,作为由延迟元件 70f 进行了延迟的调制输出 $u''(k-1)$ 和调制输出积分值的延迟值 $\sigma u''(k-1)$ 之和而生成作为调制值的积分值的调制输出积分值 $\sigma u''(k)$ 。并且,通过差分器 70g,作为偏差积分值 $\sigma r(k)$ 与调制输出积分值 $\sigma u''(k)$ 之间的偏差而生成偏差信号值 $\delta(k)$ 。

接着,通过中继要素 70h,根据偏差信号值 $\delta(k)$,作为预定值 $+R/-R$ 而生成调制输出 $u''(k)$ 。并且,通过放大器 70i,作为按预定的振幅调节增益 $F (=K_{DSM})$ 对调制输出 $u''(k)$ 进行增益调节所得到的值而生成增益调节值 $u(k)$,接着,通过加法器 70j,作为增益调节值 $u(k)$ 与上述偏移值 V_{cain_oft} 之和而生成控制输入 $V_{cain}(k)$ 。

以上的 SDM 控制器 70 的控制算法表述为图 22 所示的式(22)~(29)。该式 (22) 的限制值 $\text{Lim}(r(k))$ 的限制宽度被设定成与上述式 (9) 相同的值。并且, 式 (27) 的非线性函数 $\text{fnl}(\delta(k))$ 被设定成当 $\delta(k) \geq 0$ 时 $\text{fnl}(\delta(k)) = R$, 当 $\delta(k) < 0$ 时 $\text{fnl}(\delta(k)) = -R$ (也可以设定成当 $\delta(k) = 0$ 时 $\text{fnl}(\delta(k)) = 0$)。

并且, 根据上述理由, 把预定值 R 设定成使 $R > |r_2(k)|$ 的关系总是成立的、比值 1 大的值。并且, 式 (23) 的偏移值 $V_{\text{cain_oft}}$ 和式 (28) 的振幅调节增益 K_{DSM} 也分别被设定成如上所述能够避免控制输入 V_{cain} 的符号反转的适当值 ($K_{\text{DSM}} \leq 1$)。

根据上面的 SDM 控制器 70, 与上述的 DSM 控制器 50 相同, 可以作为在预定的正的最大值 V_{cainmax} 和最小值 V_{cainmin} 之间频繁地反转、并且向最大值 V_{cainmax} 侧的反转频度和向最小值 V_{cainmin} 侧的反转频度接近于一半比例的值而算出控制输入 $V_{\text{cain}}(k)$ 。结果, 本实施方式的控制装置 1A 也能够获得和上述第一实施方式的控制装置 1 相同的作用效果。

接着, 一边参照图 23 一边说明第三实施方式的控制装置 1B。该第三实施方式的控制装置 1B 与第一实施方式的控制装置 1 相比, 不同之处仅在于使用 DM 控制器 80 取代 DSM 控制器 50, 其它方面与第一实施方式的控制装置 1 相同地构成, 所以省略说明。该 DM 控制器 80 (控制值计算单元、控制输入计算单元) 通过应用了 Δ 调制算法的控制算法, 根据来自 TDFSLD 控制器 40 的参照输入 $r(k)$ 计算控制输入 $V_{\text{cain}}(k)$ 。

即, 如该图所示, 在该 DM 控制器 80 中, 来自 TDFSLD 控制器 40 的参照输入 $r(k)$ 被输入给限制器 80a (控制值计算单元), 通过该限制器 80a 生成限制值 $r_1(k)$, 接着, 通过差分器 80b (偏差计算单元), 作为限制值 $r_1(k)$ 和来自偏移值产生部 80c 的预定偏移值 $V_{\text{cain_oft}}$ 之间的偏差而生成限制值偏差 $r_2(k)$ 。另一方面, 通过积分器 80d, 作为由延迟元件 80e 进行了延迟的调制输出 $u''(k-1)$ 与调制输出积分值的延迟值 $\sigma u''(k-1)$ 之和而生成调制输出积分值 $\sigma u''(k)$ 。并且, 通过差分器 80f, 作为限制值偏差 $r_2(k)$ 与调制输出积分值 $\sigma u''(k)$ 之间的偏差而生成偏差信号值

$\delta(k)$ 。

接着，通过中继要素 80g，根据偏差信号值 $\delta(k)$ ，作为预定值 $+R/-R$ 而生成调制输出 $u''(k)$ 。并且，通过放大器 80h，作为按预定的振幅调节增益 $F(=KDSM)$ 对调制输出 $u''(k)$ 进行增益调节所得到的值而生成增益调节值 $u(k)$ ，接着，通过加法器 80i，作为增益调节值 $u(k)$ 与上述偏移值 V_{cain_oft} 之和而生成控制输入 $V_{cain}(k)$ 。

以上的 DM 控制器 80 的控制算法表述为图 24 的式 (30) ~ (36)。该式 (30) 的限制值 $\text{Lim}(r(k))$ 被设定成与上述式 (22) 相同的限制宽度。并且，式 (34) 的非线性函数 $\text{fnl}(\delta(k))$ 也被设定成与上述式 (34) 相同的值。即被设定成当 $\delta(k) \geq 0$ 时 $\text{fnl}(\delta(k)) = R$ ，当 $\delta(k) < 0$ 时 $\text{fnl}(\delta(k)) = -R$ （也可以设定成当 $\delta(k) = 0$ 时 $\text{fnl}(\delta(k)) = 0$ ）。

并且，根据前面所述的理由，把预定值 R 设定成使 $R > |r_2(k)|$ 的关系总是成立的、比值 1 大的值。并且，式 (31) 的偏移值 V_{cain_oft} 和式 (35) 的振幅调节增益 $KDSM$ 也分别被设定成如上所述能够避免控制输入 V_{cain} 的符号反转的适当值 ($KDSM \leq 1$)。

根据上面的 DM 控制器 80，与上述的 DSM 控制器 50 相同，可以作为在预定的正的最大值 $V_{cainmax}$ 和最小值 $V_{cainmin}$ 之间频繁地反转、并且向最大值 $V_{cainmax}$ 侧的反转频度和向最小值 $V_{cainmin}$ 侧的反转频度接近于一半比例的值而算出控制输入 $V_{cain}(k)$ 。结果，本实施方式的控制装置 1B 也能够获得和上述第一实施方式的控制装置 1 相同的作用效果。

接着，一边参照图 25 一边说明第四实施方式的控制装置。如该图所示，该第四实施方式的控制装置 1C 用于控制发动机 3 的空燃比，其控制对象相当于通过输入后述的燃料校正系数 KAF （控制输入）来输出检测空燃比 K_{act} （控制对象的输出）的系统。控制装置 1C 具有 2 自由度滑动模式控制器 90、DSM 控制器 91、基本燃料量计算部 92、乘法器 93 和目标空燃比计算部 94。

在该目标空燃比计算部 94（目标值设定单元）中，例如通过与发动机转速 NE 和进气管内绝对压力 PBA 对应的映射图检索等，来计算目标空

燃比 K_{cmd} (当量比换算值)。

另外, 在 2 自由度滑动模式控制器 90 (控制值计算单元) 中, 根据由目标空燃比计算部 94 算出的目标空燃比 K_{cmd} 、和来自作为输出检测单元的 LAF 传感器 23 的检测空燃比 K_{act} (当量比换算值), 利用 2 自由度滑动模式控制算法, 计算参照输入 $r(k)$ 。具体地说, 该 2 自由度滑动模式控制器 90 的控制算法与上述的 TDFSLD 控制器 40 的控制算法相同地构成。

并且, 在 DSM 控制器 91 (控制值计算单元、控制输入计算单元) 中, 根据来自 2 自由度滑动模式控制器 90 的参照输入 $r(k)$, 利用基于 $\Delta \Sigma$ 调制算法的控制算法, 计算作为控制输入的燃料校正值得 $KAF(k)$ 。作为当量比换算值而算出该燃料校正值得 $KAF(k)$ 。

具体地说, 该 DSM 控制器 91 的控制算法与上述的 DSM 控制器 50 的控制算法相同地构成。即, 如图 25 所示, 在 DSM 控制器 91 中, 当来自 2 自由度滑动模式控制器 90 的参照输入 $r(k)$ 被输入到限制器 91a 中时, 通过该限制器 91a (控制值计算单元) 生成对参照输入 $r(k)$ 进行了限制处理得到的限制值 $r_1(k)$, 通过差分器 91b (偏差计算单元), 作为限制值 $r_1(k)$ 和来自偏移值产生部 91c 的预定偏移值 K_{cmd_oft} 之间的偏差而生成限制值偏差 $r_2(k)$ 。并且, 通过差分器 91d, 作为该限制值偏差 $r_2(k)$ 与由延迟元件 91e 进行了延迟的调制输出 $u''(k-1)$ 之间的偏差而生成偏差信号值 $\delta(k)$ 。

接着, 通过积分器 91f, 作为偏差信号值 $\delta(k)$ 与偏差积分值的延迟值 $\sigma(k-1)$ 之和的信号而生成偏差积分值 $\sigma(k)$, 接着, 通过中继要素 91g, 根据偏差积分值 $\sigma(k)$, 作为预定值 $+R1/-R1$ 而生成调制输出 $u''(k)$ 。根据前面所述的理由, 把该预定值 $R1$ 设定成使 $R1 > |r_2|$ 总是成立的、比值 1 大的值。通过放大器 91h, 作为按预定的振幅调节增益 F 对调制输出 $u''(k)$ 进行增益调节所得到的值而生成增益调节值 $u(k)$, 接着, 通过加法器 91i, 作为增益调节值 $u(k)$ 与来自上述偏移值产生部 91c 的预定偏移值 K_{cmd_oft} 之和而生成燃料校正值得 $KAF(k)$ 。

在以上的控制算法中, 根据前面所述的理由, 分别把偏移值 K_{cmd_oft}

(第 1 和第 2 预定值) 和振幅调节增益 F 设定成能够避免控制输入 KAF 的符号反转的适当值。

另一方面, 在基本燃料量计算部 92 中, 通过根据发动机转速 NE 和进气管内绝对压力 PBA 来检索未图示的映射图, 计算基本燃料量 $Tibase$ 。然后, 通过乘法器 93, 作为将基本燃料量 $Tibase$ 与燃料校正系数 $KAF(k)$ 相乘得到的值而算出燃料喷射量 $Tout$ 。然后, 通过把表示该燃料喷射量 $Tout$ 的控制信号提供给喷射器 14, 来控制喷射器 14 的打开时间, 控制空燃比。

根据上面的第四实施方式的控制装置 1C, 通过把目标空燃比 $Kcmd$ 设定成从稀区域到浓区域的大范围的值 (例如当量比 $0.7 \sim 1.2$), 即使当检测空燃比 $Kact$ 在稀薄区域的值与充足区域的值之间变化时, 通过适当地设定预定偏移值 $Kcmd_oft$ 、振幅调节增益 F 和预定值 $R1$, 也可以作为能够在应对这种目标空燃比 $Kcmd$ 的变动的同时在预定范围内变动、并且使检测空燃比 $Kact$ 高精度地收敛于目标空燃比 $Kcmd$ 的值而算出燃料校正系数 $KAF(k)$ 。即, 即使在发动机 3 稀燃运转时, 也能够高精度地进行空燃比控制。

并且, 以上的各实施方式是将本发明的控制装置应用于控制凸轮相位 $Cain$ 或控制内燃机 3 的空燃比的装置的例子, 但本发明的控制装置不限于这些, 不用说当然也可以广泛应用于控制其它任意控制对象的控制装置。另外, 也可以取代实施方式的程序, 而利用电路构成各种控制器 40、50、70、80、90、91。

如上所述, 本发明的控制装置可适用于凸轮相位的控制和内燃机的空燃比的控制等任意控制对象的控制, 作为在根据应用了调制算法的控制算法对控制对象的输出进行控制的情况下, 即使当对控制算法的输入值仅表现为正值或负值中的一方、或其绝对值超过值 1 的状态长时间持续时, 也能够提高控制精度的控制装置, 是很有用的。

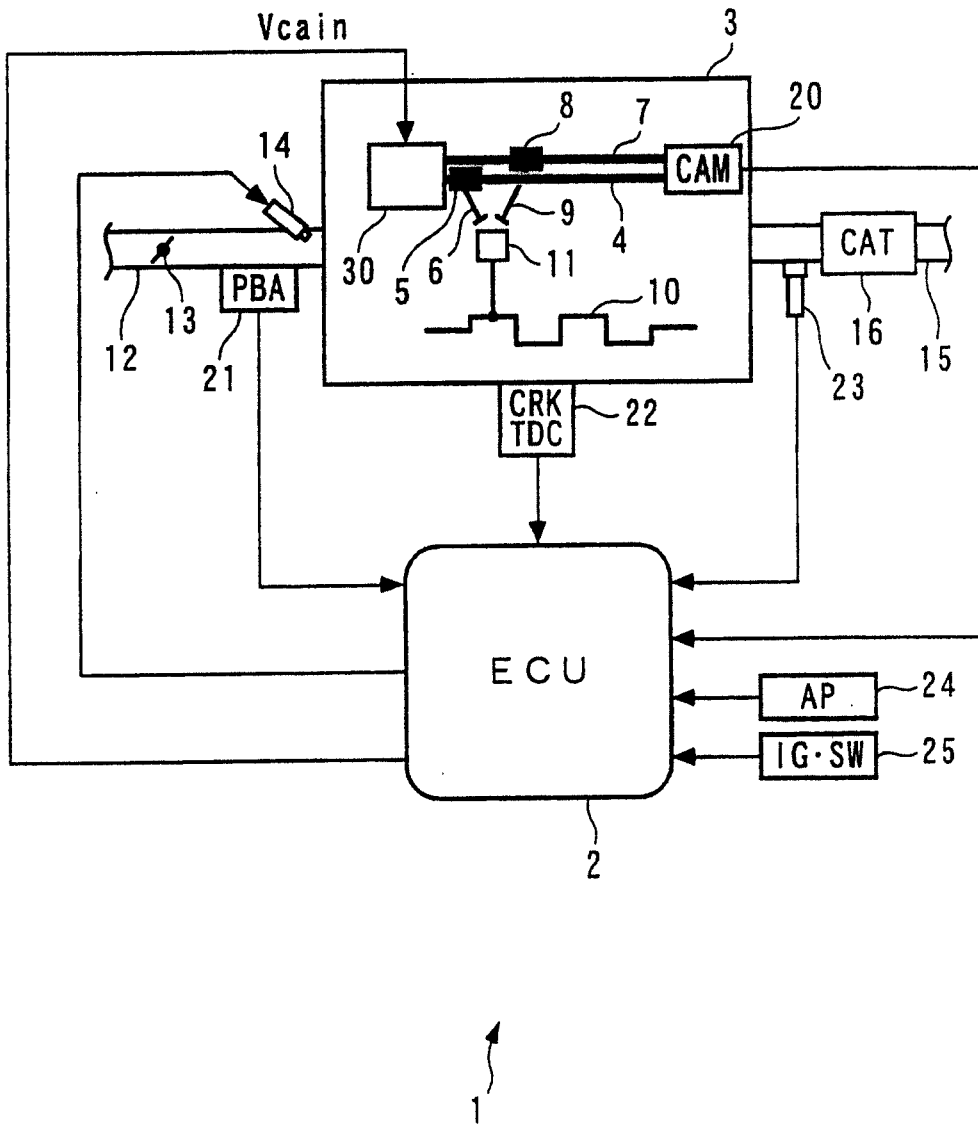


图 1

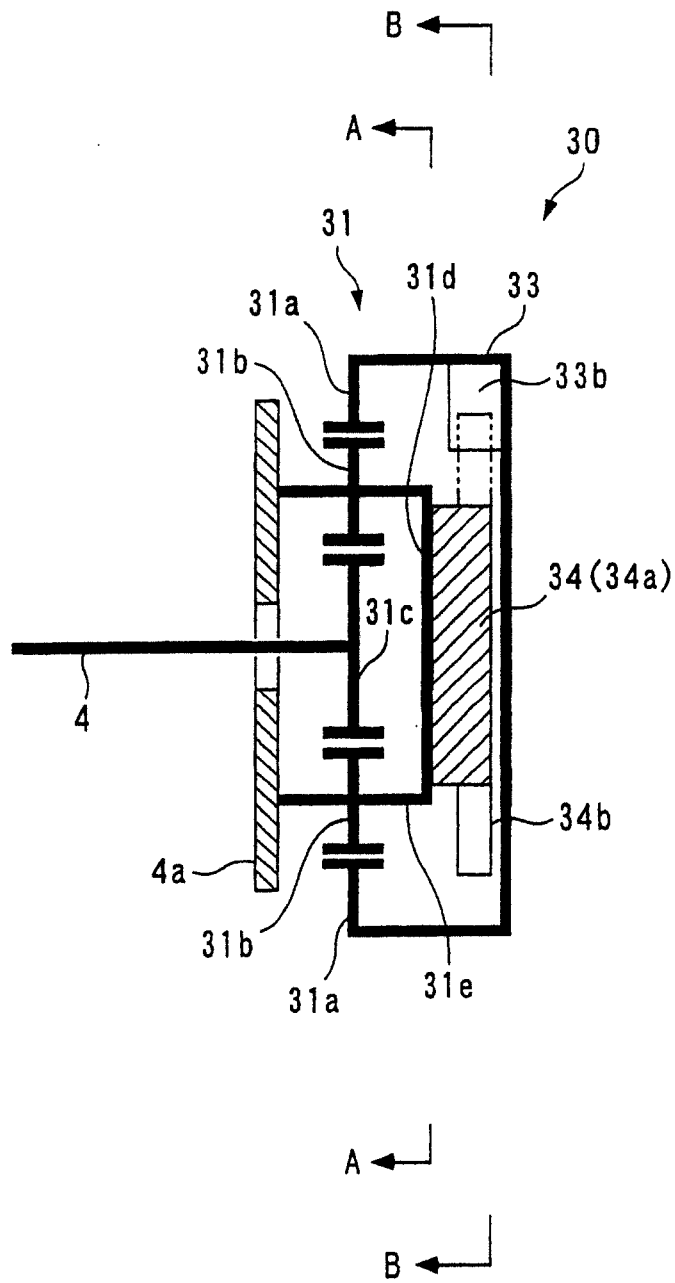


图 2

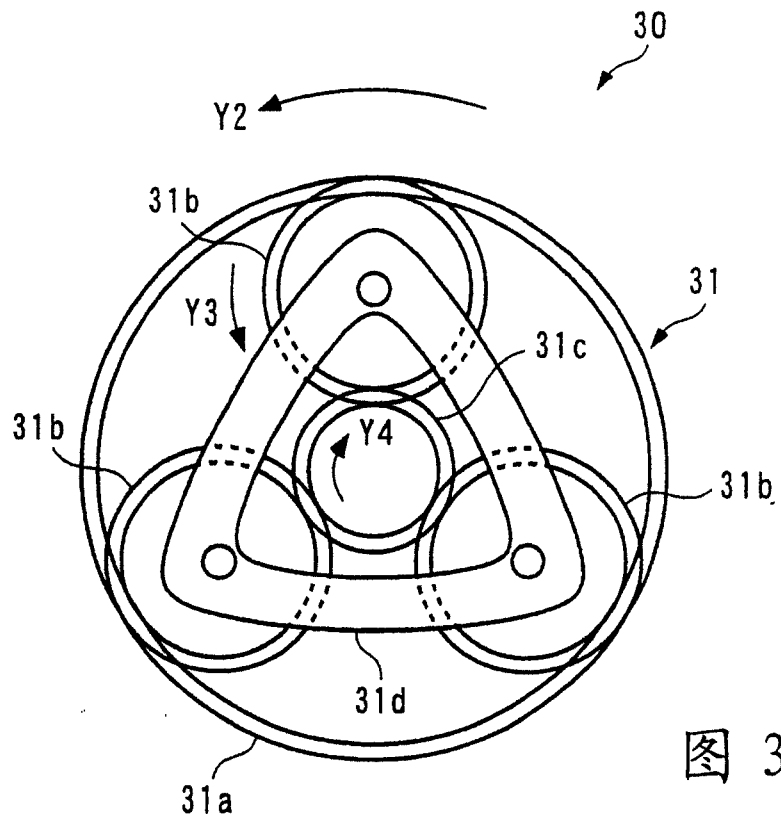


图 3

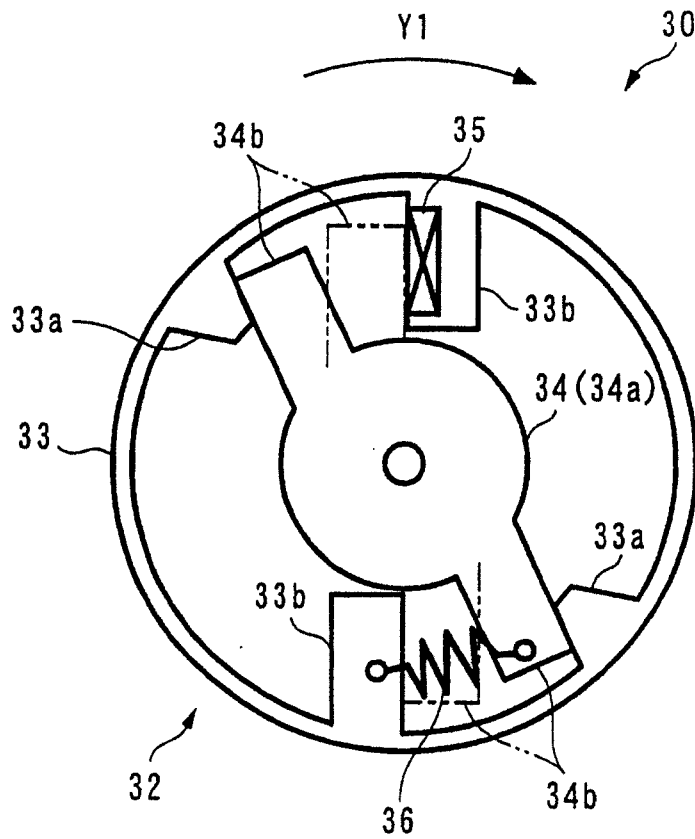


图 4

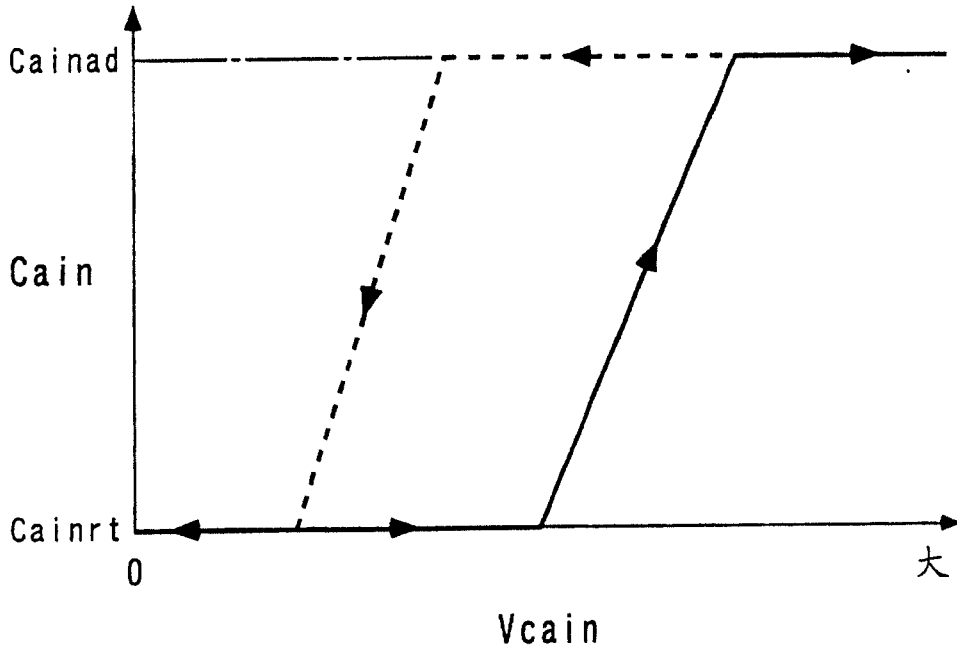


图 5

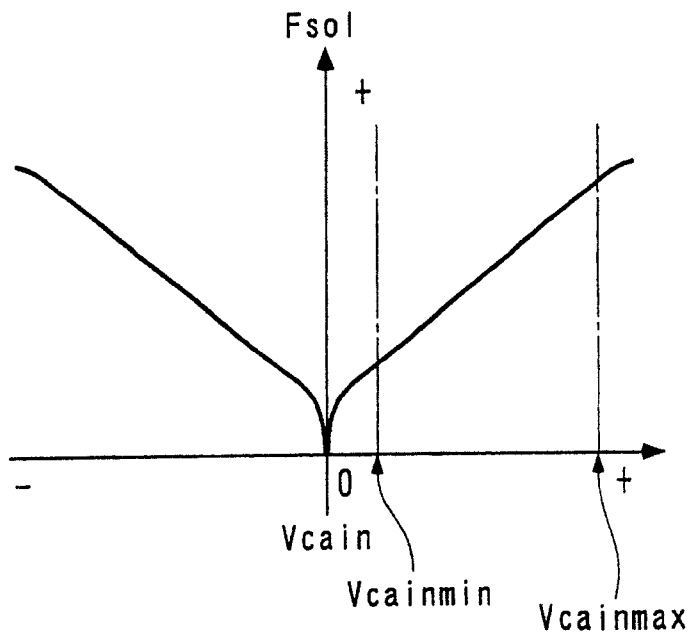


图 6

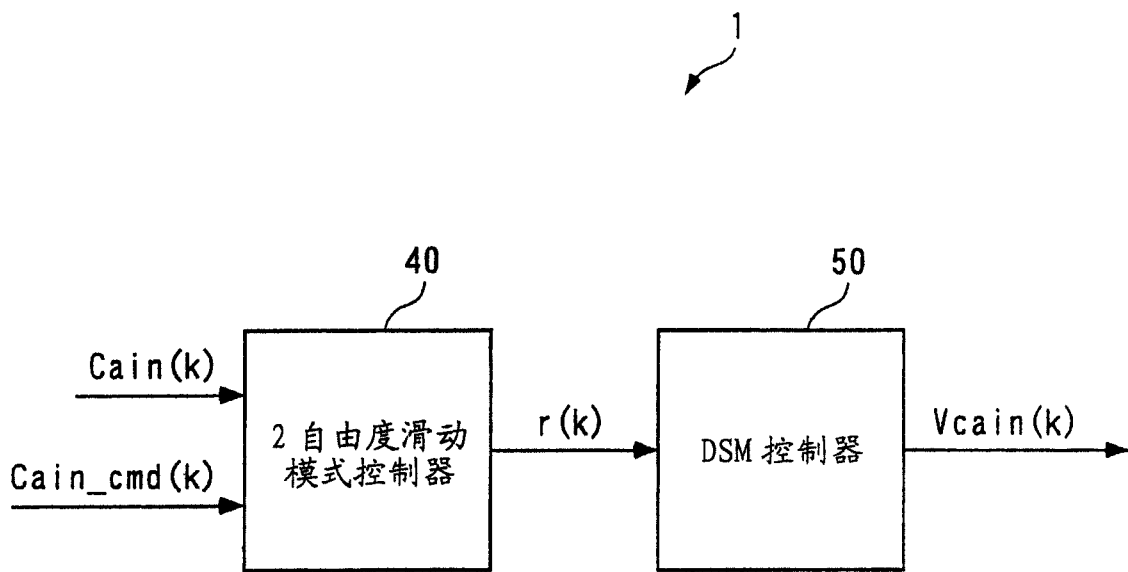


图 7

$$r(k) = r_{ff}(k) + r_{rch}(k) + r_{adp}(k) + r_{damp}(k) \quad \dots\dots (1)$$

$$r_{ff}(k) = C_{ain_cmd_f}(k) + (1 - POLE) \cdot C_{ain_cmd_f}(k-1) - POLE \cdot C_{ain_cmd_f}(k-2) \quad \dots\dots (2)$$

$$r_{rch}(k) = -K_{rch} \cdot \sigma_s(k) \quad \dots\dots (3)$$

$$r_{adp}(k) = -K_{adp} \cdot \sum_{i=0}^k \sigma_s(i) \quad \dots\dots (4)$$

$$r_{damp}(k) = -K_{damp} \cdot [C_{ain}(k) - C_{ain}(k-1)] \quad \dots\dots (5)$$

$$\sigma_s(k) = e(k) + POLE \cdot e(k-1) \quad \dots\dots (6)$$

$$e(k) = C_{ain}(k) - C_{ain_cmd_f}(k-1) \quad \dots\dots (7)$$

$$C_{ain_cmd_f}(k) = -POLE_f \cdot C_{ain_cmd_f}(k-1) + (1 + POLE_f) \cdot C_{ain_cmd}(k) \quad \dots\dots (8)$$

图 8

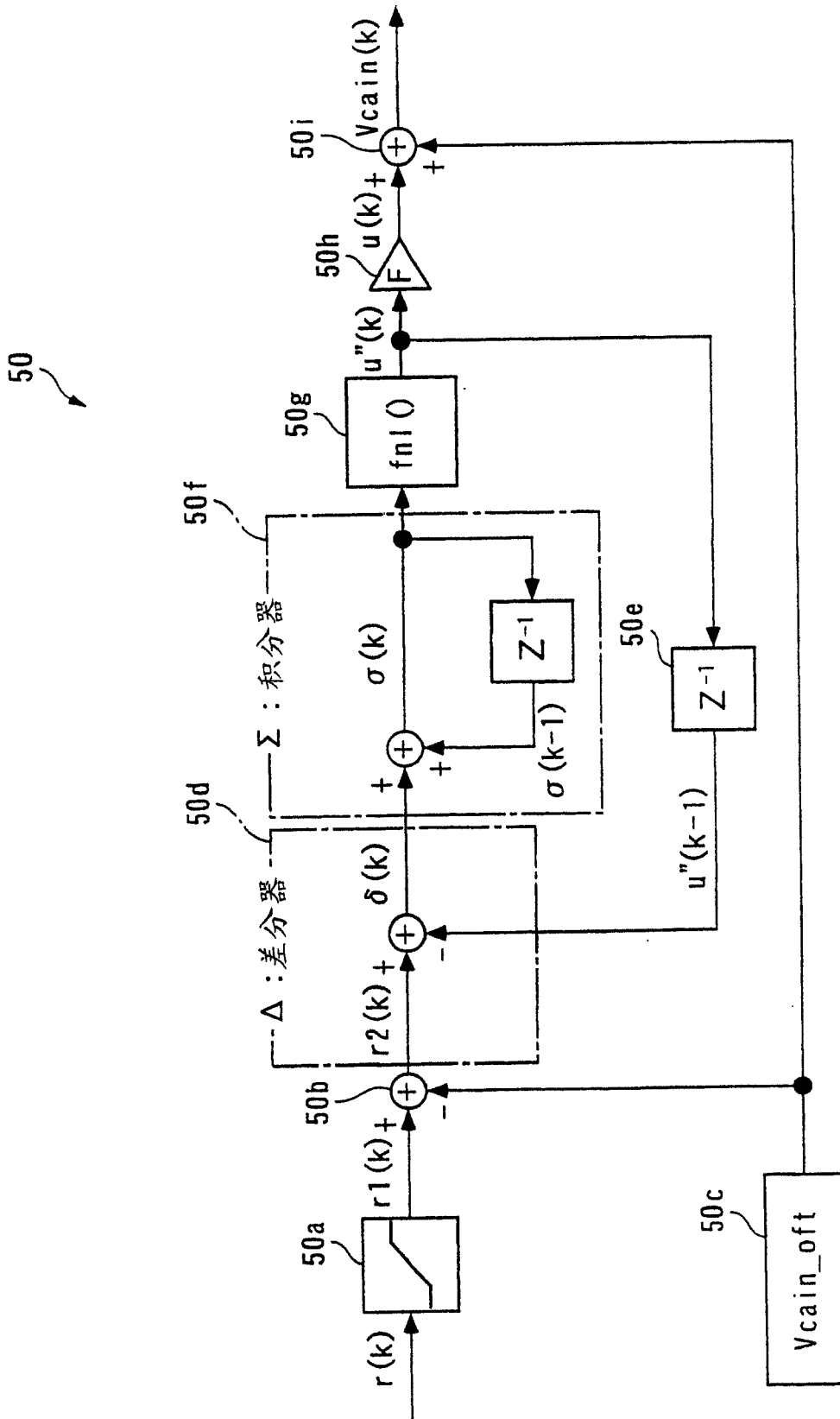


图 9

$$r1(k) = \text{Lim}(r(k)) \quad \dots\dots (9)$$

$$r2(k) = r1(k) - V_{\text{cain_oft}} \quad \dots\dots (10)$$

$$\delta(k) = r2(k) - u''(k-1) \quad \dots\dots (11)$$

$$\sigma(k) = \sigma(k-1) + \delta(k) \quad \dots\dots (12)$$

$$u''(k) = \text{fnl}(\sigma(k)) \quad \dots\dots (13)$$

$$u(k) = \text{KDSM} \cdot u''(k) \quad \dots\dots (14)$$

$$V_{\text{cain}}(k) = V_{\text{cain_oft}} + u(k) \quad \dots\dots (15)$$

图 10

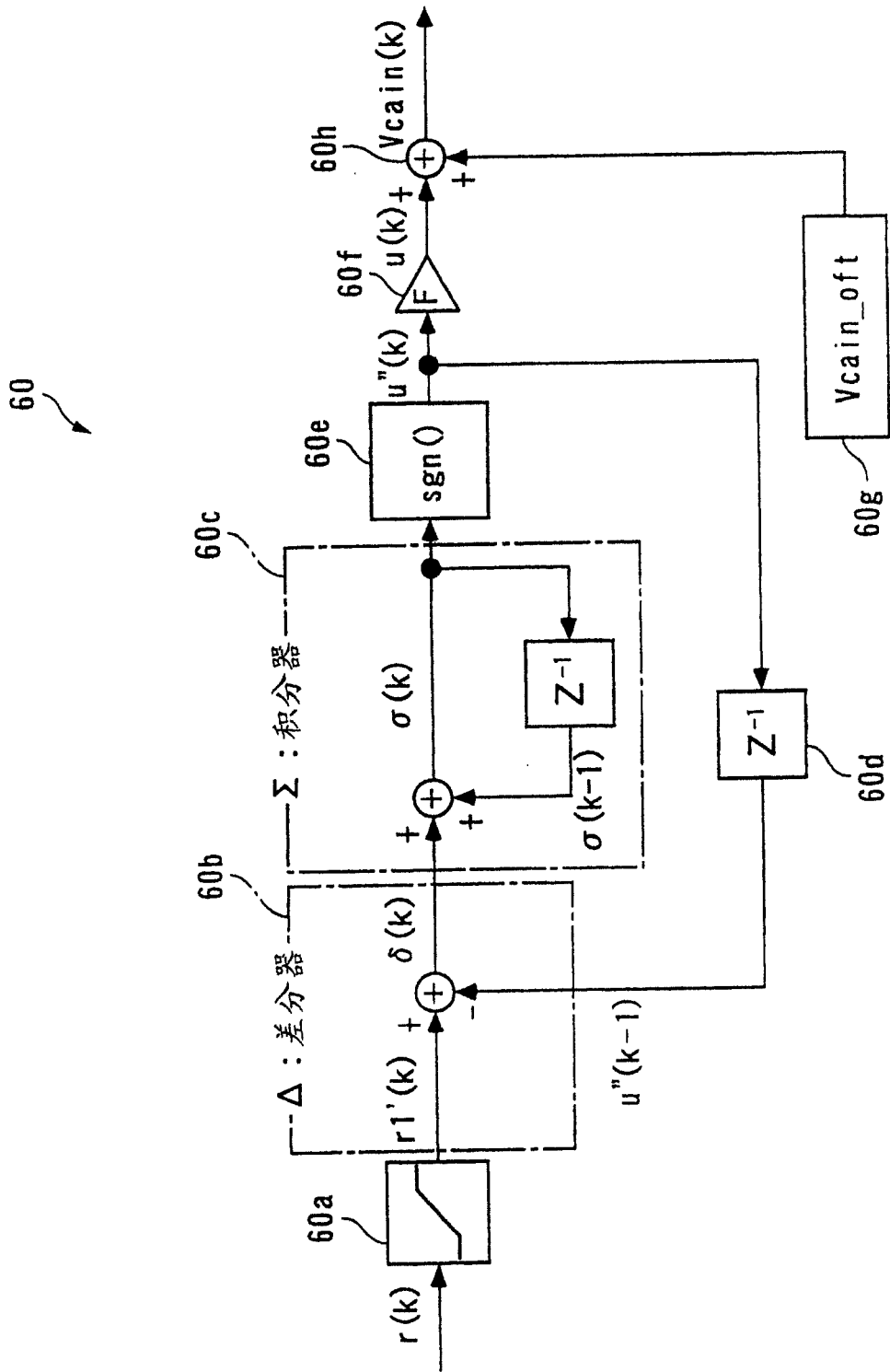


图 11

$$r1'(k) = \text{sat}(r(k)) \quad \dots\dots (16)$$

$$\delta(k) = r1'(k) - u''(k-1) \quad \dots\dots (17)$$

$$\sigma(k) = \sigma(k-1) + \delta(k) \quad \dots\dots (18)$$

$$u''(k) = \text{sgn}(\sigma(k)) \quad \dots\dots (19)$$

$$u(k) = \text{KDSM} \cdot u''(k) \quad \dots\dots (20)$$

$$V_{\text{cain}}(k) = V_{\text{cain_oft}} + u(k) \quad \dots\dots (21)$$

图 12

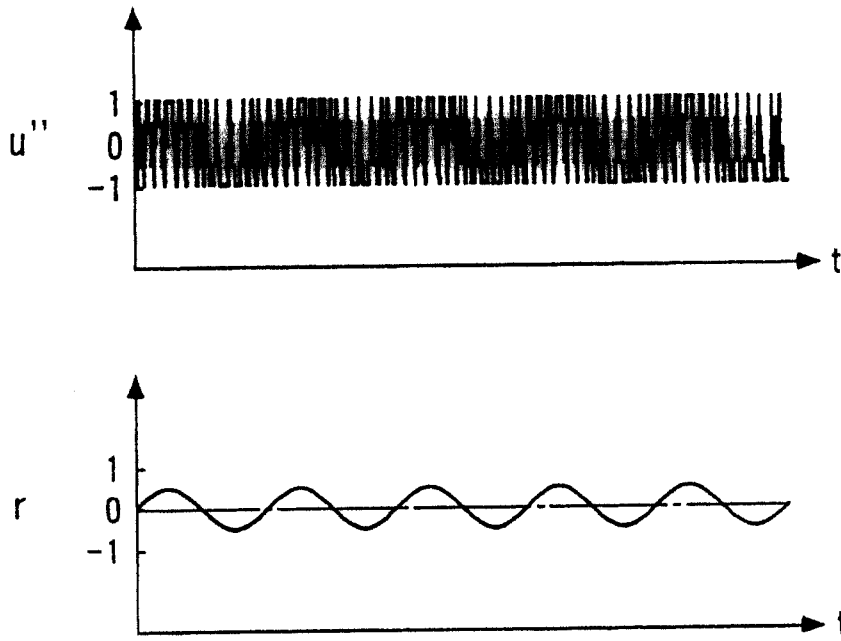


图 13

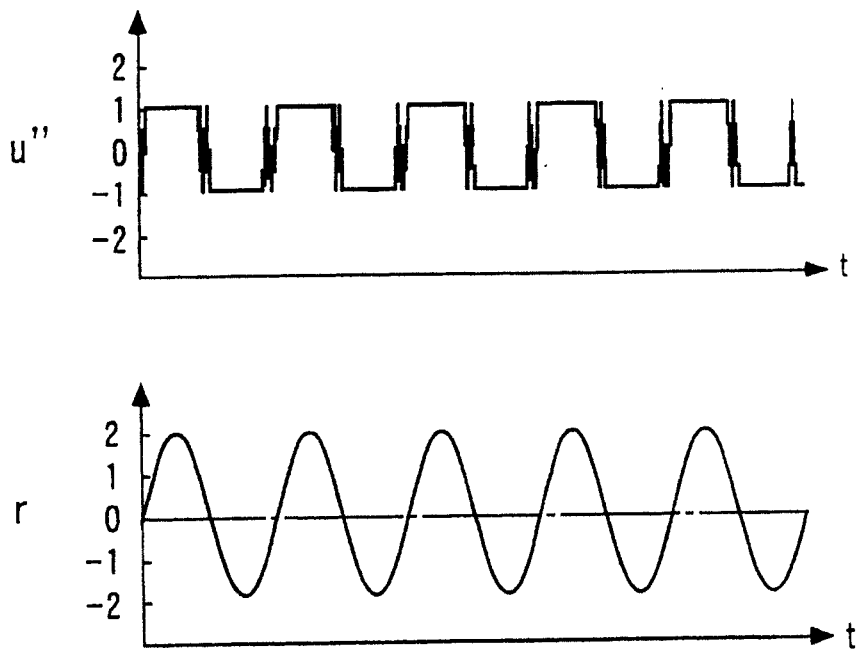


图 14

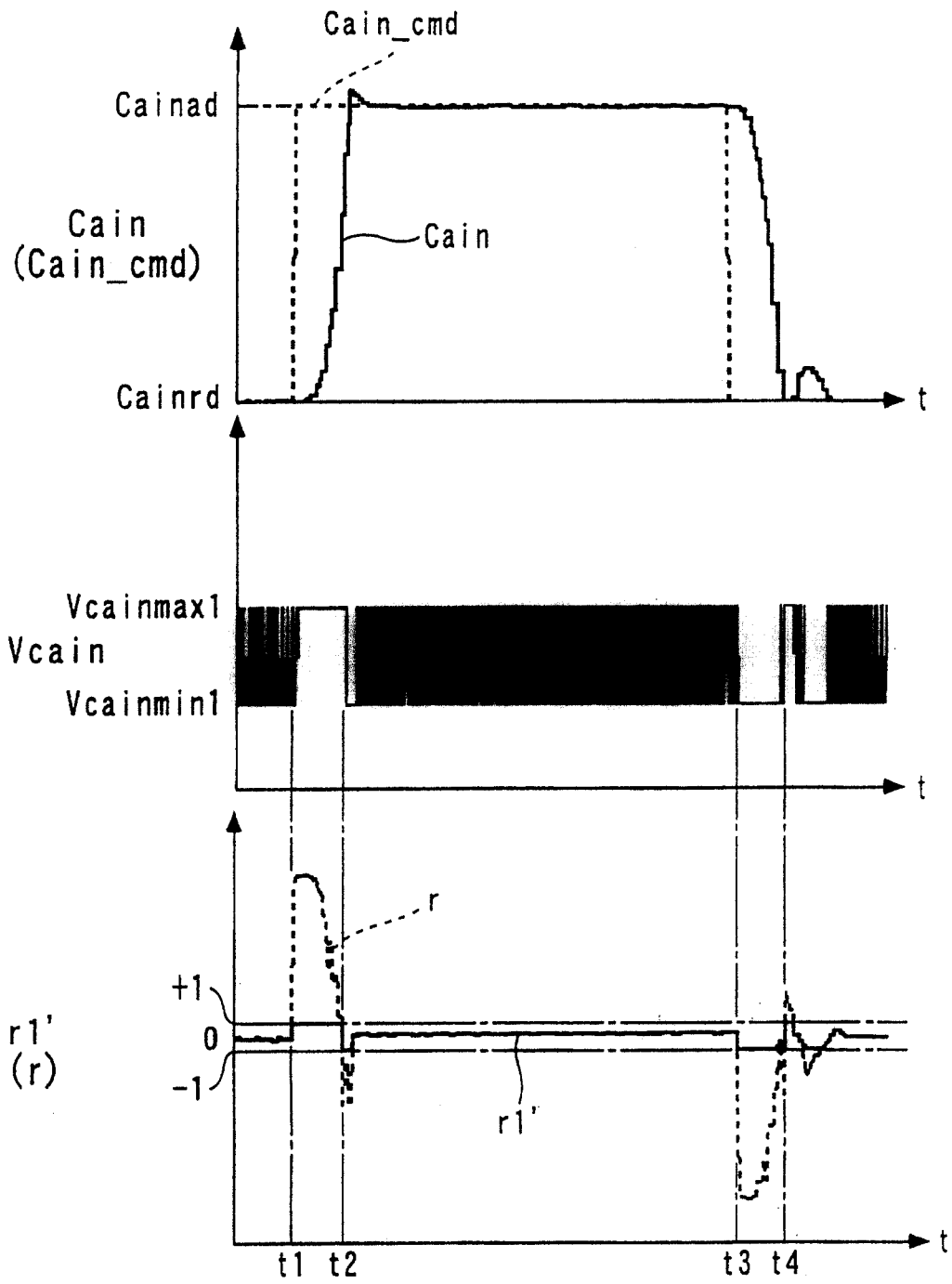


图 15

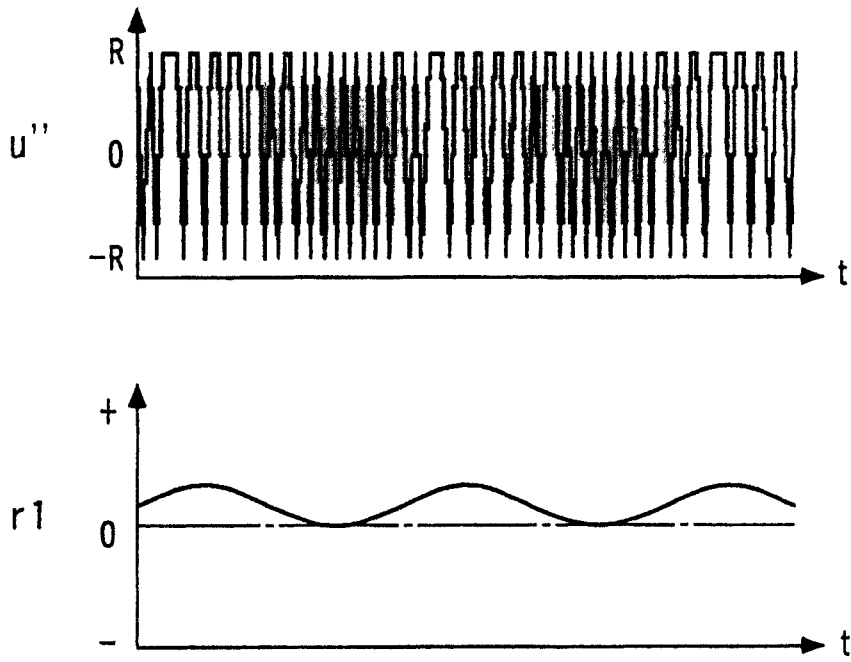


图 16

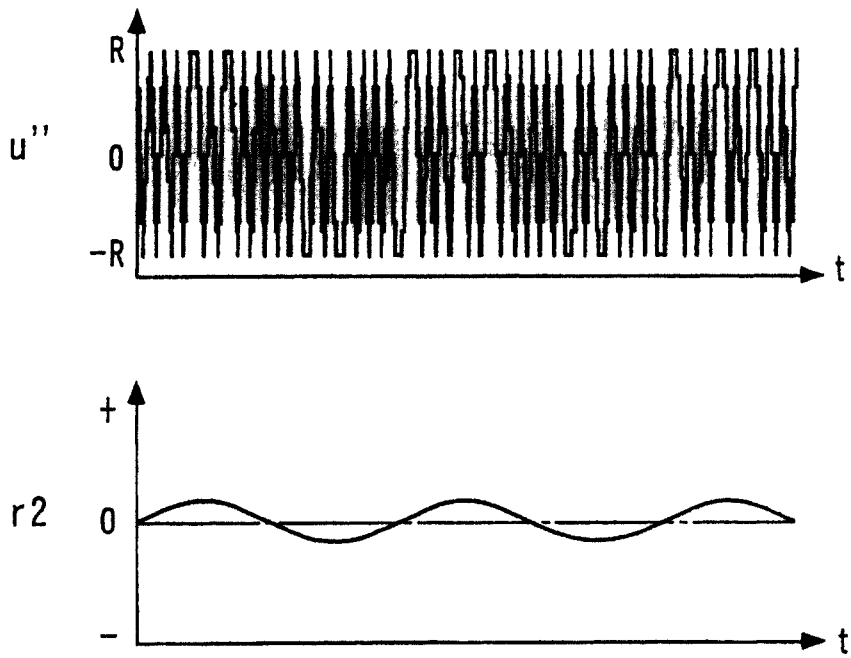


图 17

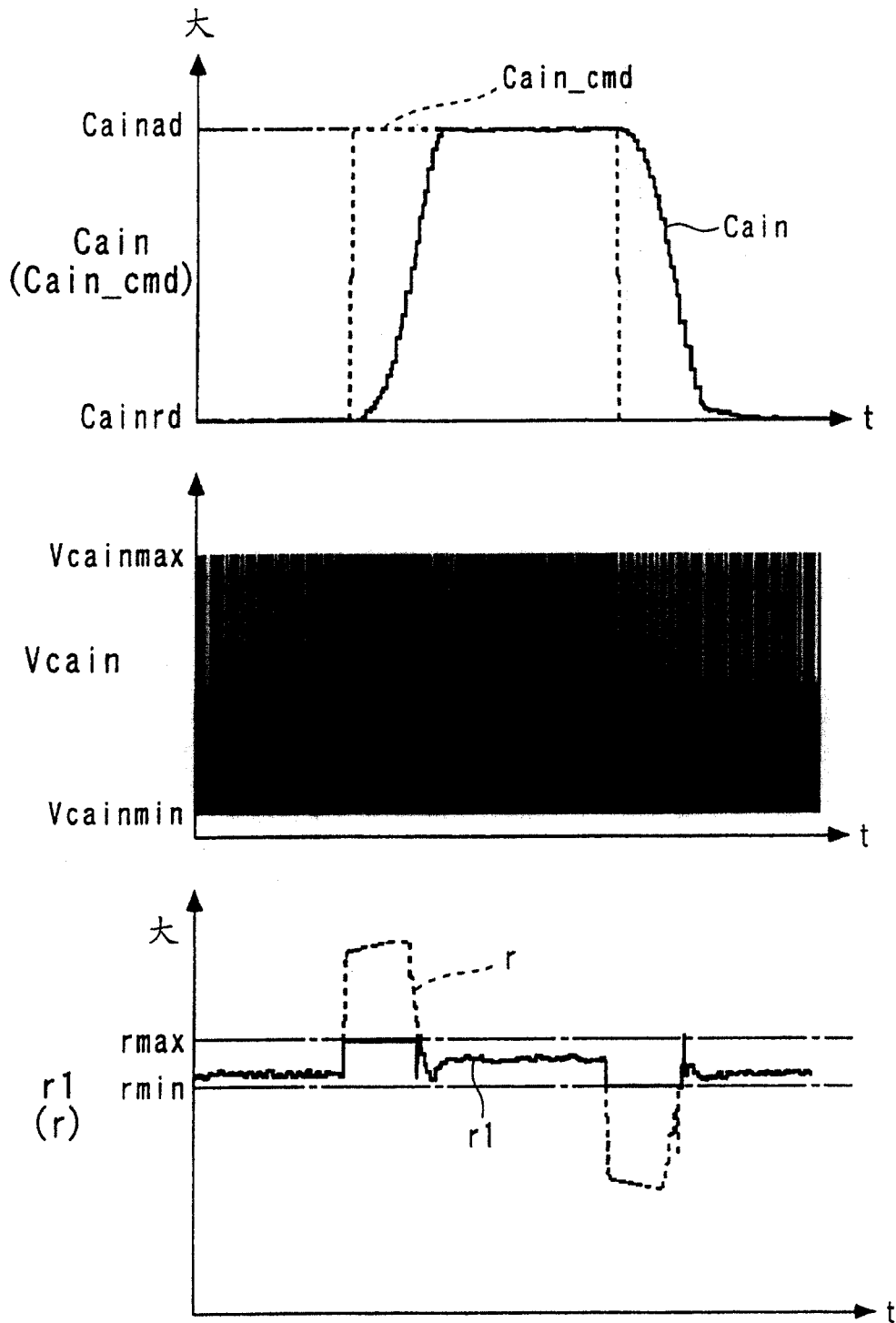


图 18

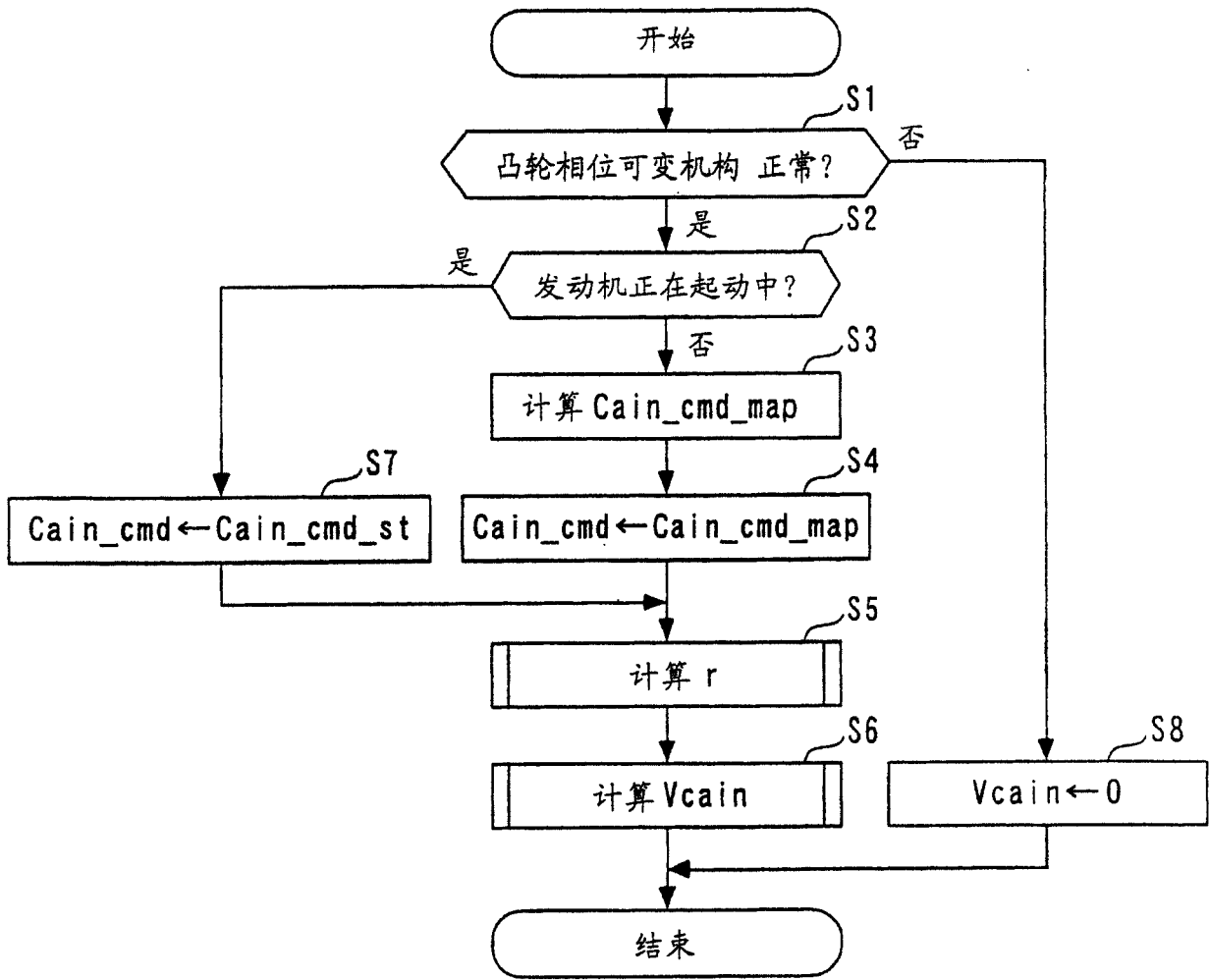


图 19

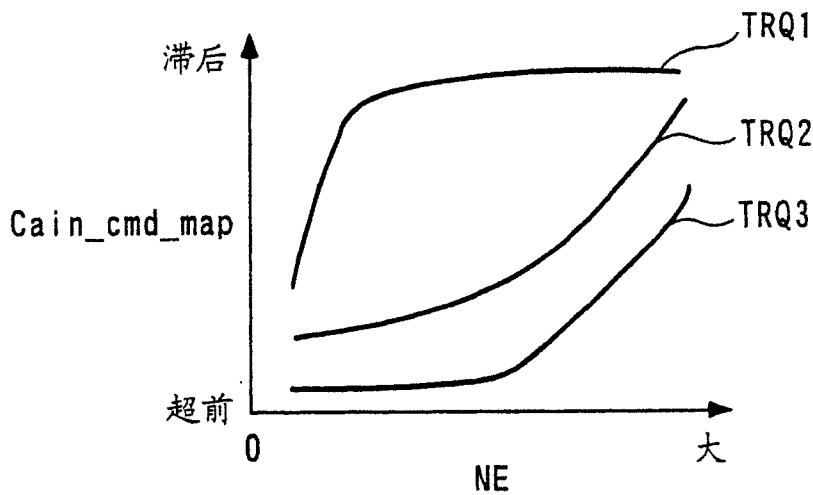


图 20

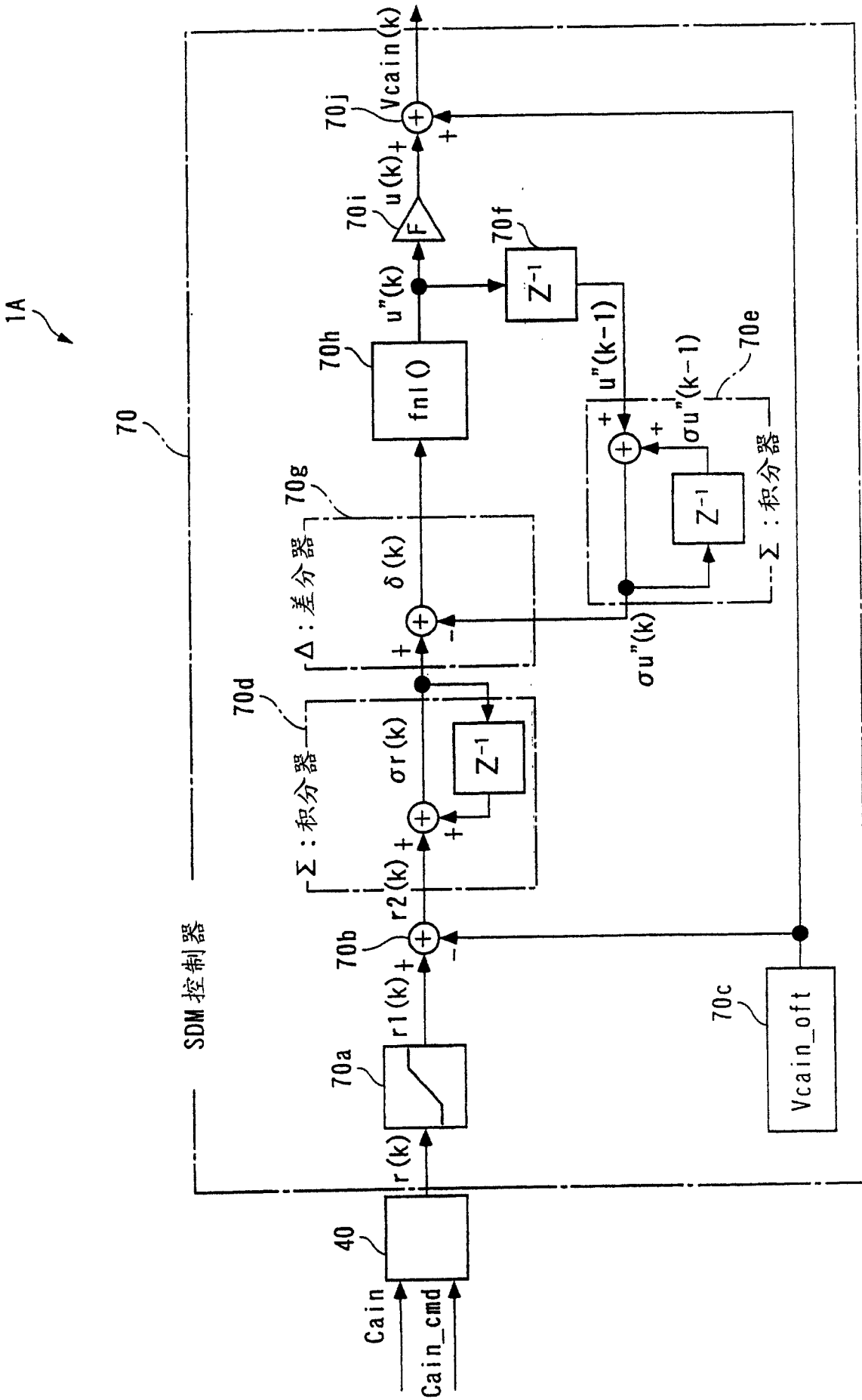


图 21

$$r1(k) = \text{Lim}(r(k)) \quad \dots\dots (22)$$

$$r2(k) = r1(k) - V_{\text{cain_oft}} \quad \dots\dots (23)$$

$$\sigma r(k) = \sigma r(k-1) + r2(k) \quad \dots\dots (24)$$

$$\sigma u''(k) = \sigma u''(k-1) + u''(k-1) \quad \dots\dots (25)$$

$$\delta(k) = \sigma r(k) - \sigma u''(k) \quad \dots\dots (26)$$

$$u''(k) = \text{fnl}(\delta(k)) \quad \dots\dots (27)$$

$$u(k) = \text{KDSM} \cdot u''(k) \quad \dots\dots (28)$$

$$V_{\text{cain}}(k) = V_{\text{cain_oft}} + u(k) \quad \dots\dots (29)$$

图 22

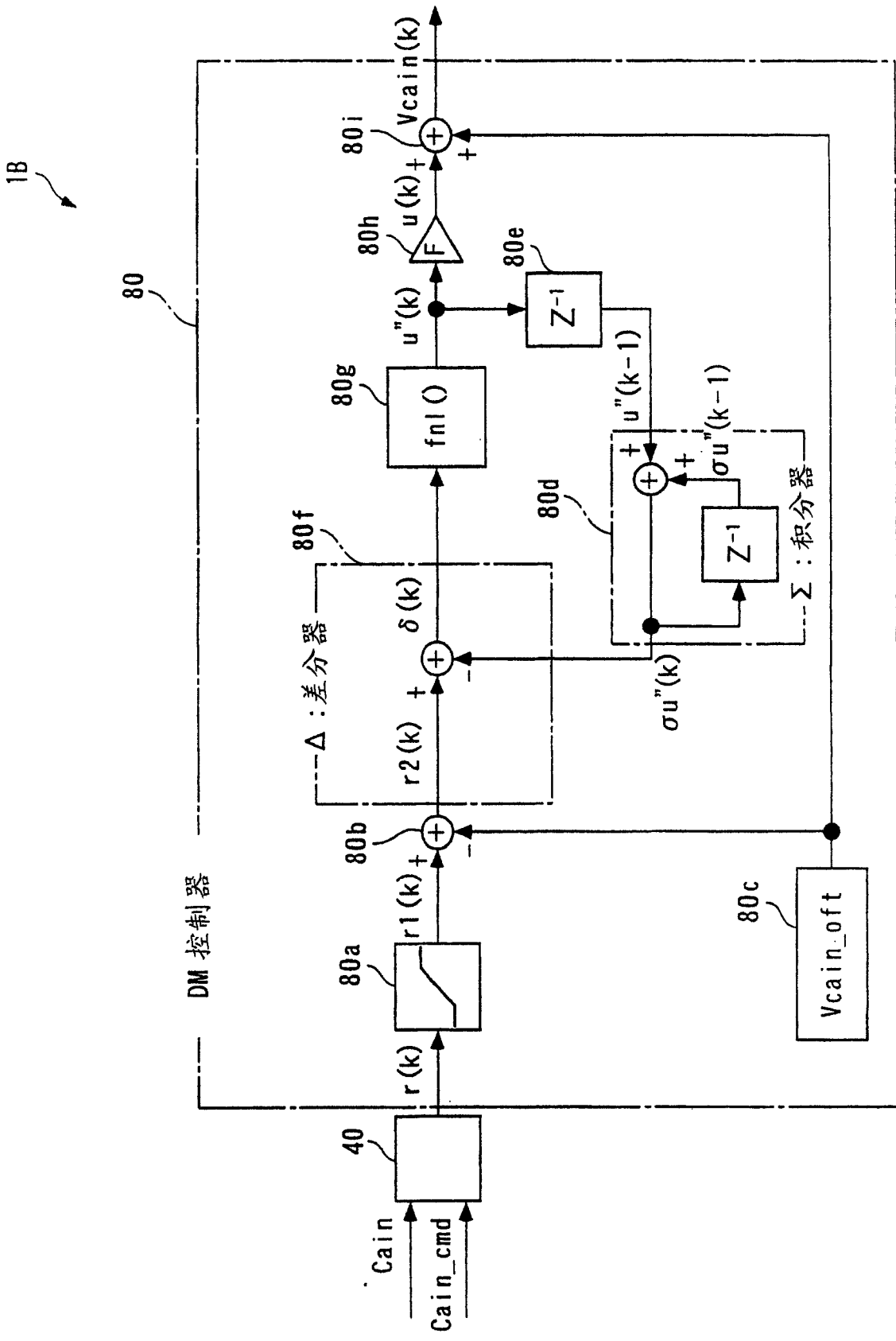


图 23

$$r1(k) = \text{Lim}(r(k)) \quad \dots\dots (30)$$

$$r2(k) = r1(k) - V_{\text{cain_oft}} \quad \dots\dots (31)$$

$$\sigma u''(k) = \sigma u''(k-1) + u''(k-1) \quad \dots\dots (32)$$

$$\delta(k) = r2(k) - \sigma u''(k) \quad \dots\dots (33)$$

$$u''(k) = \text{fni}(\delta(k)) \quad \dots\dots (34)$$

$$u(k) = \text{KDSM} \cdot u''(k) \quad \dots\dots (35)$$

$$V_{\text{cain}}(k) = V_{\text{cain_oft}} + u(k) \quad \dots\dots (36)$$

图 24

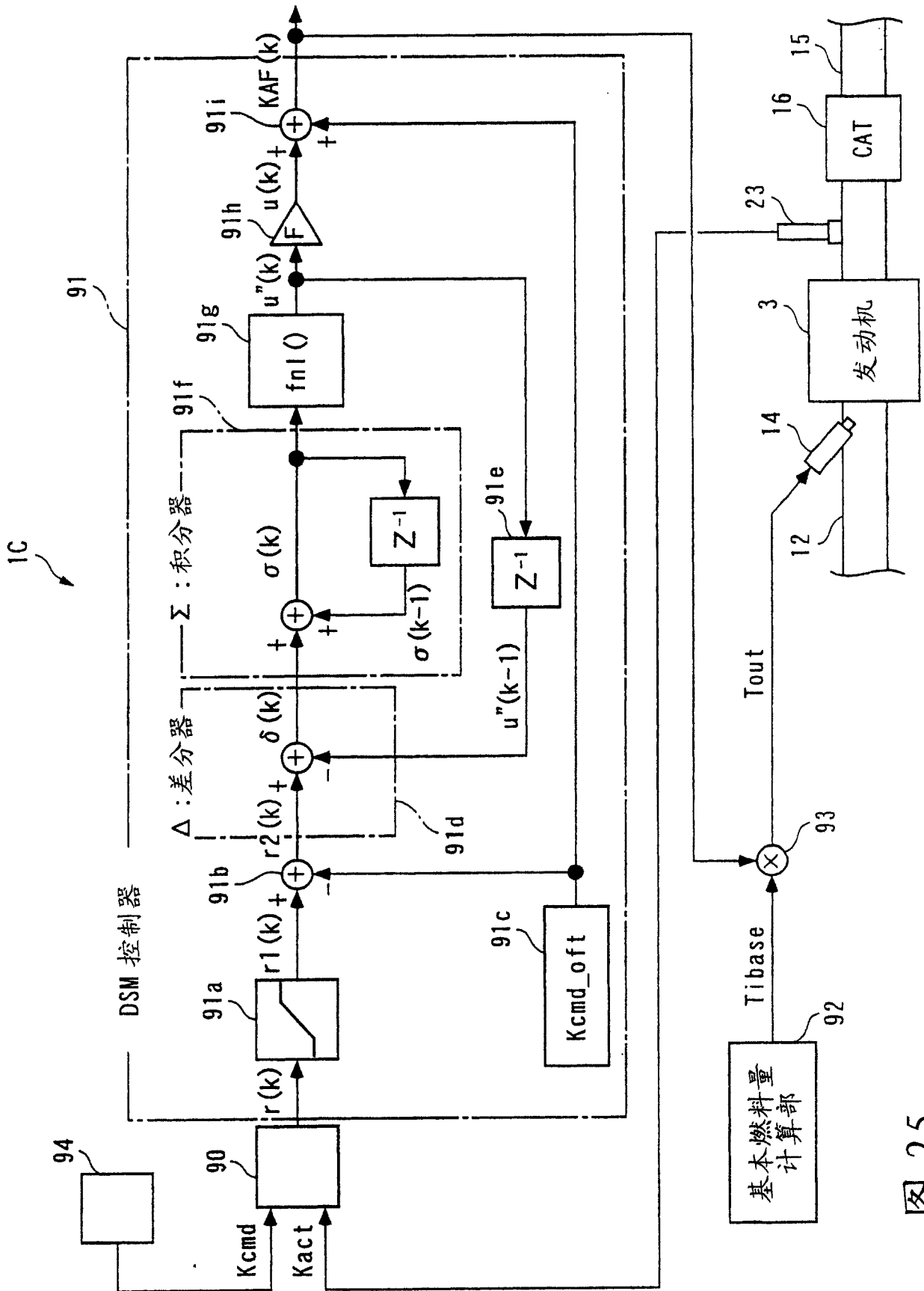


图 25