

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 93121127.1

[45] 授权公告日 2002 年 10 月 2 日

[11] 授权公告号 CN 1091693C

[22] 申请日 1993.12.15 [21] 申请号 93121127.1

[30] 优先权

[32] 1992.12.15 [33] JP [31] 333942/92

[73] 专利权人 日本电气株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 稗田智治 石崎直

[56] 参考文献

EP0043733 1986. 3. 12 G05B19/23

JP01238974 1989. 9. 25 B41J7/00

US4216415 1980. 8. 5 B41J19/18

US4457639 1984. 7. 3 B41J19/30

US4463435 1984. 7. 31 B41J19/70

审查员 武树辰

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

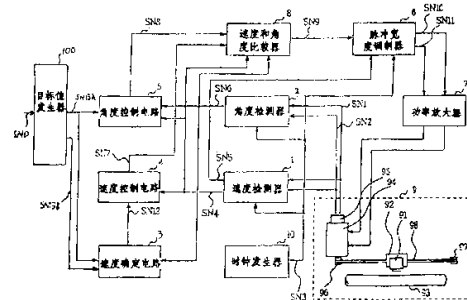
代理人 叶恺东 程天正

权利要求书 7 页 说明书 22 页 附图页数 8 页

[54] 发明名称 控制打印头滑架移动的控制装置及其控制方法

[57] 摘要

一种控制有打印头安装在其上的滑架移动的控制装置,包括:速度检测装置,产生指示电机转速值和指示电机转向的信号;角度检测装置,产生指示电机的转角值;速度确定装置,根据目标角度值、目标速度值和转角值确定一设定速度值;速度控制装置,产生速度控制值;角度控制装置,产生角度控制值;选择装置,当转速值大于或小于第一速度值时选择速度控制值或角度控制值作为电机驱动控制值;驱动脉冲发生装置,产生电机驱动信号。





权利要求书

1. 一种控制具有一个打印头的滑架移动的控制装置，通过用电动机驱动信号驱动该电机同时控制该电机驱动信号完成该滑架的移动，其特征在于，该控制装置包括：

一个速度检测器，用于检测该电机的转速并产生一个指示该电机的转速的转速值和一个指示该电机的转动方向的信号；

一个角度检测器，用于检测该电机的转角并产生一个指示该电机从一个初始位置转过的转角的转角值；

一个速度确定电路，用于根据表示目标转角的目标角度值、表示目标转速的目标速度值和该转角值确定要设定的一个设定速度值；

一个速度控制电路，用于根据该转速值与该设定速度值之间的差值产生一个速度控制值以使该转速值接近于该设定速度值；

一个角度控制电路，用于根据该目标角度值与该转角值之间的差值产生一个角度控制值以使该转角值接近于该目标角度值；

一个选择电路，用于当该转速值大于一个第一速度值时选择该速度控制值作为电机驱动控制值，并且当该转速值小于该第一速度值时选择该角度控制值作为电机驱动控制值；以及

一个驱动信号发生器，用于产生一个电机驱动信号，根据该电机驱动控制值的幅度调制该电机驱动信号，并且用于根据指示转动方向的该信号输出该电机驱动信号作为一个正向电机驱动信号或一个反向电机驱动信号。

2. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于：进一步包括根据所述滑架的移动距离信息产生所述目标角度值和所述目标速度值

的装置。

3. 根据权利要求1所述的控制装置,其特征在於:所述速度确定电路包括一个用于确定所述转角是否等于所述目标角度值的符合确定电路、一个用于当该转角值等于该目标角度值时输出该目标速度值作为所述设定速度值并给该符合确定电路提供另一个目标角度值的电路。

4. 根据权利要求1所述的控制装置,其特征在於:所述速度控制电路包括一个减法器、一个求平均电路、一个状态估计电路和一个状态反馈电路,该减法器用于计算所述设定速度值与所述转速值之间的速度差,该求平均电路用于从一个初始时刻开始对该速度差求平均,该状态估计电路用于根据所述速度控制值和该转速值估计所述滑架的速度和来源于所述电机的所述功率传输机构的状态变量,该状态反馈电路用于输出将该转速值、该滑架速度和该状态变量与相应的增益相乘的信号并将该乘积信号加到该求平均电路的一个输出上而产生该速度控制值。

5. 根据权利要求4所述的控制装置,其特征在於:所述状态估计电路根据一个先前的时刻的所述转速值、所述滑架速度及所述状态变量与相应的系数的乘积的和输出在某一时刻的该转速值、该滑架速度及该状态变量的所述估计值。

6. 根据权利要求1所述的控制装置,其特征在於:所述角度控制电路包括一个减法器、一个加法器,该减法器用于计算所述目标角度值与所述转角值之间的角度差,该加法器用于将由从一个初始时刻开始对该角度差求平均并将已求平均的角度差乘以一个第一系数而获得的一个数值、该转角值乘以一个第二系数获得的一个数值、以及所

述转速值乘以一个第三系数而获得的一个数值相加，并将其和作为所述角度控制值输出。

7. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于：所述选择电路包括一个第一选择电路、一个第二选择电路，该第一选择电路用于当所述转速值大于所述第一速度值时输出所述速度控制值作为控制驱动值，并且当该转速值小于该第一速度值时输出所述角度控制值作为控制驱动值，该第二选择电路用于当该转速值和所述转角值分别低于一个小于该第一速度值的第二速度值和小于一个预定角度值时停止作为所述电机驱动控制值的该控制驱动值的输出，否则，输出该控制驱动值作为该电机驱动控制值。

8. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于：所述驱动信号发生器包括一个寄存器、一个高速时钟计数器、一个驱动电压比较器、一个高速时钟分频器、一个RS触发器、一个选择器，该寄存器用于存储所述电机驱动控制值，该高速时钟计数器用于计数高速时钟，该驱动电压比较器用于将该寄存器的输出与该高速时钟计数器的输出进行比较并输出一个符合信号，该高速时钟分频器用于对该高速时钟进行分频并输出一个分频高速时钟信号，该RS触发器使该分频高速时钟信号和该驱动电压符合信号成为置位和复位信号，并输出所述电机驱动信号，该选择器用于根据指示转动方向的所述信号有选择地输出该电机驱动信号作为所述正向电机驱动信号和所述反向电机驱动信号。

9. 根据权利要求1所述的控制装置，其特征在于：根据来自一个固定于所述电机的转动轴上的相应的编码器的转动信号，产生所述转速值、指示转动方向的所述信号和所述目标角度值。

10. 一种控制具有一个打印头的滑架移动的控制装置，通过用电机驱动信号驱动该电机，同时控制该电机驱动信号而完成该滑架的移动，该控制装置包括：

速度检测装置，用于产生指示该电机的转速的一个转速值；

角度检测装置，用于产生指示该电机从一个初始位置转过的转角的一个转角值；

速度确定装置，用于根据表示目标转角的目标角度值、表示目标转速的目标速度值和该转角值确定要设定的一个设定速度值；

速度控制装置，用于根据该转角值与该设定速度值之间的差值产生一个速度控制值以使该转速值接近于该设定速度值；

角度控制装置，用于根据该目标角度值与转角值之间的差值产生一个角度控制值以使该转角值接近于该目标角度值；

选择装置，用于当该转速值大于一个第一速度值时选择该速度控制值作为电机驱动控制值，并且当该转角值小于第一速度值时选择该角度控制值作为电机驱动控制值；以及

驱动信号发生装置，用于产生一个电机驱动信号并输出该电机驱动信号，根据该电机驱动控制值的幅度调制该电机驱动信号。

11. 根据权利要求10所述的控制装置，其特征在于：进一步包括根据所述滑架的移动距离信息产生所述目标角度值和所述目标速度值的装置。

12. 一种控制具有一个打印头的滑架移动的控制方法，通过用电机驱动信号驱动该电机，同时控制该电机驱动信号来完成该滑架的移动，该控制方法包括以下步骤：

检测该电机的转速并产生一个指示该电机的转速的转速值和一个

转速值之间的速度差，从一个初始时刻开始对速度差求平均，根据所述速度控制值和该转速值估计所述滑架的速度和来源于所述电机的所述功率传输机构的状态变量，输出将该转速值、该滑架速度和该状态变量的估计值与相应的增益相乘的估计信号，并将该乘积信号加到该求平均步骤获得的一个输出上而产生该速度控制值。

16. 根据权利要求12所述的控制方法，其特征在于：所述产生所述角度控制值的步骤包括以下步骤：计算所述目标角度值与所述转角值之间的角度差，将由从一个初始时刻开始对该角度差求平均并将已求平均的角度差乘以一个第一系数而获得的一个数值、该转角值乘以一个第二系数而获得的一个数值、以及所述转速值乘以一个第三系数而获得的一个数值相加，并且将其和输出作为所述角度控制值。

17. 根据权利要求12所述的控制方法，其特征在于：所述选择步骤包括以下步骤：当所述转速值大于所述第一速度值时输出所述速度控制值作为控制驱动值，并且当该转速值小于该第一速度值时输出所述角度控制值作为控制驱动值，当该转速值和所述转角值分别低于一个小于该第一速度值的第二速度值和小于一个预定角度值时停止作为所述电机驱动控制值的该控制驱动值的输出，否则，输出该控制驱动值作为该电机驱动控制值。

说明书

控制打印头滑架移动的控制装置及其控制方法

本发明涉及一种控制打印头滑架移动的控制装置，并且尤其是涉及一种控制具有大惯性负载和可高速操作的串行打印机的打印头滑架移动的控制装置及方法。

在具有一个打印头滑架的打印机中，经一个包括一根导线或一个牙轮皮带的功率传输机构，将滑架连接至一个电机并将电机的转动转换成滑架的线性移动，从而移动一个在其上固定安装着一个打印头的常规的滑架。因为，在这些打印机之中，一个可高速操作的串行击打式打印机的打印头是沉重的并且鉴于减小打印机的尺寸的要求，因此趋向于要缩短滑架加速或减速移动的距离。所以，在加速或减速滑架时功率传输机构的振动传播至滑架，并且甚至在滑架速度达到一个目标值之后滑架的振动仍然持续，从而导致打印质量的下降。

为了限制这种振动并获得高的打印质量，人们通常采用一种具有一个随动控制系统的滑架移动控制装置，它是根据一种直接检测方法或一种间接检测方法构成的，该直接检测方法是用一个线性标度传感器直接检测滑架的移动速度（参看日本专利申请公开号平 1 - 2 3 4 2 8 0），该间接检测方法是通过在电机侧和驱动侧的滑轮上均安装速度传感器而间接检测功率传输机构的膨胀量或收缩量（参看日本专利申请公开号平 1 - 2 3 8 9 7 4）。

然而，上述的常规方案需要昂贵的线性标度传感器或在电机和随

动机构两侧上的昂贵的速度传感器，此外，这个传感器或这些传感器必须高精度安装就位。

图 1 是表示限制振动并获得高的打印质量的另一个常规的方案的框图。在图 1 中，一个滑架驱动机构 9 包括一个滑架 9 2，其上安装有一个打印头 9 1，滑架 9 2 连接至一个功率传输机构 9 8，功率传输机构 9 8 设置在一个驱动侧滑轮 9 6 与一个被驱动侧滑轮 9 7 之间，一个编码器 9 5 检测电机 9 4 的转速，电机 9 4 固定地安装在滑架驱动机构 9 的驱动侧滑轮 9 6 上。编码器 9 5 可以由一个旋转编码器构成，它产生两个相位彼此相差 90° 的信号。打印头 9 1 通过一个油墨色带（未示出）在一张夹在压纸卷筒 9 3 上的打印纸（未示出）上进行打印。

图 1 中所示的滑架移动控制装置的控制部分 1 1 0 通过一个锁相回路（在下文称之为 PLL）驱动电机 9 4，该锁相回路的作用是使一个高稳定性参考振荡器 1 1 1 的输出的相位与相应于电机 9 4 的转速的编码器 9 5 的输出脉冲信号 y 的相位同步。滑架移动控制装置的一个相位比较器 1 1 2 将编码器 9 5 的输出脉冲信号 y 的相位与参考振荡器 1 1 1 的输出的相位进行比较并产生一个相位差信号 1 1 6。相位差信号 1 1 6 经过一个具有一个放大器功能的低通滤波器 1 1 3 调整相位并通过一个驱动电路 1 1 4 驱动电机 9 4。电机 9 4 相应于相位差信号 1 1 6 的电压旋转并且编码器 9 5 产生一个相应于转速的频率信号。因此，电机 9 4 和编码器 9 5 起一个电压控制振荡器的作用。

在 PLL 控制的情况下，正常状态下滑架的移动速度的变化取决于采用的振荡器的稳定性。因此，如果采用高度稳定的振荡器，那么

这种移动速度的变化就可以限制在相当小的数值。然而，为了将承受沉重负载的滑架从静止状态进行加速，PLL控制需要一个宽的俘获范围W。俘获范围W是PLL控制不锁定的频率与锁定时的频率之间的宽度，并且可以近似由公知的被称为G. S. Moschytz逼近的下述方程给出：

$$W = K \cdot |F(j\omega)|$$

其中K是PLL控制的回路增益， $F(j\omega)$ 是低通滤波器的传递函数， ω 是电机的角速度，j是虚数单位。

当增大回路增益K以增大俘获范围W时，闭合回路将变得不稳定并振荡。为了解决这个问题，颁布给Nagai的美国专利US.

4, 457, 639提出了一种滑架移动控制装置。图2表示Nagai的专利的滑架移动控制装置的框图。图2中表示的一个闭环电路包括一个参考振荡器111、一个相位比较器112、一个低通滤波器113和一个微分电路115。通过采用微分电路115改善低通滤波器113的高频段的增益，而拓宽俘获范围W。

然而，在图2中所示的闭环电路中，由于低通滤波器113和微分电路115分别是模拟电路，所以俘获范围W取决于这些电路中采用的电阻和/或电容的精度。此外，必须补偿大惯性负载的微分电路115容易受噪声的影响。另外，如果由于某种原因参考振荡器111停止工作，那么相位比较电路112将产生一个非常大的差信号116，从而由该相位差信号驱动的电机94将超速。此外，由于在这个例子中，未采用滑架92的位置信息（即电机的转角信息），因此当滑架92将要停止时不能确定滑架的精确停止位置，在最坏的情况下，滑架92可能会与装置的结构框架相碰撞。

本发明的一个目的是提供一种控制打印头滑架移动的控制装置及方法，它能够高速精确地移动滑架至目标位置。

本发明的另一个目的是提供一种不采用PLL控制、可以由数字电路构成并只需要在电机一侧上的一个传感器的控制打印头滑架移动的控制装置及方法。

根据本发明的控制打印头滑架移动的控制装置，一个电机驱动安装有一个打印头的滑架，该电机由电机驱动信号驱动，通过控制该电机驱动信号而控制滑架的移动。根据本发明的控制打印头滑架移动的控制装置包括：一个速度检测器、一个角度检测器、一个速度确定电路、一个速度控制电路、一个角度控制电路、一个选择电路和一个驱动脉冲发生器电路；该速度检测器检测电机的转速并产生一个指示转速的转速值及产生一个指示电机转动方向的信号；该角度检测器检测电机的转角并产生一个指示电机从一个初始位置转过的角度的转角值；该速度确定电路根据表示目标转角的目标角度值、表示目标转速的目标速度及转角值确定要设定的设定速度值；该速度控制电路根据由速度确定电路产生的设定速度值与转速值之间的差值产生一个速度控制值以使转速值更接近于设定速度值；该角度控制电路根据目标角度值与转角值之间的差值产生一个角度控制值以使转角值更接近于目标值；该选择器电路是这样工作的：当转速值大于第一速度值时该选择器电路选择速度控制值作为电机驱动控制值，当转速值小于第一速度值时该选择器电路选择角度控制值作为电机驱动控制值；该驱动脉冲发生器电路产生一个电机驱动脉冲，根据指示电机的转动方向的信号，对应于电机驱动控制值的幅度，该电机驱动脉冲被调制成正向电机驱动信号或反向电机驱动信号。

此外，根据本发明，控制打印头滑架移动的控制方法包括以下步骤：检测滑架移动机构的电机（电机经一个功率传输机构连接至打印头滑架）的转速值、转角值和转动方向，产生一个速度控制值以使得转速值更接近于设定速度值，由转角值产生一个角度控制值以使得转角值更接近于目标角度值，选择速度控制值或角度控制值作为电机驱动控制值，根据电机驱动控制值和转动方向产生一个正向或反向电机驱动信号。

根据上述方案，电机可以高速精确地跟随目标速度值和目标角度值。

图 1 是表示控制打印头滑架移动的一个常规的控制装置的框图；

图 2 是表示控制打印头滑架移动的另一个常规的控制装置的框图；

图 3 是表示根据本发明的一个实施例的控制打印头滑架移动的控制装置的框图；

图 4 是表示图 3 中所示的控制装置中的目标角度值与目标速度值的变化曲线图；

图 5 是表示图 3 中所示的控制装置的角度检测器、速度检测器和控制速度确定电路的操作的定时关系图；

图 6 是详细表示速度检测器的框图；

图 7 是详细表示角度检测器的框图；

图 8 是详细表示控制速度确定电路的框图；

图 9 是表示由图 3 中所示的控制装置控制的电机的转速与转角的变化曲线图；

图 10 是详细表示图 3 中所示的控制装置的速度控制电路的框图；

图 11 是图 10 中所示的速度控制电路的状态估计电路的电路框

图；

图 1 2 是图 1 0 中所示的速度控制电路的另一个状态估计电路的电路框图；

图 1 3 是详细表示图 3 中所示的控制装置的角度控制电路的框图；

图 1 4 是详细表示图 3 中所示的控制装置的速度和角度比较器的框图；

图 1 5 和图 1 6 是分别表示图 3 中所示的控制装置的速度和角度比较器的操作的曲线图；

图 1 7 是详细表示图 3 中所示的控制装置的脉冲宽度调制器电路的框图；

图 1 8 是表示图 1 7 中所示的脉冲宽度调制器电路的操作波形图；

图 1 9 是图 3 中所示的控制装置的功率放大器的电路图；

图 2 0 是表示图 3 中所示的控制装置的操作的流程图。

图 3 是根据本发明的一个实施例的控制打印头滑架移动的控制装置的框图。

在图 3 中，根据表示滑架驱动机构 9 的滑架 9 2 的目标移动距离的数据 S_{N0} ，目标值发生器 1 0 0 产生目标角度值 S_{N13A} 和目标速度值 S_{N13B} 。目标角度值 S_{N13A} 和目标速度值 S_{N13B} 分别表示滑架驱动机构 9 的电机 9 4 的目标转角和目标转速，并且是根据滑架 9 2 的目标移动距离在一个微处理机的控制下产生的。图 4 表示了目标速度值 S_{N13B} 与目标角度值 S_{N13A} 的变化。在图 4 中，显然目标速度值 R_0 和 R_1 是在电机的一个转动方向上而目标速度值 R_{10} 和 R_{11} 是在另一个转动方向上。目标值发生器 1 0 0 顺序输出组合的目标速度和目标角度值数据 (R_0, P_0) 、 $(R_1,$

P 1)、(R 0 , P 2)、(R 1 0 , P 4)、(R 1 1 , P 5)和
(R 1 0 , P 6)。在下文将描述的相应的部分根据这些目标来控制
滑架的移动。

滑架驱动机构 9 包括其上安装有打印头 9 1 的滑架 9 2、一个设置
在驱动滑轮 9 6 与被驱动滑轮 9 7 之间的功率传输机构(环形皮带)
9 8 (其上安装有滑 9 2)、连接至驱动滑轮 9 6 的电机 9 4、以及
压纸卷筒 9 3。每当电机 9 4 转过一定的角度,编码器 9 5 就产生一个
脉冲,并输出一串这样产生的脉冲以及一串相位与所产生的脉冲串
偏离 9 0° 的脉冲,即转动信号 S N 1 和 S N 2。

速度检测器 1 根据转动信号 S N 1 和 S N 2 产生一个指示电机
9 4 的转速的转速值 S N 4 和一个指示电机 9 4 的转动方向的信号
S N 5。角度检测器 2 根据转动信号 S N 1 和 S N 2 产生一个指示电
机 9 4 的转角的转角值 S N 6。转角值对应于滑架 9 2 的位置。

控制速度确定电路 3 根据目标角度值 S N 1 3 A、目标速度值
S N 1 3 B 和转角值 S N 6 产生一个设定速度值 S N 1 2。具体而论,
当启动电机 9 4 时最初产生的设定速度值 S N 1 2 变成了由目标值产
生器 1 0 0 产生的初始目标速度值,即,图 4 中的转速值 R 0,并且
当转角值 S N 6 变成初始目标角度值 P 0 时,下一个目标速度值 R 1
变成了设定速度值 S N 1 2。即,控制速度确定电路 3 监视转角值
S N 6,并且当它到达目标角度时,输出下一个目标速度值作为设定
速度值 S N 1 2。速度控制电路 4 产生一个速度控制值 S N 7 以使转
速值 S N 4 更接近于设定速度值 S N 1 2。角度控制电路 5 响应于转
速值 S N 4 和转角值 S N 6 产生一个角度控制值以使转角值 S N 6 更
接近于目标角度值 S N 1 3。速度和角度比较器 8 根据转速值 S N 4

是否在一个预定的控制速度范围内输出速度控制值 $S N 7$ 或角度控制值 $S N 8$ 作为电机控制值 $S N 9$ 。脉冲宽度调制电路 6 根据电机驱动控制值 $S N 9$ 和表示电机的转动方向的信号 $S N 5$ 产生一个正向电机驱动脉冲 $S N 10$ 或一个反向电机驱动脉冲 $S N 11$ 。功率放大器 7 根据正向和反向电机驱动脉冲 $S N 10$ 和 $S N 11$ 给电机 9 4 提供电机驱动功率。

本发明的这个实施例的特征在于：给控制速度确定电路 3 提供目标角度值 $S N 13 A$ 和目标速度值 $S N 13 B$ ，并且当电机的转角达到当前目标角度时控制速度确定电路 3 设定下一个目标速度，并且速度和角度比较器 8 检测速度控制值 $S N 7$ 和角度控制值 $S N 8$ 的幅度，并且当速度控制值 $S N 7$ 大于一个预定值 ϵS 时选择速度控制值 $S N 7$ 作为电机驱动控制值 $S N 9$ ，当速度控制值 $S N 7$ 小于预定值 ϵS 时选择角度控制值 $S N 8$ 作为电机驱动控制值 $S N 9$ 。因此，可以改善电机的停止位置的精度而不降低高速性能。

图 5 表示了编码器 9 5 的输出的波形以及速度检测器 1、角度检测器 2 和控制速度确定电路 3 的操作的定时关系图。

在图 5 中，当电机 9 4 顺时针 (CW) 方向旋转时，来自编码器 5 的旋转信号 $S N 1$ 的相位超前信号 $S N 2$ 的相位 90° ，当电机逆时针 (CCW) 方向旋转时，旋转信号 $S N 1$ 的相位滞后 90° 。每当电机 9 4 转动滑轮 9 6 1° 时，就产生旋转信号 $S N 1$ 和 $S N 2$ 的每一个脉冲。在这个实施例中，编码器 9 5 包括一个盘板和两个光敏器件，该盘板牢固地安装于电机 9 4 的转动轴上，这两个光敏器件用于检测形成在盘板上的、每 1° 角度间隔一个孔的 360 个孔。每一个光敏器件的检测输出对应于旋转信号 $S N 1$ 和 $S N 2$ 。这些光敏

器件设置成使其输出信号的相位彼此相差 90° 。

在图 6 中，速度检测器 1 有一个计数器 1 1、一个锁存器 1 2、一个前沿检测器 1 3 和转向检测器 1 4，计数器 1 1 用于产生转速值 S_{N4} ，前沿检测器 1 3 用于检测旋转信号 S_{N1} 的前沿，转向检测器 1 4 用于根据旋转信号 S_{N1} 与 S_{N2} 之间的相位差产生一个指示电机 9 4 的转动方向的信号 S_{N5} 。计数器 1 1 由一个时钟产生器 1 0（图 3）产生的高速时钟信号 S_{N3} 计时以计算图 5 中所示旋转信号 S_{N1} 的脉冲宽度 T_1 、 T_2 和 T_3 （图 5）等等。计数器 1 1 由前沿检测器 1 3 的一个输出预置在一个预置值 C_1 ，并递减计数高速时钟信号 S_{N3} ，直至它接收到前沿检测器的下一个输出时为止。因此，电机 9 4 的转速越高，旋转信号 S_{N1} 的脉冲的前沿之间的间隔越短，并因而计数器 1 1 的输出值越大。在计数器 1 1 由每一个旋转信号 S_{N1} 预置之前，锁存器 1 2 立即锁存计数器 1 1 的计数值（ W_1 、 W_2 、 W_3 ）。锁存器 1 2 输出转速值 S_{N4} 。

根据旋转信号 S_{N1} 超前或滞后旋转信号 $S_{N2} \ 90^\circ$ ，转向检测器 1 4 输出一个或低（L）或高（H）电平的信号 S_{N5} 。

在图 7 中，角度检测器 1 2 有一个相位差检测器 2 1 和一个可逆计数器 2 2，相位差检测器 2 1 用于检测旋转信号 S_{N1} 与 S_{N2} 之间的相位差，可逆计数器 2 2 用于根据相位差检测器 2 1 的输出 $2_1 0$ 或 $2_2 0$ 递升计数或递减计数，当旋转信号 S_{N1} 的相位超前旋转信号 $S_{N2} \ 90^\circ$ 时，可逆计数器 2 2 根据相位差检测器 2 1 的输出 $2_1 0$ 递升计数旋转信号 S_{N1} 的脉冲，当旋转信号 S_{N1} 的相位滞后旋转信号 S_{N2} 时，可逆计数器 2 2 递减计数旋转信号 S_{N1} 的脉冲。因此，转角值 S_{N6} 对应于由可逆计数器 2 2 的计数值表

示的滑架 9 2 的位置。转速值 $S N 4$ 和转角值 $S N 6$ 之间具有定时关系以使得它们与旋转信号 $S N 1$ 同步产生。

图 8 是控制速度确定电路 3 的详细电路框图。在图 8 中，一个控制部分 3 1 顺序存储目标角度值 $S N 1 3 A$ 和目标速度值 $S N 1 3 B$ 。此外，控制部分 3 1 输出一个初始目标角度值 $S N 1 3 A$ 作为一个初始设定的转角值 $S N 1 4$ ，并同时输出一个初始目标速度值 $S N 1 3 B$ 作为一个初始设定的转速值 $S N 1 6$ 。于是，当控制部分 3 1 接收到一个角度符合的信号 $S N 1 5$ 时，它就输出下一个目标角度值作为设定转角值 $S N 1 4$ 以及下一个目标速度值作为设定转速值 $S N 1 6$ 。一个角度设定寄存器 3 2 顺序存储设定的转角值 $S N 1 4$ 并输出它们作为设定的角度值 $S N 1 7$ 。当转角值 $S N 6$ 与设定的角度值 $S N 1 7$ 符合一致时，角度比较器部分 3 3 输出角度符合信号 $S N 1 5$ 。速度设定寄存器 3 4 顺序存储电机 9 4 的设定速度值 $S N 1 6$ 并输出它们作为设定速度信号 $S N 1 2$ 。

当根据图 4 中所示的目标值控制角度和速度时，控制部分 3 1 最初设定寄存器 1 2 中的目标角度值 $P 0$ 作为设定转角值 $S N 1 4$ 并同时设定速度设定寄存器 3 4 中的电机转速值 $R 0$ 作为设定转速值 $S N 1 6$ 。当电机 9 4 开始顺时针方向旋转并且电机 9 4 的转角达到角度 $P 0$ 、并且因而由角度检测器 2 的转角值 $S N 6$ 指示角度 $P 0$ 时，角度比较器部分 3 3 输出角度符合信号 $S N 1 5$ 。控制部分 3 1 根据角度符合信号 $S N 1 5$ 在角度设定寄存器 3 2 中设定下一个目标角度值 $P 1$ 作为设定转角值 $S N 1 4$ ，并同时设定速度设定寄存器 3 4 中设定电机转速值 $R 1$ 作为设定转速值 $S N 1 6$ 。类似地，每当电机 9 4 转过角度 $P 1$ 和 $P 2$ 时，控制部分 3 1 就将电机转速修改成电机转速

值 R_1 和 R_0 。图 9 表示出电机 9 4 的实际工作情况。

图 10 是速度控制电路 4 的详细电路框图。在图 10 中，速度控制电路 4 根据设定速度值 S_{N12} 和转速值 S_{N4} 输出速度控制电压值 S_{N7} 。速度控制电路 4 用一个固件实现按照控制逻辑设计的功能。减法器 4 1 计算设定速度值 S_{N12} 与转速值 S_{N4} 之间的速度差 e_1 。速度积分放大器 4 2 有这样一个功能，即从一个初始时刻开始将速度差 e_1 平均然后将其与增益 K_1 相乘。状态估计电路 4 3 由速度控制值 S_{N7} 估计时刻 t 的滑架移动机构 9 的状态变量（即 $u(t)$ ）和转速值（即 $y(t)$ ）并输出信号 S_1 、 S_2 和 S_3 。信号 S_1 、 S_2 和 S_3 分别表示由电机的转速、滑架的移动速度和功率传输机构的变化（环形皮带的长度变化）的线性变换获得的值。状态反馈电路 4 6 计算速度控制值 S_{N7} ，即 $u(t)$ ，它是这样计算的：将输出信号 S_1 、 S_2 和 S_3 分别乘以增益 K_{f1} 、 K_{f2} 和 K_{f3} ，将乘积相加，再在和数上加上速度积分放大器 4 2 的输出。状态反馈电路 4 6 的一个控制器 4 5 的输出为负值，因此加法器 4 4 实际上起一个减法器的作用。

作为确定速度积分放大器 4 2 的增益 K_i 和状态反馈电路 4 6 的相应的增益 K_{f1} 、 K_{f2} 和 K_{f3} 的方法的一个例子，将对依据最佳调节器的方法进行描述。由于图 3 中所示的滑架移动机构 9 是一个机电组合系统，所以其特征方程由一个运动方程和一个电压方程描述，并由下述方程表示：

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) \quad \dots\dots(1)$$

其中 $u(t)$: 速度控制值

$x(t)$: 滑架移动机构内部的状态变量

$y(t)$: 转速值。

在由方程(1)表示的系统中, 假设一个控制系统使转速值 $S_N 4$ (即 $y(t)$) 跟随设定速度值 $S_N 1 2$ (即 r) 而变化。在控制系统的每一个恒定的时间间隔 T 检测转速值 $y(t)$ 的过程中, 将方程(1)转换成下述微分方程:

$$x(k+T) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k)$$

$$y(k) = C_d \cdot x(k) \quad \dots\dots(2)$$

其中 $k = 0, T, 2T, 3T, \dots\dots$

$$A_d = \exp(AT); B_d = \int_0^T \exp B dt A^t; C_d = C$$

方程(2)的一个离散系统模型由下述方程(3)进行变量转换, 结果产生称为增广系统模型的下述方程(4):

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) &= r - y(k) \\ \xi(k) &= x(k+T) - x(k) \\ \eta(k) &= u(k+T) - u(k) \end{aligned} \quad \dots\dots(3)$$

$$\begin{bmatrix} \xi(k+T) \\ \varepsilon(k+T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ad & 0 \\ -Cd & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi(k) \\ \varepsilon(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Bd \\ 0 \end{bmatrix} \eta(k) \quad \dots\dots(4)$$

$$\varepsilon(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi(k) \\ \varepsilon(k) \end{bmatrix}$$

对方程(4)进行下述置换，

$$x(k) = \begin{bmatrix} \xi(k) \\ \varepsilon(k) \end{bmatrix}; \quad y(k) = \varepsilon(k); \quad u(k) = \eta(k)$$

$$A = \begin{bmatrix} Ad & 0 \\ -Cd & 1 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} Bd \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5)$$

对方程(4)和(5)选择合适的正对称矩阵(对任意一个向量x均有其标量 $x' p x > 0$, $p = p'$ 的矩阵)Q和R,并由下述方程(6)确定一个评价函数J,并获得使J最小的k。

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \{ x'(k) C' Q C x(k) + u'(k) R u(k) \}$$

$$u(k) = K x(k) \quad \dots\dots(6)$$

人们知道,方程(6)的解由下述方程(7)表示的Ricatti方程给出。

$$O = P - A' PA + A' PB (R + B' PB)^{-1} B' PA - C' QC$$

$$K = - (R + B' PB)^{-1} B' PA \quad \dots\dots(7)$$

假设方程(1)是一个三阶微分方程，那么K就变成由方程(8)表示的4×1矩阵

$$K = [Kf_1 \quad Kf_2 \quad Kf_3 \quad Ki] \quad \dots\dots(8)$$

从方程(8)获得速度积分放大器42和状态反馈电路46的增益Ki、Kf1、Kf2和Kf3。

通过改变由方程(6)给出的Q和R的值，就改变了方程(8)的K的相应的因子Ki、Kf1、Kf2和Kf3，并因此可以调节电机的驱动性能和滑架速度。

图11是表示状态估计电路43的一个例子的框图。在图11中，状态估计电路43由时刻n时的速度控制值u(n)、转速值y(n)以及电机的转速、滑架速度和功率传输机构的变化量的估计量Si(n) (i=1, 2, 3, ...)计算时刻n+1时的电机的转速、滑架速度和功率传输机构的变化量的估计量Si(N+1) (i=1, 2, 3, ...)，并将它们存储在三个相应的延迟电路4319、4320和4321中。此外，状态估计电路43包括加法器4316、4317和4318以及延迟装置4319、4320和4321，加法器4316、4317和4318用于分别对乘法器4301-4305、4306-4310和4311-4315的输出求和，延迟装置4319、4320和4321用于分别暂时存储加法器4316、4317和4318的输出。乘法器4301、4306和4311输出延迟装置4319的输出与相应的系数a11、a21和a31的乘积。类似地，乘法器4302、4307和

4 3 1 2 输出延迟装置 4 3 2 0 的输出与相应的系数 a_{12} 、 a_{22} 和 a_{32} 的乘积，而乘法器 4 3 0 3、4 3 0 8 和 4 3 1 3 输出延迟装置 4 3 2 1 的输出与相应的系数 a_{13} 、 a_{23} 和 a_{33} 的乘积。此外，乘法器 4 3 0 4、4 3 0 9 和 4 3 1 4 输出速度控制值 $u(n)$ 与相应的系数 h_1 、 h_2 和 h_3 的乘积，而乘法器 4 3 0 5、4 3 1 0 和 4 3 1 5 输出转速值 $y(n)$ 与相应的系数 g_1 、 g_2 和 g_3 的乘积。

作为确定状态估计电路 4 3 的相应的乘法器 4 3 0 1 - 4 3 0 5、4 3 0 6 - 4 3 1 0 和 4 3 1 1 - 4 3 1 5 的系数 a_{ij} 、 h_i 和 g_i ($i, j = 1, 2, 3, \dots$) 的方法的一个例子，将描述称为卡尔曼滤波器 (Kalman filter) 的一个观测器算法。

根据方程(2)所示的离散系统模型，下述方程表示了一个考虑了模型的内部噪声 $W(k)$ 和检测到的噪声 $V(k)$ 的模型：

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k) + N \cdot W(k) \\ y(k) &= C_d \cdot x(k) + V(k) \end{aligned} \quad \dots\dots(9)$$

其中

$$\begin{aligned} E[W(k)] &= E[V(k)] = 0 \\ E[W(k) \cdot W'(k)] &= Q \\ E[V(k) \cdot V'(k)] &= R \\ E[V(n) \cdot V'(n)] &= 0 \end{aligned} \quad \dots\dots(10)$$

$E[\quad]$ 是由下述方程表示的平均时间：

$$E[x(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \quad \dots\dots(11)$$

假设估计状态变量 $x(k)$ 的变量 $Z(k)$ 由下述方程表示：

$$z(k+1) = F \cdot z(k) + L \cdot u(k) + G \cdot g(k) \quad \dots\dots (12)$$

其中 $F = A - GC$; $L = B$

状态量 $x(k)$ 与估计量 $z(k)$ 之间的估计条件由下述方程给出

$$E[|x(k) - Z(k)|^2] \rightarrow 0 \quad (k \rightarrow \infty) \quad \dots\dots (13)$$

满足方程 (12) 和 (13) 的 G 作为 Ricatti 方程的解由下述方程给出。

$$0 = P - APA' + APC' (R + CPC')^{-1} CPA' - NQN'$$

$$G = APC' (R + CPC')^{-1} \quad \dots\dots (14)$$

F 、 L 和 G 由如下的相应的因子表示，并且状态估计电路 43 的乘法器 4301 - 4305、4306 - 4310 和 4311 - 4315 的相应的系数 a_{ij} 、 h_i 和 g_i ($i, j = 1, 2, 3, \dots$) 由方程 (15) 给出：

$$F = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (15)$$

图 12 表示了状态估计电路 43 的另一个例子。在图 12 中，状态估计电路 43 有一个类似于图 11 所示的结构。然而，通过按在控制逻辑中称为卡尔曼滤波器的观测器算法获得的最佳值，图 11 中所示的相应的乘法器 4301 - 4305 的系数 a_{ij} 、 h_i 和 g_i ($i, j = 1, 2, 3, \dots$) 可以估计乘法器 4303、4308、4311 和 4312 的系数 a_{13} 、 a_{23} 、 a_{31} 和 a_{32} 。即，图 12 中的状态估计电路 43 包括加法器 4333、4334 和

4 3 3 5 及延迟装置 4 3 3 6、4 3 3 7 和 4 3 3 8，加法器 4 3 3 3、4 3 3 4 和 4 3 3 5 用于对相应的乘法器 4 3 2 2 - 4 3 2 5、4 3 2 6 - 4 3 2 9 和 4 3 3 0 - 4 3 3 2 的输出求和，延迟装置 4 3 3 6、4 3 3 7 和 4 3 3 8 用于暂时存储相应的加法器 4 3 3 3、4 3 3 4 和 4 3 3 5 的输出。乘法器 4 3 2 2 和 4 3 2 6 分别输出延迟装置 4 3 3 6 的输出与系数 A_{11} 和 A_{21} 的乘积。类似地，乘法器 4 3 2 3 和 4 3 2 7 分别输出延迟装置 4 3 3 7 的输出与系数 A_{12} 和 A_{22} 的乘积，而乘法器 4 3 3 0 输出延迟装置 4 3 3 8 的输出与系数 A_{33} 的乘积。乘法器 4 3 2 4、4 3 2 8 和 4 3 3 1 输出速度控制值 $u(n)$ 与相应的系数 H_1 、 H_2 和 H_3 的乘积，而乘法器 4 3 2 5、4 3 2 9 和 4 3 3 2 输出速度信息 $y(t)$ 与相应的系数 G_1 、 G_2 和 G_3 的乘积。与图 1 1 所示的状态估计电路 4 3 相比，图 1 2 所示的状态估计电路 4 3 中的乘法次数和加法次数更少。

如上所述，速度控制电路 4 的状态估计电路 4 3 分别将电机的转速、滑架的移动速度和功率传输机构的变化线性变换成速度控制值，并输出信号 S_1 、 S_2 和 S_3 。将这些信号 S_1 、 S_2 和 S_3 与由状态方程获得的相应的系数 K_{f1} 、 K_{f2} 和 K_{f3} 相乘获得的信号加到积分放大器 4 2 的输出上。另一方面，积分放大器 4 2 顺序地对速度差信号 e_1 进行积分并将其保持一个恒定的时间。当差信号变成 0 时，积分器 4 2 的输出消失。此时，加法器 4 4 的输出的变化也停止，得到一个恒定的输出。此外，当转速值 S_{N4} 趋近于 0 时，作为积分放大器 4 2 与控制器 4 5 的输出的和的速度控制值 S_{N7} 也趋近于 0。

图 1 3 是角度控制电路 5 的一个详细的电路框图。在图 1 3 中，

减法器 5 1 计算目标角度值 $S N 1 3$ 与转角值 $S N 6$ 之间的角度差 $e 2$ 。加法器 5 6 对从一个初始时刻开始的角度差 $e 2$ 求平均而后将积分得到的值乘以一个预定的第一系数而获得的值、转角值 $S N 6$ 乘以一个预定的第二系数而获得的值、以及转速值 $S N 4$ 乘以一个预定的第三系数而获得的值相加，并将其和作为角度控制值 $S N 8$ 输出。角度差积分。5 2 从初始时刻开始对角度差 $e 2$ 积分或求平均，并且乘法器 5 3、5 4 和 5 5 将其输入信号与预定的第一、第二和第三系数相乘。

乘法器 5 4 和 5 5 的第二和第三系数是负值，并在角度控制期间决定控制量的幅度。即，尽管第二和第三系数的绝对值很大，但收敛于目标角度值很快，当然，还不是很稳定的。相反地，当这些系数的绝对值很小时，尽管收敛时间变长但转角控制可能是稳定的。当转角值 $S N 6$ 等于目标角度值 $S N 1 3$ 时，乘法器 5 3 和 5 4 的输出的和变成 0。当同时转速值 $S N 4$ 也变成 0 时，角度控制值 $S N 8$ 变成 0。

图 1 4 是速度和角度比较器 8 的一个详细的电路框图。在图 1 4 中，速度比较器 8 1 输出速度控制值 $S N 7$ 作为控制驱动值 $S N 8 0$ ，直至转速值 $S N 4$ 落入一个第一预定速度范围 $e s$ 内，并且当它落入第一速度范围 $e s$ 内时输出角度控制值 $S N 8$ 作为控制驱动值 $S N 8 0$ 。当转速值 $S N 4$ 和转角值 $S N 6$ 分别落入比第一预定速度范围窄的第二预定速度范围 $e v$ 内和一个预定角度范围 $e x$ 内时，速度/角度比较器 8 2 停止提供作为电机驱动控制值 $S N 9$ 的控制驱动值 $S N 8 0$ ，否则，将输出控制值 $S N 8 0$ 作为电机驱动控制值 $S N 9$ 。

图 1 5 表示了转速值 $S N 4$ 与时间之间的关系，图 1 6 表示了转

速值 $S N 4$ 与转角值 $S N 6$ 之间的关系。下面参照图 1 3 至图 1 6 详细描述角度控制电路 5 和速度 / 角度比较器 8。由于速度控制电路 4 未采用转角值 $S N 6$ ，所以难以将电机 9 4 精确地停在目标停止角度上。当速度 / 角度比较器 8 检测到电机 9 4 的速度落入一个停止阈值 ϵS 范围内时，利用角度控制电路 5 的输出构成将电机 9 4 停在目标停止角度 $P Y$ 上的角度控制系统。速度 / 角度比较器 8 输出速度控制值 $S N 7$ 直至转速值 $S N 4$ 落入预定速度范围 ϵS 内，并且当它落入预定速度范围 ϵS 内时输出角度控制值 $S N 8$ ，如图 1 5 所示，并且最终当转速值 $S N 4$ 和转角值 $S N 6$ 分别落入一个比预定速度范围 ϵS 窄的一个预定速度范围 ϵV 内和一个预定角度范围 ϵX 内时，停止控制驱动值，如图 1 6 所示。伴随着这个操作，电机 9 4 的角度和速度分别逐渐落入阈值 ϵX 和 ϵV 的范围内，并且电机 9 4 的角度和速度分别收敛于目标停止角度和 0。此时，比较器 8 2 产生一个控制结束标志。

图 1 7 是脉冲宽度调制电路 6 的一个详细电路框图，图 1 8 是表示脉冲宽度调制电路的操作的波形图。在这些图中，寄存器 6 1 存储电机驱动控制值 $S N 9$ 。高速时钟计数器 6 3 计数高速时钟 $S N 3$ 。比较器 6 2 将寄存器 6 1 的输出与高速时钟计数器 6 3 的输出进行比较，并且当时钟计数器 6 3 的输出等于寄存器 6 1 的输出时，输出一个符合信号 $S N 6 3$ 。另一方面，高速时钟分频器 6 4 将高速时钟 $S N 3$ 分频并输出时钟分频信号 $S N 6 1$ 。分频信号 $S N 6 1$ 的周期是电机 9 4 的驱动脉冲的周期。R S 触发器 6 5 分别由时钟分频信号 $S N 6 1$ 和符合信号 $S N 6 3$ 置位和复位，并输出一个电机驱动脉冲 $S N 6 2$ 。因此，电机驱动脉冲 $S N 6 2$ 的脉冲宽度相对于寄存器

6 1 的输出值而变化。选择器 6 6 根据来自速度检测部分 1 的指示转动方向的信号 S N 5 可选择地输出电机驱动脉冲 S N 6 2 作为正向电机驱动脉冲 S N 1 0 或反向电机驱动脉冲 S N 1 1。在这个实施例中，电机的正向转动是顺时针方向的转动而反向转动是逆时针方向的转动。由于当电机 9 4 启动时的初始时刻尚未产生方向指示信号 S N 1 5，所以选择器 6 6 根据目标值产生器部分 1 0 0 (图 3) 的输出 (未示出) 强制地决定起始时刻的转动方向。

图 1 9 是功率放大器 7 的详细电路框图。在图 1 9 中，功率放大器 7 包括四个桥接的晶体管 7 1 - 7 4。桥的一端连接于电源 7 6，而另一端连接于电机 9 4。晶体管 7 1 和 7 2 响应于正向电机驱动脉冲 S N 1 0 而导通以由电源 7 6 提供电流使电机 9 4 顺时针 (CW) 方向旋转。另一方向，当提供反向电机驱动脉冲 S N 1 1 时，晶体管 7 3 和 7 4 导通以由电源 7 4 提供电流使电机 9 4 逆时针 (CCW) 方向旋转。

现在，将描述一个报警发生机构。在根据本发明的控制滑架移动的控制装置中，使用了许多延迟元件，即寄存器。因此，当由于加、减和/或乘的结果发生溢出时，不可能实现正常的控制。为了处理这个问题，当发生溢出时或确定电机驱动电压相对于电源电压变得异常时，强制停止伺服控制，以防止系统的电和/或机械损坏。此外，本发明的装置具有当由于装置中的电路损坏和/或导线损坏而不能进行正常速度和位置控制时产生报警的功能。尽管没有表示出实现这些功能的具体电路，但说明可以监测相应的电路中采用的加法器和/或乘法器的输出是否溢出并且如果发生溢出就停止伺服控制就足够了。

图 2 0 是表示如图 3 所示的控制具有打印头滑架移动的控制装置

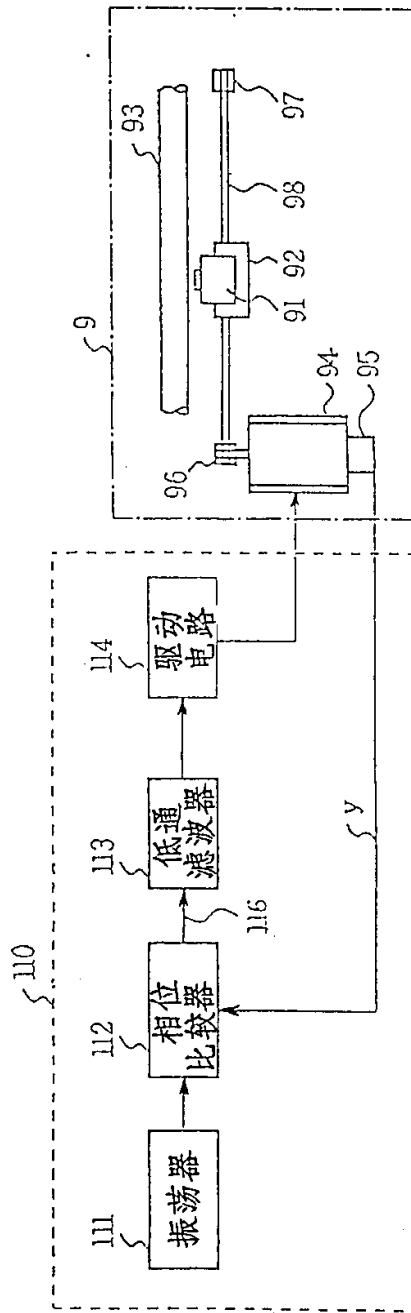
的操作的一个流程图。在开始调整时，用于控制的所有寄存器和计数器都清零并且然后设置以各种常数（S 1）。然后，速度检测器 1 和角度检测器 2 检测电机 9 4 的转速和转角并计算它们的数值（S 2）。如果在步骤 S 2 中计算的电机 9 4 的速度超出预定速度范围 ϵS （S 3），则速度/角度比较器 8 由速度控制电路 4 执行速度控制（S 4）。如果在速度控制期间没有溢出（S 5），则速度/角度比较器 8 产生电机驱动控制值 S N 9 以驱动电机 9 4（S 6），并由于没有控制结束标志而再次执行步骤 S 2。当在步骤 S 2 中计算的电机 9 4 的速度落入预定速度范围 ϵS 内但仍超出预定速度范围 ϵV 时或当在步骤 S 2 中计算的电机 9 4 的角度超出预定角度范围 ϵX 时（S 8），由角度控制电路 5 执行角度控制（S 9）。如果在这个角度控制期间没有溢出（S 5），则速度/角度比较器 8 产生电机驱动控制值 S N 9 以驱动电机 9 4（S 6），并由于没有控制结束标志而再次执行步骤 S 2。当在步骤 S 2 中计算的电机 9 4 的速度落入预定速度范围 ϵS 内并且又落入预定速度范围 ϵV 内并且在步骤 S 2 中计算的电机 9 4 的角度落入预定角度范围 ϵX 内时（S 8），产生控制结束标志（S 1 1）并且控制终止（S 7）。如果在速度控制和角度控制期间有溢出（S 5），则执行报警处理（S 1 0），产生控制结束标志（S 1 1），并且控制终止（S 7）。

如上文所述，根据本发明，通过以下技术方案获得了一种控制打印头滑架移动的高速且无误差的控制装置：检测滑架移动机构的电机（电机经一个功率传输机构连接于打印头滑架）的转速值、转角值和转动方向，产生一个速度控制值以使得转速值更接近于设定速度值，由转角值产生一个角度控制值以使得转角值更接近于目标角度值，根

据转速值和转角值是否分别落入一个预定速度范围和一个预定角度范围而输出速度控制值或角度控制值作为电机驱动控制值或者停止该输出，根据电机驱动控制值和转动方向产生一个正向或反向电机驱动信号并根据正向或反向电机驱动脉冲给电机提供一个电机驱动功率。

应当注意的是，本发明并不限于所述的实施例，并且可以以各种方式进行更改。例如，尽管脉冲宽度调制制电路 6 是根据来自速度、角度比较器 8 的电机驱动控制值 S N 9 进行脉冲宽度调制而产生电机驱动脉冲的，但是也可以采用一个脉冲频率调制电路来代替脉冲宽度调制电路。

尽管通过参照附图用优选实施例已对本发明进行了完整的描述，但是熟知该领域的技术人员显然将会做出各种改变和替换。因此，除非这些改变和替换脱离本发明范围，否则它们应当被认为包含在本发明的范围内。



已有技术

图 1

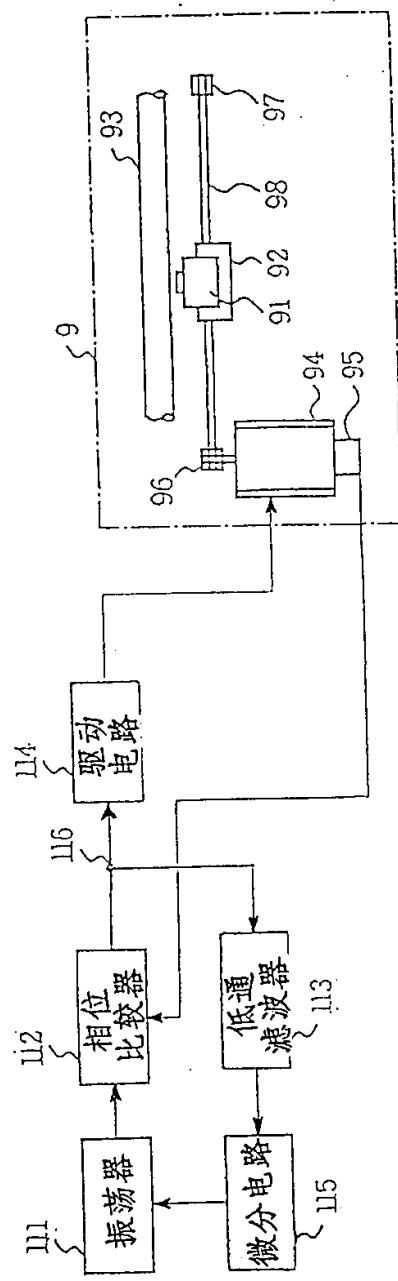


图 2

已有技术

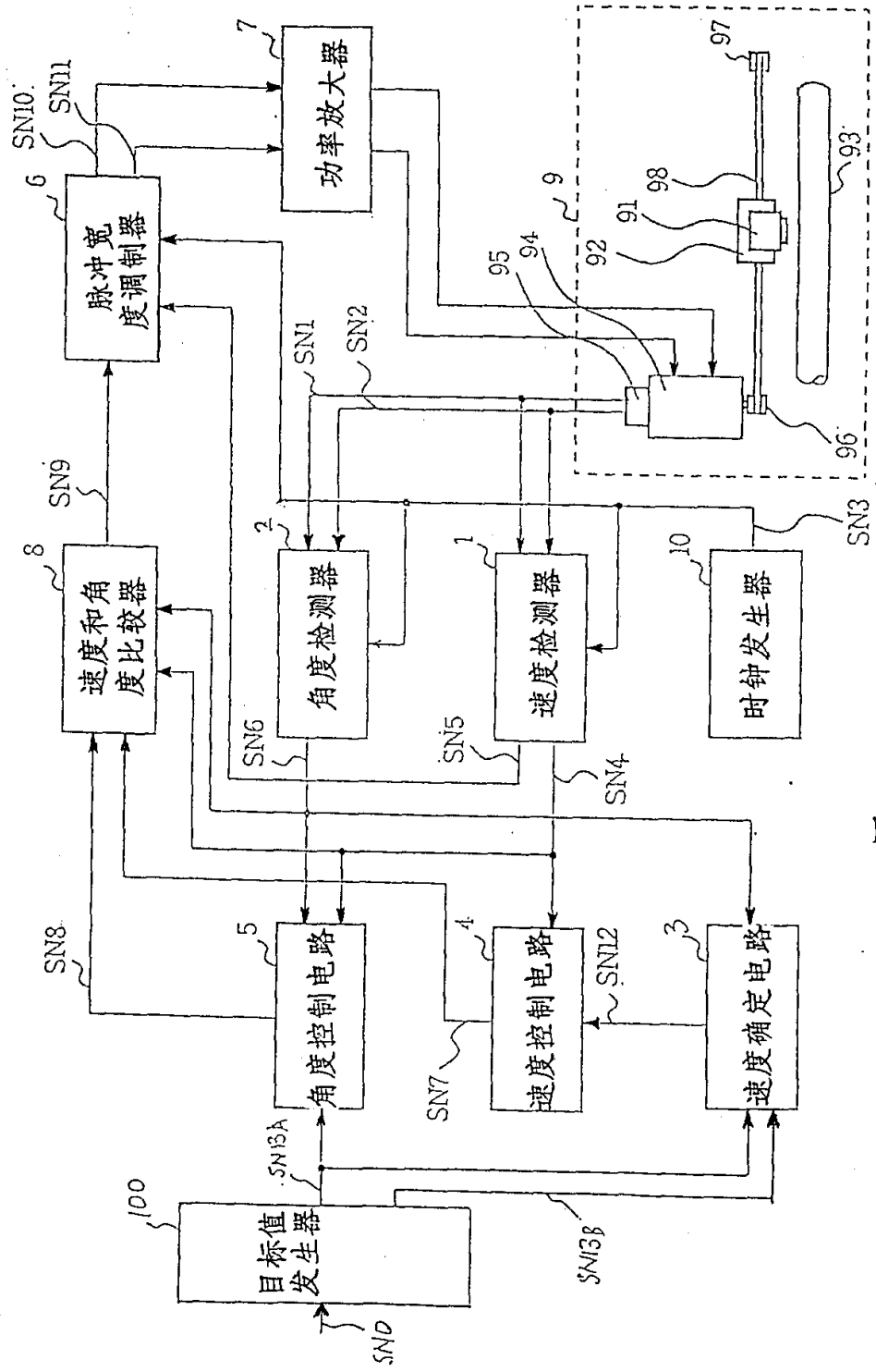


图 3

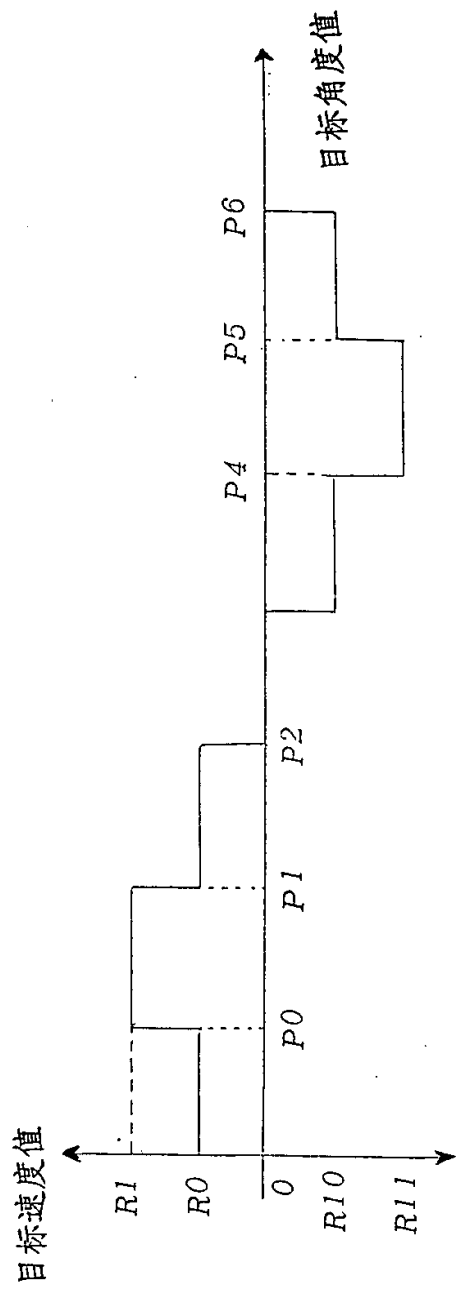
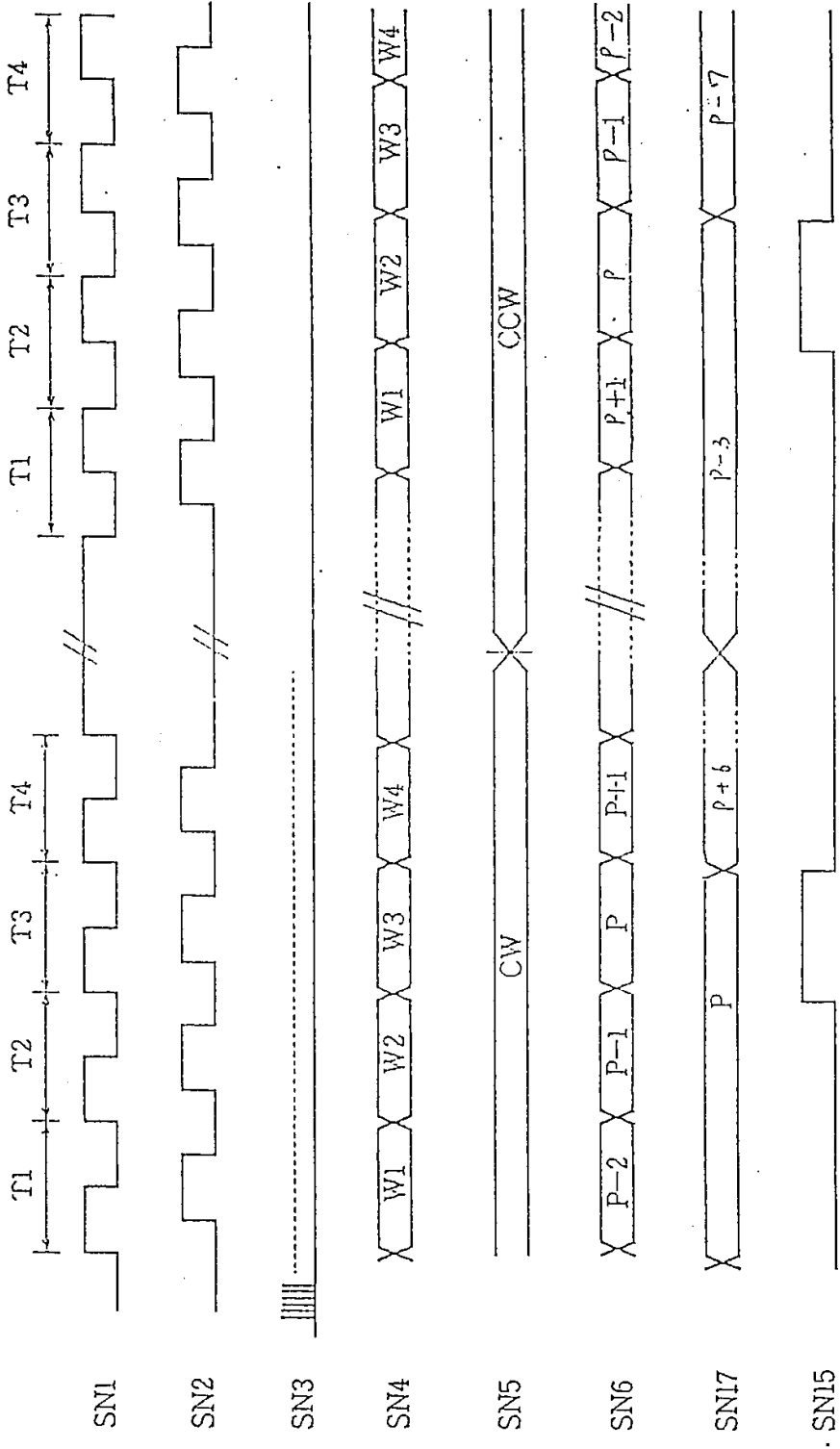
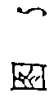


图 4



2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100



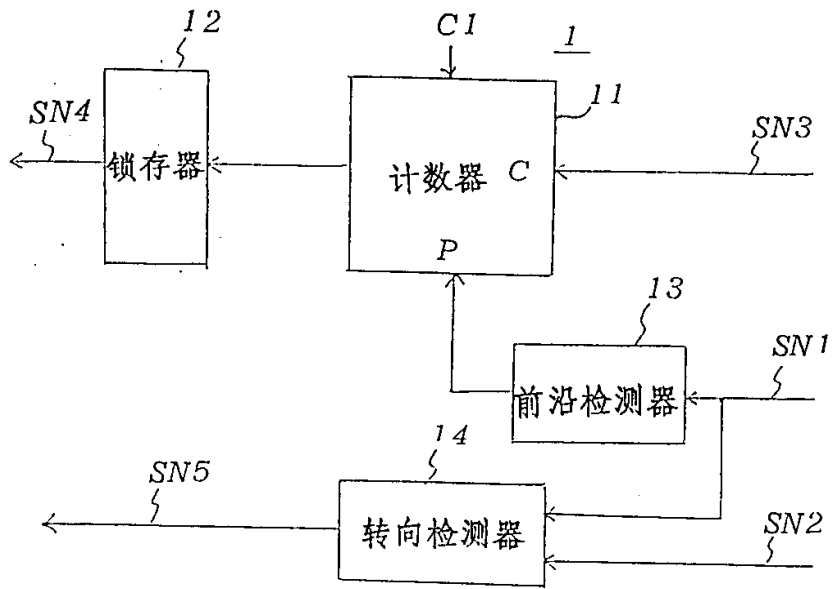


图 6

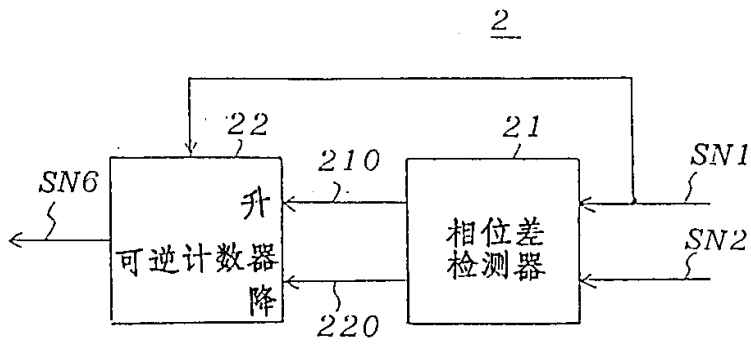


图 7

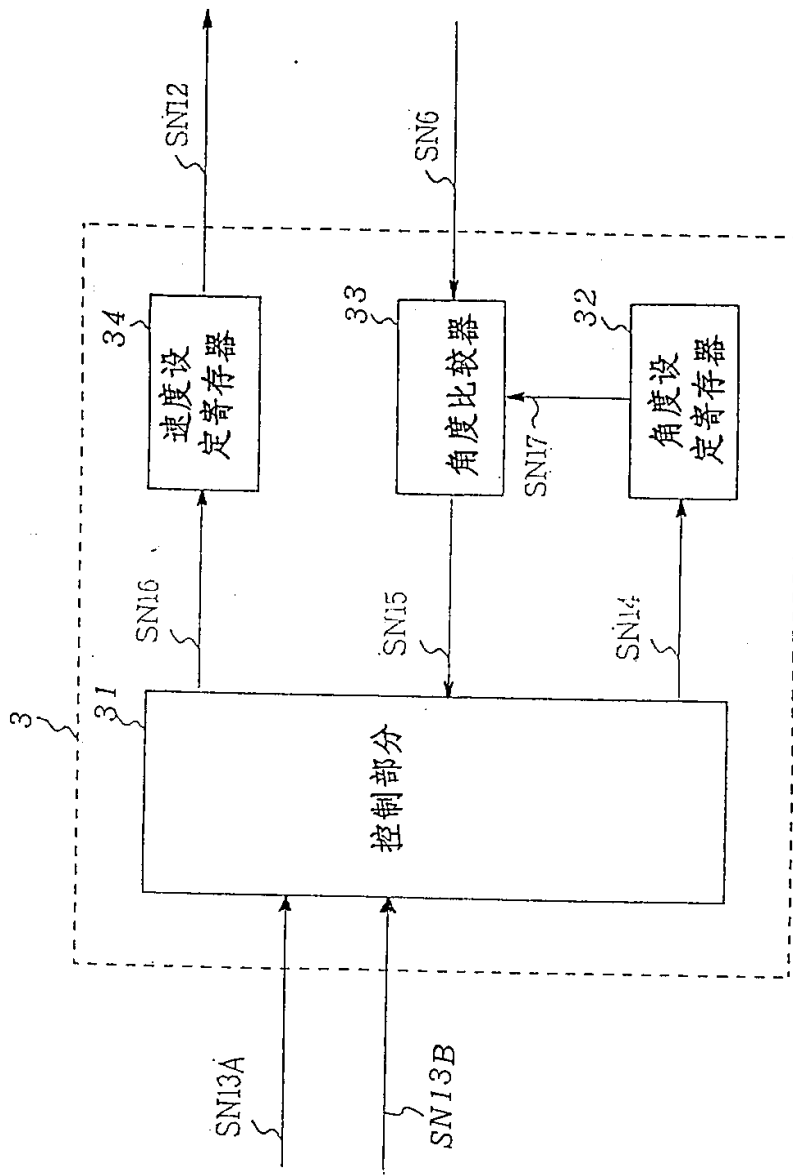


图 8

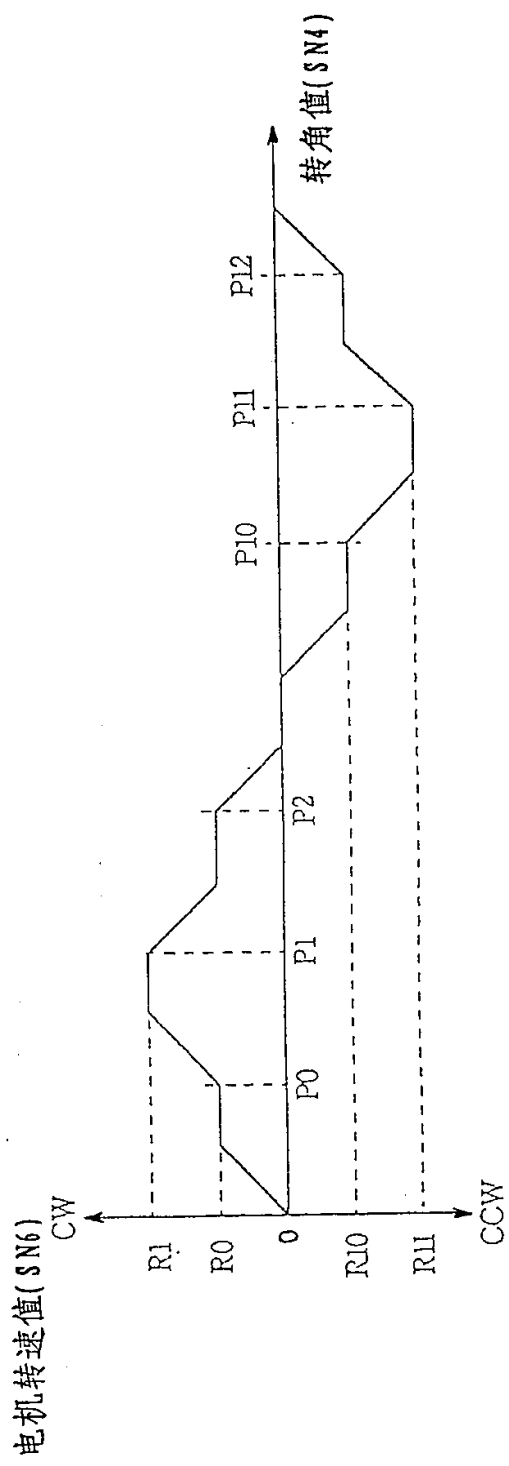


图 9

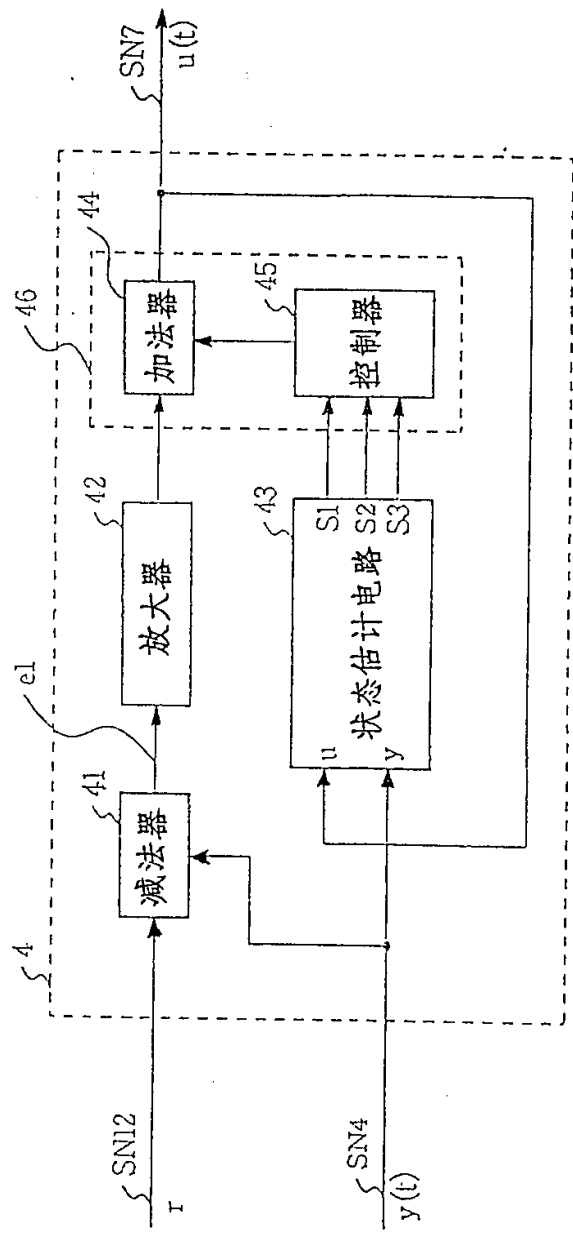


图 10

3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100

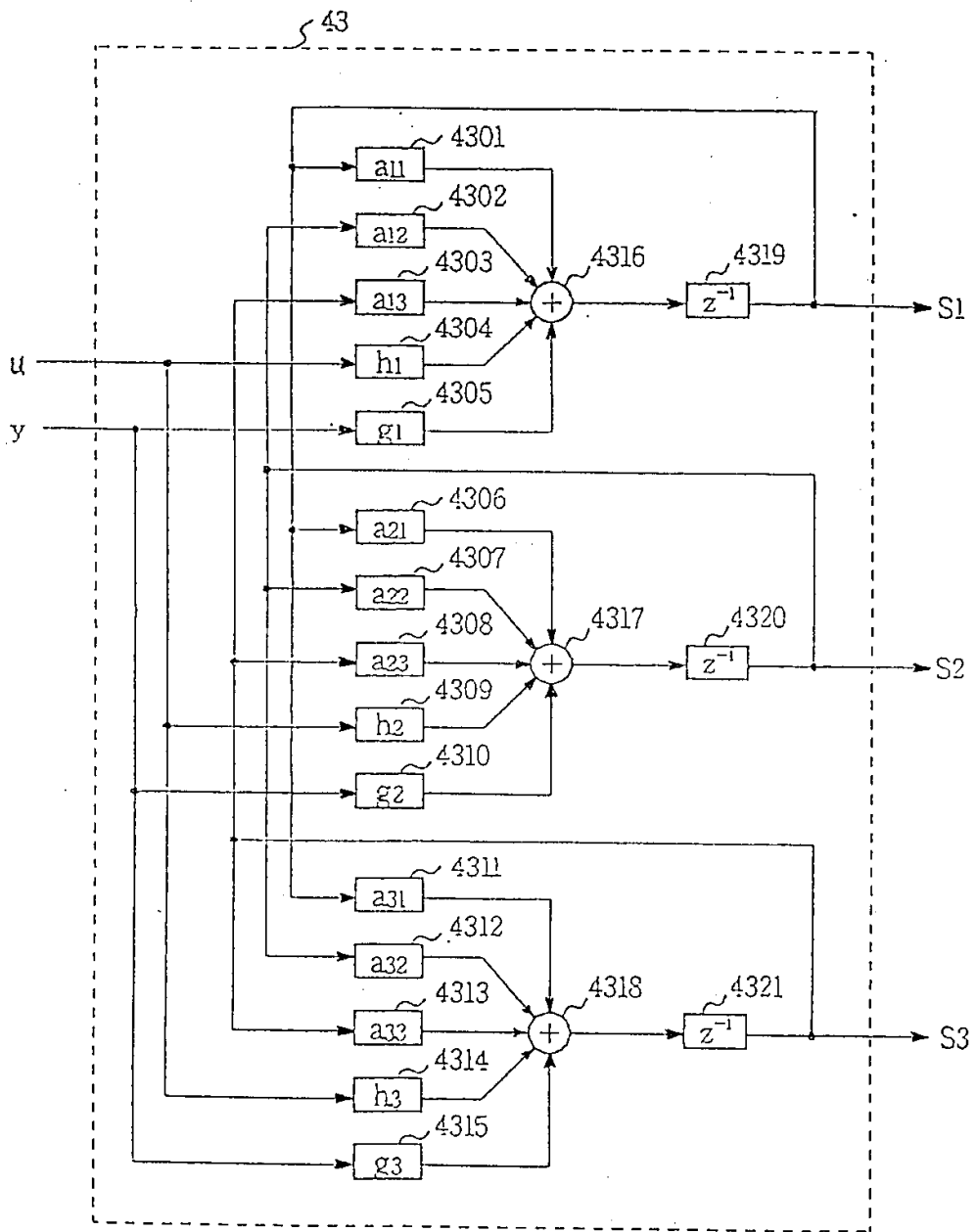


图 11

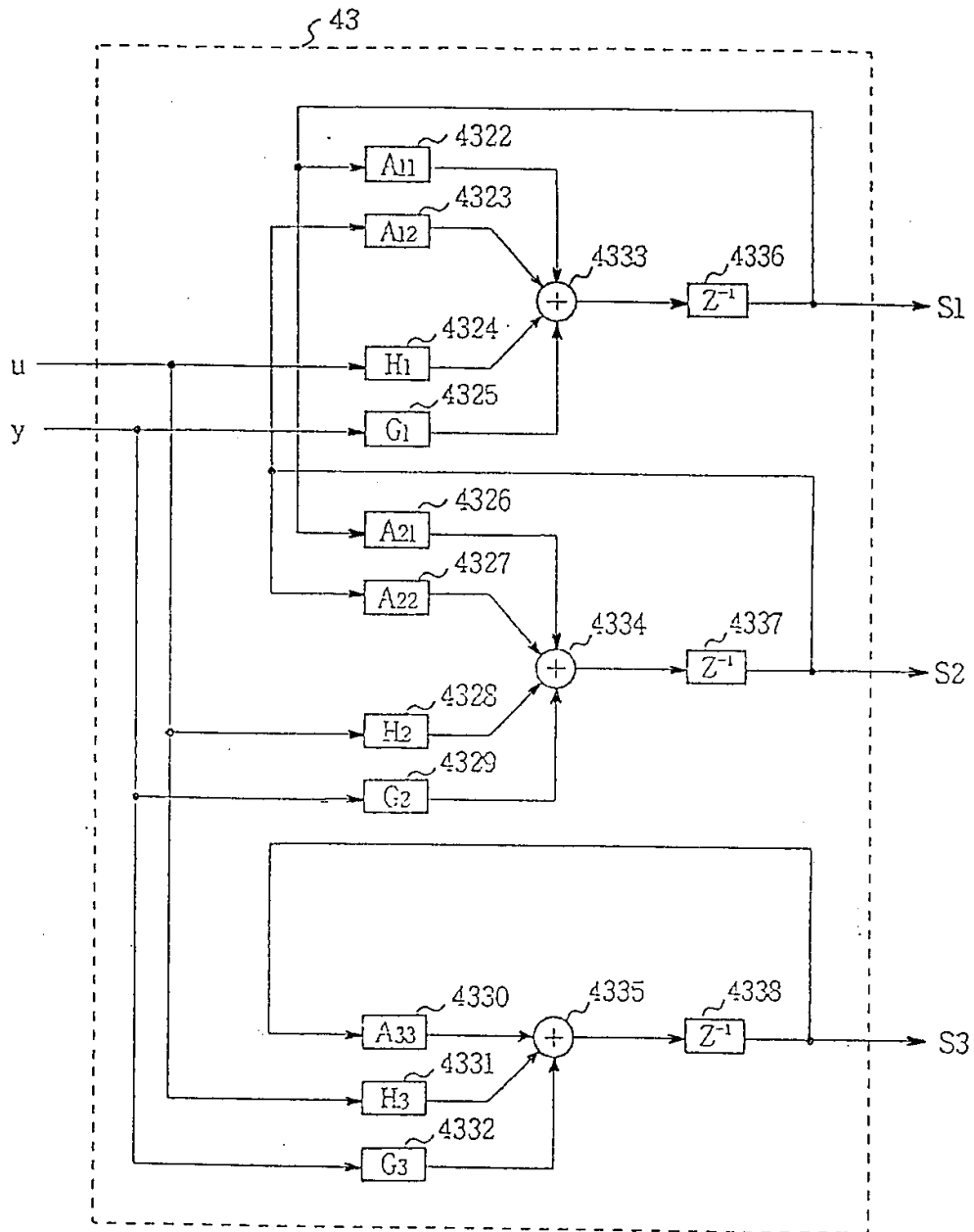


图 12

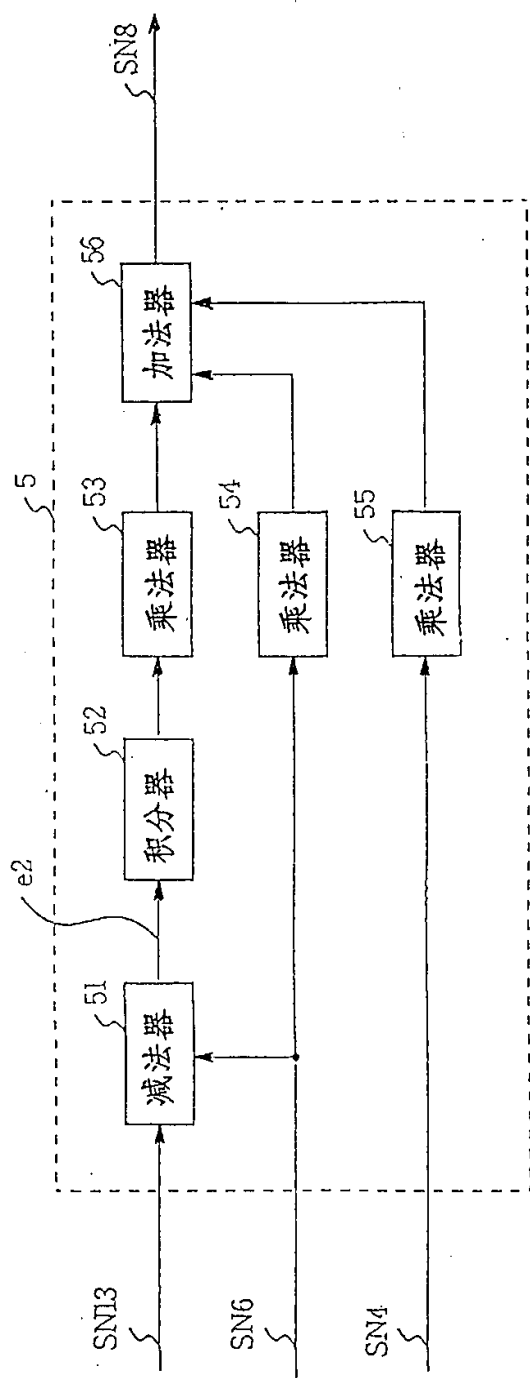


图 13

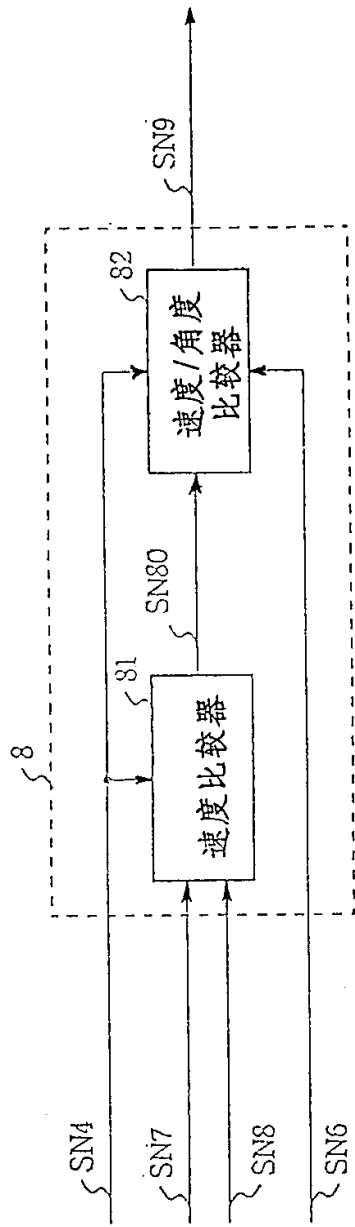


图 14

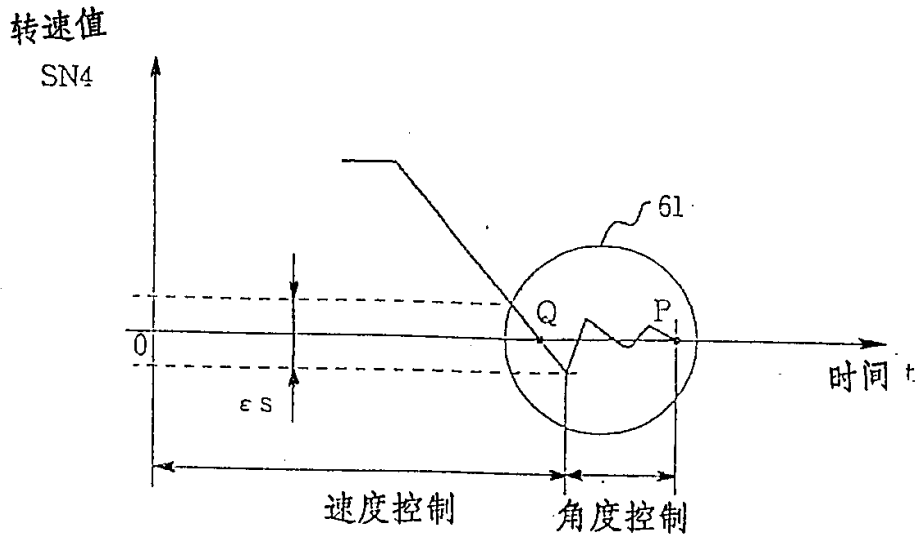


图 15

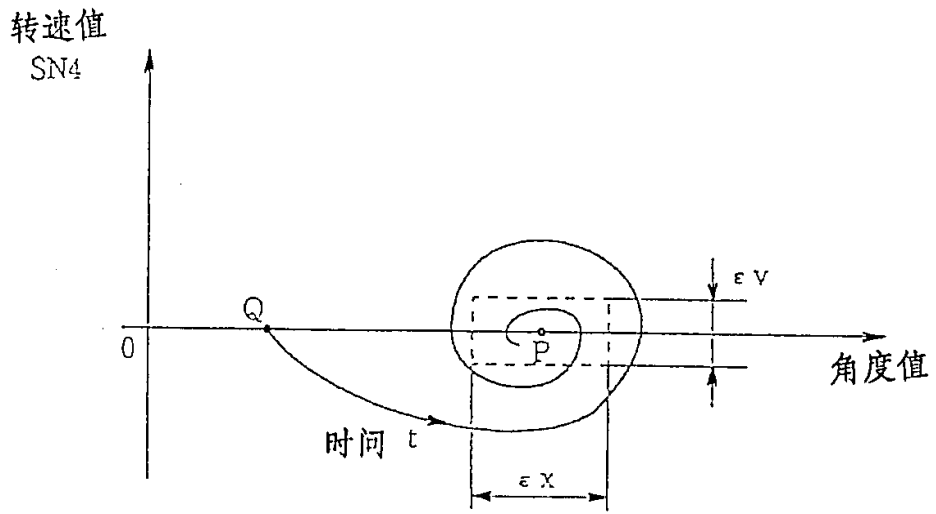


图 16

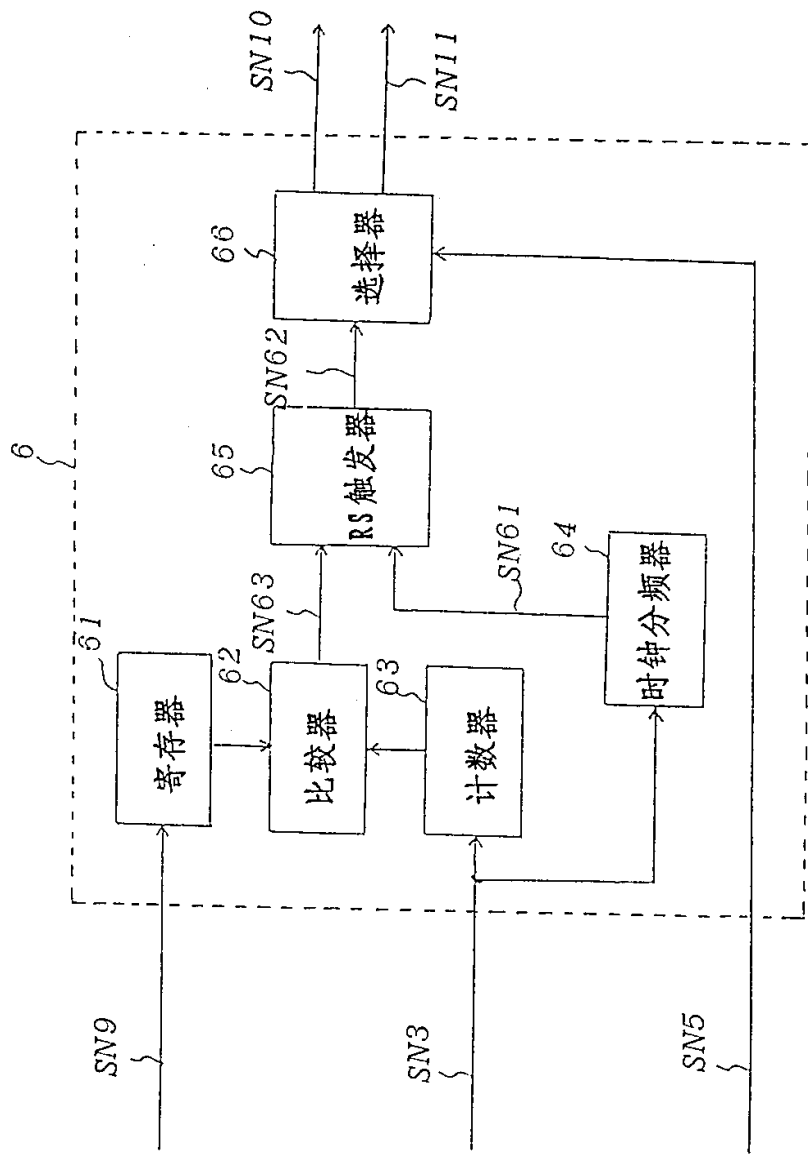
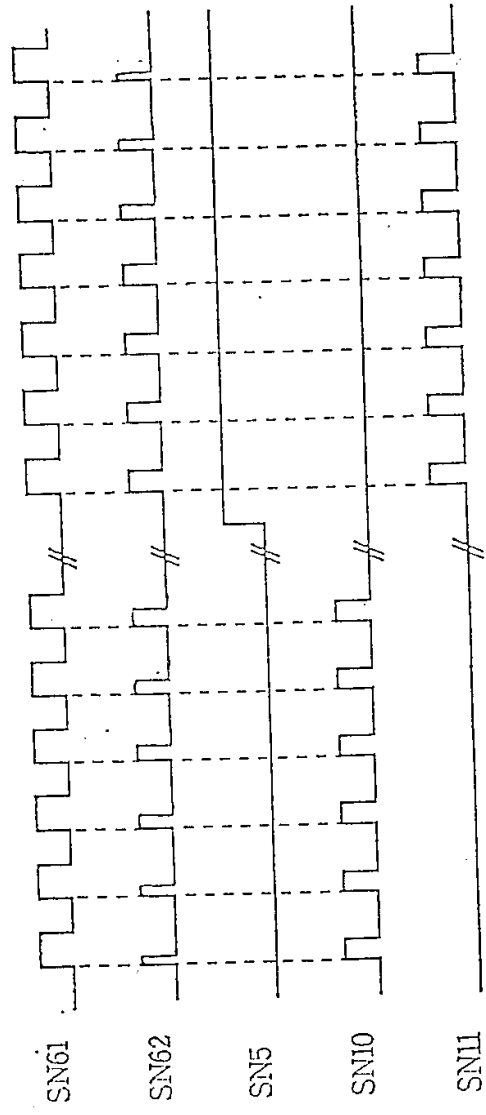


图 17



81 图

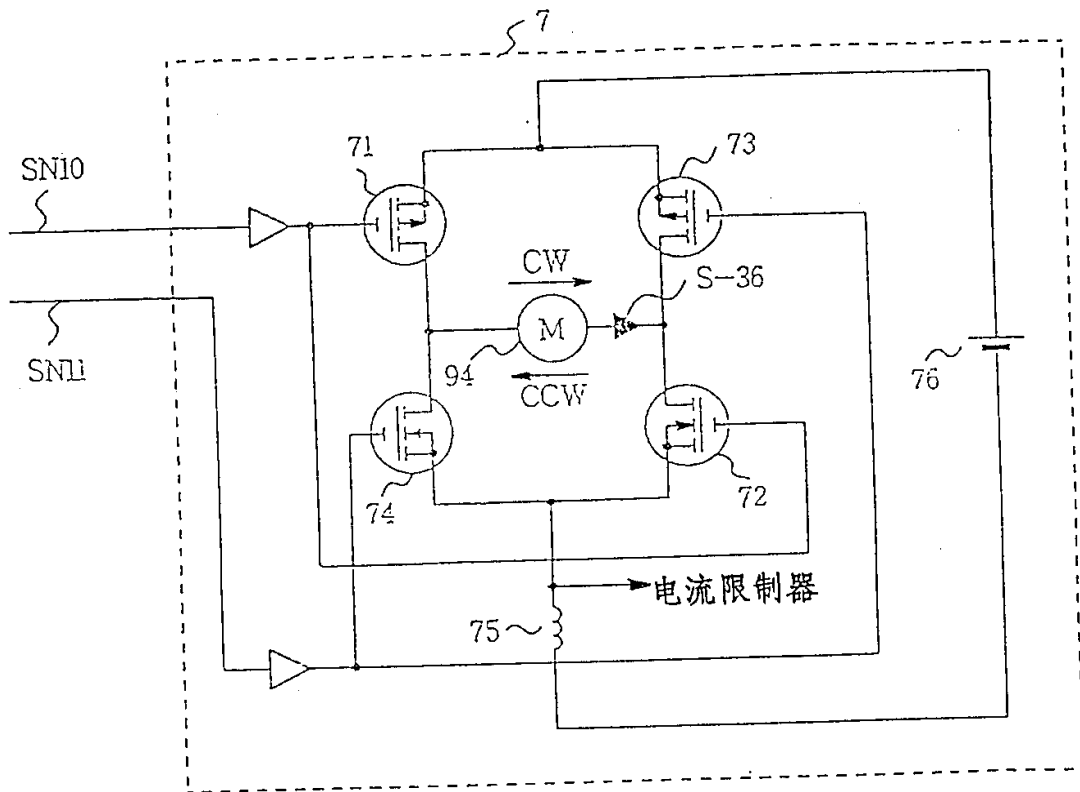


图 19

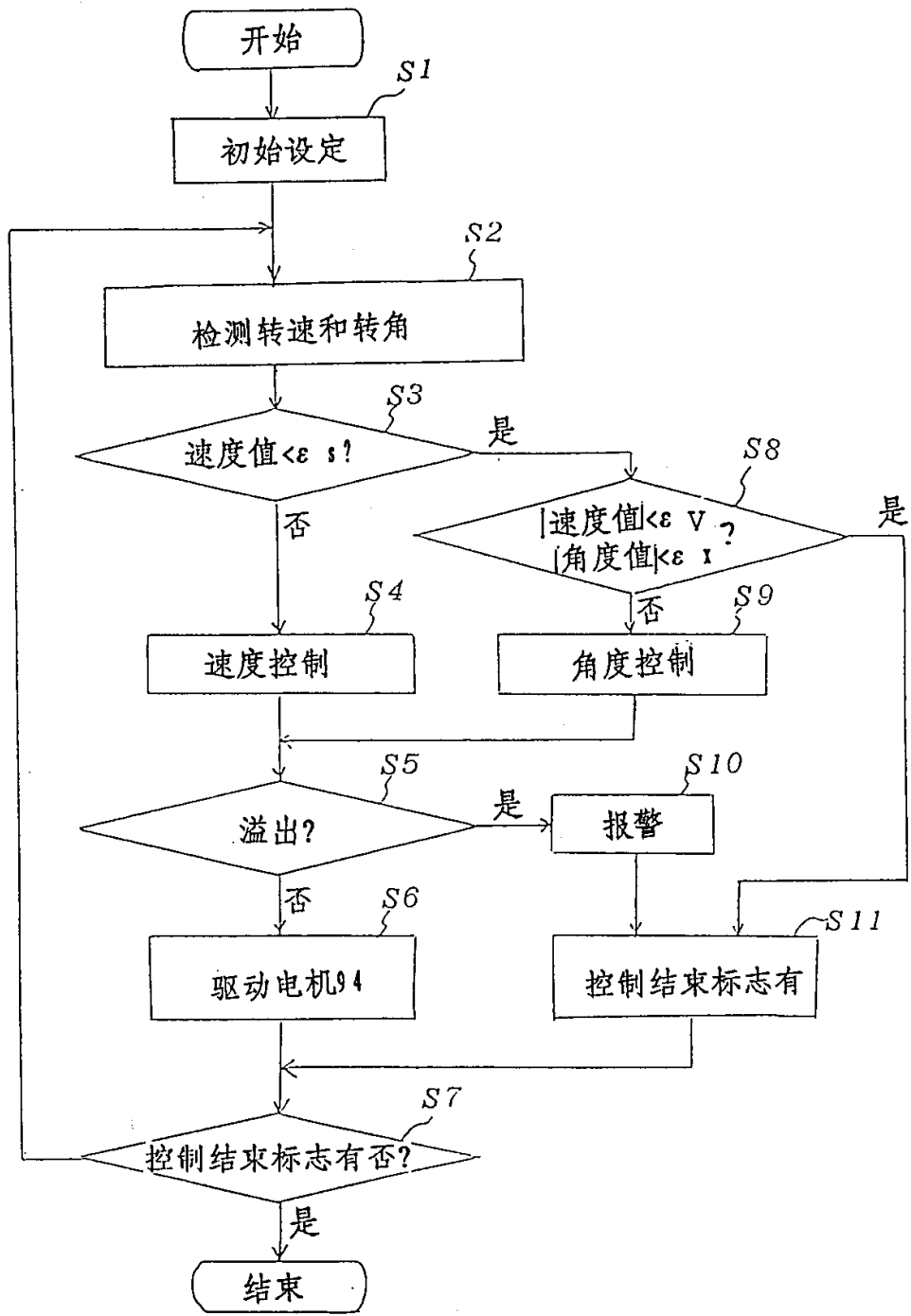


图 20