

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95190867.7

[45] 授权公告日 2001 年 3 月 28 日

[11] 授权公告号 CN 1063887C

[22] 申请日 1995.7.24 [24] 颁证日 2000.12.8

[21] 申请号 95190867.7

[30] 优先权

[32] 1994.7.25 [33] JP [31] 172910/1994

[32] 1994.9.12 [33] JP [31] 217688/1994

[32] 1994.11.8 [33] JP [31] 273420/1994

[86] 国际申请 PCT/JP95/01468 1995.7.24

[87] 国际公布 WO96/03797 日 1996.2.8

[85] 进入国家阶段日期 1996.5.7

[73] 专利权人 大金工业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 木村泰三 西嶋清隆 山开广之

山际昭雄 大山和伸 北野伸起

[56] 参考文献

JP 2-299496 1990.12.11

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 王 勇 叶恺东

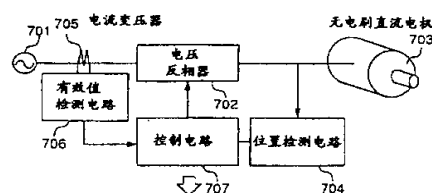
审查员 张志杰

权利要求书 3 页 说明书 70 页 附图页数 52 页

[54] 发明名称 高效率的电机装置及电机的控制方法

[57] 摘要

一种无电刷直流电机装置,该装置利用变流器(705)、有效值检测电路(706)检测电压反相器(702)的输入电流的有效值,根据从位置检测电路(704)输出的位置信号的周期,检测无电刷直流电机(703)的转速;响应上述输入电流的有效值及转速,将相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定为使电机效率几乎成为最大的相位;并生成相对于电压反相器(702)的切换指令。利用这种结构,响应转子的位置检测信号,在仅用电压反相器来控制施加给无电刷直流电机(703)的电压波形时,能够不增加成本,而且不受负荷条件影响,实现以高效率运转。



权 利 要 求 书

1. 一种电动机系统, 包括:

一个转子(10, 310, 410);

一个定子(1, 301, 410), 其电枢线圈(1a, 1b, 1c, 301a, 301b, 301c, 401a, 401b, 401c)按三相星形接法连接; 和

一个反相器(20, 320, 420), 用于转换应加到所述电枢线圈(1a, 1b, 1c, 301a, 301b, 301c, 401a, 401b, 401c)的电压的型式;

其特征在于:

电阻器电路(2, 302, 402), 按三相星形接法与电枢线圈(1a, 1b, 1c, 301a, 301b, 301c, 401a, 401b, 401c)并联连接; 和

控制装置(4, 100; 200, 304, 308, 406), 用于根据所述电枢线圈(1a, 1b, 1c, 301a, 301b, 301c, 401a, 401b, 401c)的中性点电压控制所述反相器(20, 320, 420)的输出, 从而达到指定的效率, 所述控制装置包括一个电平判断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307), 用于确定表示电枢线圈(1a, 1b, 1c, 301a, 301b, 301c, 401a, 401b, 401c)与电阻器电路(2, 302, 402)各中性点之间的电压差与目标值之间的关系。

2. 如权利要求1所述的电动机系统, 其特征在于, 它还包括:

一个转子位置传感装置(3, 312a, 312b, 312c, 313), 用于检测所述转子(10, 310)与所述定子(1, 301)之间相对的转子位置, 从而输出位置信号;

其中, 所述控制装置(4, 100, 200, 304, 308, 406)还包括一个相位校正装置(T1, T2, 41, 42), 用于根据所述电平判断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307)的判断结果调整从位置信号至所述电压型式转换的时间间隔, 从而使电压差信号的电平变为目标值。

3. 如权利要求1所述的电动机系统, 其特征在于, 所述电平判

断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307)确定通过求出电压差信号的积分得出的积分信号的电平与目标值之间的关系, 且所述控制装置还包括相位校正装置(T1, T2, 41, 42), 用于根据电平判断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307)调整从位置信号至转换电压型式的时间间隔, 从而使积分信号的电平变为目标值。

4. 如权利要求 1 所述的电动机系统, 其特征在于, 所述控制装置还包括一个电压校正装置, 用于根据所述电平判断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307)的判断结果校正所述反相器(20, 320)的输出电压, 从而使所述电压差信号的电平变为目标值。

5. 如权利要求 4 所述的电动机系统, 其特征在于, 所述电平判断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307)确定通过求出电压差信号的积分得出的积分信号的电平与目标值之间的关系, 且所述电压校正装置根据电平判断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307)的判断结果校正反相器(20, 320)的输出电压, 从而使积分信号的电平变为目标值。

6. 如权利要求 1 所述的电动机系统, 其特征在于, 它还包括:

一个旋转位置传感装置(3), 用于检测表示所述电枢线圈(1a, 1b, 1c)的中性点与所述电阻器电路(2)的中性点之间的电压差的电压差信号, 根据电压差信号检测所述转子(10)与所述定子(1)之间的相对旋转位置, 并输出位置信号;

一个积分装置(22), 用于求出所述旋转位置传感装置(3)检测出的电压差信号的积分, 并输出积分信号; 和

一个相位校正装置(T1, T2, 41, 42), 用于根据所述电平判断装置(6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202)的判断结果调整从位置信号至转换电压型式的时间间隔, 从而使所述从所述积分装置(22)得出的积分信号的电平变为目标值。

7. 如权利要求 1 所述的电动机系统, 其特征在于, 它还包括:

一个积分装置 (22, 332), 用于求出表示所述电枢线圈 (1a, 1b, 1c, 301a, 301b, 301c) 的中性点与所述电阻器电路 (2) 的中性点之间的电压差的电压差信号的积分, 并输出积分信号; 和

一个电压校正装置, 用于根据所述电平判断装置 (6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307) 的判断结果校正所述反相器 (20, 320) 的输出电压, 从而使从所述积分装置 (22, 332) 得出的积分信号的电平变为目标值。

8. 如权利要求 1 所述的电动机系统, 其特征在于, 它还包括:

一个旋转位置传感装置 (3), 用于检测表示电枢线圈 (1a, 1b, 1c) 的中性点与电阻器电路 (2) 的中性点之间电压差的电压差信号, 根据电压差信号检测转子 (10) 与定子 (1) 之间的相对旋转位置, 并输出位置信号; 和

一个相位校正装置 (T1, T2, 41, 42) 用于根据所述电平判断装置 (6, 6A, 6B, 51, 101, 201, 202, 306, 307) 的判断结果调整从位置信号至转换电压型式的时间间隔, 从而使电压差信号的电平变为目标值。

9. 如权利要求 1-8 的任一项所述的电动机系统, 其特征在于, 指定的效率为峰值效率。

10. 如权利要求 1-9 的任一项所述的电动机系统, 其特征在于, 所述目标值设定为得出峰值效率时电压差信号的电平。

说明书

高效率的电机装置及电机的控制方法

技术领域

本发明涉及能以高效率运转的电机装置及电机的控制方法。

背景技术

迄今为止,人们着眼于无二次铜损、理论上可高效率化的优点,研究开发了适用于各个领域的无电刷直流电机并将其实用化。

高效率控制无电刷直流电机的方法大致可分成以下两种。

(i) 检测电机电流的瞬时值,使转矩/电流比增大地控制电机电流的方法;

(i i) 检测电机的转速,根据检测出的转速,控制电压反相器使得相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位成为在最输出附近能够驱动无电刷直流电机的相位的方法。

在上述 (i) 的方法中,无电刷直流电机采用在转子表面上安装永久磁铁的构成时(称为表面磁铁直流电机),控制的是电机电流,使得与产生转矩无关的 d 轴电流(与间隙磁通同一方向的电流)成为 0 (【AC 伺服系统的理论和设计的实际】,参照杉村他著,综合电子出版社发行, P. 74)。无电刷直流电机采用在转子内

部按埋入的方式安装永久磁铁的构成时（以下称为埋入磁铁直流电机），由于磁铁转矩（与 q 轴电流（与间隙磁通垂直方向的电流）成正比的转矩）和磁阻转矩（与 d 、 q 轴电流的积成正比的转矩）的和成为产生的转矩，因此，通过检测负荷状态（转矩），逐次地进行运算，算出 d 、 q 轴电流的最佳值，并使 d 、 q 轴电流成为最佳值地控制电机电流（【无电刷直流电机的节能高效率运转法】，森本他著，电学论 D，112 卷 3 号，平成 4 年，特别参照（14）、（15）式）。

该（i）方法，在要求高速转矩响应的地方，例如，在机床、工业用机器人等方面的无电刷直流电机驱动系统中，由于在电压反相器内预先设置瞬时电流检测器，构成高速电流控制系统，因此不必为高效率化而设置特别的装置，能够简单地处理。构成高速电流控制系统在无电刷直流电机中因为电流响应与转矩响应基本相等，所以可以实现高速转矩响应。

另一方面，在家用电器，例如空调机、洗衣机、清扫器等上的无电刷直流电机系统中，由于采用的是响应检测出的无电刷直流电机的转子的位置信号，仅由电压反相器控制电压波形的简单控制构成，因此，如果采用上述（i）的方法，不但必须新设瞬时电流检测器，而且，在特别采用埋入磁铁 DC 电机时，由于需要强化控制运算功能，必须将已设的微处理器变更为高性能的微处理器，或必须追加这样的微处理器，这势必导致成本大幅度增加。

考虑到这样的问题，提出了这样的一种方案，在家用电器，例如，空调机、洗衣机、清扫器等上的无电刷直流电机系统中，在根据检测出的无电刷直流电机的转子位置的位置信号，仅由电压反相器控制电压波形的简单控制构成基础上再增加根据无电刷直流电机

的转速,将相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定成规定相位以控制电压反相器的结构。如果采用这种结构,由于不必要瞬时电流检测器、高性能微处理器,因此能够大幅度降低成本。

如上所述,采用根据无电刷直流电机的转速,将相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定成规定相位以控制电压反相器的结构时,仅限于额定点附近的运转能够实现高效率运转。但是,在上述家用电器中,一般说来,在远离额定点的状态下的运转时间与在额定点附近进行运转的时间相比明显要长。在前者期间运转中,由于负荷小,即使电压振幅小,电流值也不会下降,流过的电流就会超过必要的电流值,因此,只能以比本来的电机效率(在各负荷条件下的最效率)低的效率运转。

具体地说,在以转速 90 r.p.s 驱动 d 轴感应电流 L_d 、 q 轴感应电流 L_q 分别设定为 6.5 mH 、 15.00 mH ,反电压系数 K_e 为 0.105 V s/rad 的埋入磁铁直流电机,而且将相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位 δ 分别设定为 50° 、 80° 时,从表示相对于电压反相器的线间电压振幅的电机输出特性及电机电流特性的图 1 中可知,即使同一无电刷直流电机,相位 δ 设定较大,运转时能够输出很大,但负荷变小时,即使减小电压反相器的线间电压振幅(基本波成分的振幅),电流值几乎不会下降。另外,通过将负荷设定为 $10 \text{ kgf} \cdot \text{cm}$,用手动操作调整相位 δ ,测定各转速时的最大电机效率,得到图 2 中白圈所示的特性,另外,在高负荷($20 \text{ kgf} \cdot \text{cm}$)时在最佳相位 δ 处测定各转速低负荷时的电机效率,得到图 2 中白三角所示的特性。从图可知,以低负荷运转时,电机效率大幅度下降。该电机效率的下降使得线圈电阻显著增大。

图 3 是表示现有无电刷直流电机装置的概要方框图, 图 4 是表示图 3 中控制电路主要部分的框图。如图 3 所示, 在现有无电刷直流电机装置中采用的结构是由电压反相器 9 2 上的转换器 9 2 a 将交流电压 9 1 转换为直流电压, 之后, 由反相器本体 9 2 b 变换成交流电压, 并供给无电刷直流电机 9 3, 由位置检测电路 9 4 检测无电刷直流电机 9 3 的转子的磁极位置, 根据磁极位置检测信号, 由控制电路 9 6 生成切换指令, 并向该指令输入电压反相器 9 2。

如图 4 所示, 上述控制电路 9 6 具有接收根据例如由位置检测电路 9 4 输出的磁极位置检测信号的时间间隔而得到的实际转速和转速指令、输出振幅指令的振幅指令输出部 9 6 a 和读出实际转速并作为地址、输出该相位指令的相位表 9 6 b, 通过将振幅指令及相位指令输入图中未示出的 PWM 电路, 就能生成切换指令。

上述振幅指令输出部 9 6 a 算出例如转速指令 Y^* 和实际转速 Y 的差 ΔY , 用该 ΔY 进行 $V^* = K_p \cdot \Delta Y + K_I \cdot \sum (\Delta Y)$ 的 P I 运算, 算出振幅指令 V^* 并输出。其中, K_p 、 K_I 是常数, 可采用经验值。

因此通过将利用转速指令 Y^* 和实际转速 Y 的差算出振幅指令 V^* 及从相位表 9 6 b 中读出的相位指令输入 PWM 电路而生成切换指令, 能够使实际转速 Y 接近转速指令 Y^* , 能够使两者一致。

然而, 在采用上述无电刷直流电机控制电路时, 负荷小时的效率大幅度下降。另外, 在无电刷直流电机的空载时的感应电压成为电压比反相器输出电压振幅大的高速区域 (利用定子电枢反作用, 抑制电机感电压上升, 即进行弱磁通控制的区域) 内, 将反相器电压定为最大, 因此, 不可能控制电流使其变成最小。

下面就这一点进行详细说明。

图 5 表示无电刷直流电机的 1 相的等价电路, 如该图所示, 在该等价电路中, 相对反相器基本波电压, 电机线圈电阻 R 、 q 轴上的阻抗 X_q 及无电刷直流电机的感应电压 (正确地说, 相对于反电压 E , 将 q 轴上的阻抗 X_q 和 d 轴阻抗 X_d 的差和电机电流的 d 轴成分 I_d 的积相加的电压) 按该顺序串联连接。图 5 中, j 是虚数。

这里, 用 ω 表示反相器基本波频率 (在极对数为 n 的无电刷直流电机中, 其转数为 ω/n), $d-q$ 轴上的电感用 L_d 、 L_q 表示, 反电压系数用 K_e 表示, 电机电流用 I 表示, 电机电流 I 的 d 轴成分、 q 轴成分分别用 I_d 、 I_q 表示, 输出转矩用 T 表示, 反相器基本波电压 V 的 d 轴成分、 q 轴成分分别用 V_d 、 V_q 表示, 如果假定电机线圈电阻 R 比电抗的大小 $|X|$ 小得多, 则得到下列关系式:

$$|I| = (I_d^2 + I_q^2)^{1/2} = \{ [(V_d/\omega)/X_q]^2 + [(V_q/\omega - K_e)/X_q]^2 \}^{1/2}$$

$$T = \eta \{ E + (X_q - X_d) \cdot I_d \} \cdot I_q / \omega = \eta \{ K_e \cdot I_q + (L_q - L_d) \cdot I_d \cdot I_q \}$$

对于机器常数 $L_d = 6.5 \text{ mH}$, $L_q = 1.5 \text{ mH}$ 、 $K_e = 0.15 \text{ V} \cdot \text{s} / \text{rad}$ 的无电刷直流电机, 通过使反相器基本波电压振幅 $|V| = \{V_d^2 + V_q^2\}^{1/2}$ 变化, 分别计算输出转矩、电机电流的振幅, 能够得到图 6 A、6 B 所示的结果。这里电机极对数 n 设定为 2, 转速设定为 90 r.p.s。

从图 6 A、6 B 中显示出即使输出转矩 T 减少, 而电机电流振幅增加的相反关系, 在负荷小 (输出转矩小) 时, 电机线圈的焦耳损失与大负荷时相比较增大了, 这样效率大幅度降低。另外, 由于电机电流振幅负荷小时变大, 因此, 作为构成电压反相器的切换元

件,必须采用电流容量较大的。

此外,由于是通过调整电压反相器的电压振幅 (PWM的负载)来控制无电刷直流电机的转速,因此,为了使速度控制系统稳定运行,在加速时,使电压振幅指令不饱和地固定相位,而在稳速时,不能设定使反相器的电压振幅为最大的相位。换言之,必须经常确保为了调整电压振幅的余量。因此,在把电压反相器的稳定时的电压振幅固定为最大时,就不能进行使电机电流成为最小的控制。

上述的各种缺陷,无论是永久磁铁配置在转子内部的无电刷直流电机 (埋入磁铁电机)、还是永久磁铁配置在转子表面的无电刷直流电机 (表面磁铁电机) 都会发生。

发明的公开

本发明鉴于上述存在的问题,本发明的第一目的在于使得响应位置信号,通过仅由电压反相器来控制电压波形以控制无电刷直流电机型的无电刷直流电机装置,能够不受负荷变动的影响而实现高效率运转,此外,不必附加特别装置,就可扩大运行范围并实现高效率运转,而且,可使电压反相器的切换元件等的电流容量减小。

本发明的另一目的是提供一种防止脱调、同时能以最大效率运转的直流电机装置及交流电机装置。

为了完成本发明的第一目的,本发明提供了一种无电刷直流电机的控制方法,该控制方法包括以下步骤:检测受电压反相器驱动无电刷直流电机的转速及转子的位置;响应检测出的转速,为了把相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定为规定的相位,而设定相对于电压反相器的切换指令;其特征在于还包括以

下步骤检测电压反相器的输入电流；响应上述检测出的转速及检测出的输入电流，为了把相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定为基本上使电机效率成最大的相位，而设定相对于电压反相器的切换指令。

实施该控制方法的无电刷直流电机装置具有检测电压反相器的输入电流的检测装置；和响应上述检测出的无电刷直流电机的转速及检测出的输入电流，为了把相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定为基本上使电机效率成最大的相位，而设定相对于电压反相器的切换指令的反相器控制装置。

如果采用这种构成，通过不仅考虑无电刷直流电机的转速，而且还考虑负荷条件来设定上述反相器输出电压的相位，就能够使无电刷直流电机不受转速、负荷条件的影响而以高效率运转。如果更详细地说，由于电压反相器的变换效率高，而且适用上述现有方法

(i i) 的家用电器设定的功率因数较大，因此能够根据电压反相器的输入电流推测无电刷直流电机的有效输出。而且，按照电压反相器的输入电流通过把反相器输出电压的相位设定为使电机效率成最大的相位，而设定相对于电压反相器的切换指令，这样能够不受负荷条件的影响地使无电刷直流电机以高效运转。此外，不必检测瞬时电流值，也不必响应瞬时电流对电流进行控制，这样就不需要设置瞬时电流检测装置，能够大幅度地抑制成本上升。

在一个实施例的无电刷直流电机装置中，采用的上述反相器控制装置还具有保持通过预测得到的、能够相对于上述转速及输入电流得到最大效率的相位的相位保持装置；该控制装置响应检测出的转速及检测出的输入电流，从相位保持装置中把该相位作为使上述电机效率几乎成最大的相位读出，并设定相对于电压反相器的切换

指令。

在其它的实施例中，采用的上述反相器控制装置还具有值保持装置和线性近似装置，该值保持装置把规定通过预测得到的、能够相对于上述转速及输入电流得到最大效率的相位变化特性的值进行保持，线性近似装置根据值保持装置中保持的值，使相位线性近似；该控制装置响应检测出的转速及检测出的输入电流，把该相位从相位保持装置中读出，把通过线性近似装置线性近而得到的相位作为使上述电机效率成最大的相位，并设定相对于电压反相器的切换指令。

在一个实施例的控制方法中，把比以最大效率驱动无电刷直流电机的相位只导前规定值的相位作为使上述电机效率几乎成为最大的相位。在实施这种方法的控制装置中，上述反相器控制装置还具有把使电机效率成为最大的相位只导前规定值的设定相对于电压反相器的切换指令。

如果采用这种结构，能够几乎不随效率下降而提高输出上限值，而且存在因输入电流的检测滞后、负荷变化加快、不能对相位适当控制而使无电刷直流电机失速的情况，如上所述，随着提高输出的上限值，能够不使无电刷直流电机失速地使其继续运行。即，基本能够不使效率下降，并提高可靠性。

本发明提供一种无电刷直流电机的控制方法，该控制方法包括以下步骤检测由电压反相器驱动的电刷直流电机的转速及转子的位置；响应检测出的转速，为了把相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定为规定的相位，而设定相对于电压反相器的切换指令，其特征在于，还包括以下步骤把电压反相器的输出电压振幅设定为根据上述检测出的转速确定的规定振幅，同时响应相对

于无电刷直流电机的转速指令和上述检测出的转速差,将相对于电机反电压的相位设定为规定相位,而且将电压反相器的端子电压通电幅按电角度设定成 180° ,并设定相对于电压反相器的切换指令。

为了实施该控制方法,本发明的无电刷直流电机装置具有以上述方法设定相对于电压反相器的切换指令的反相器控制装置。

根据本发明,不需要如通过调整电压反相器的输出电压振幅来控制转速时那样的用于调整输出电压振幅的余量,通过把电压反相器的输出电压振幅固定为最大,并对转速进行控制,能够扩大运行范围。另外,通过使输出转矩减少,可以减少电机电流振幅,因此可以大幅度地提高负荷小时的效率。随着减小电机电流振幅,就可以减小电压反相器的切换元件等的电流容量。此外,由于电压反相器的通电幅是电气角 180° ,因此能够使无控制期间成为 0° 电角度。其结果是增大了电机端子电压,扩大了运行范围,另外可以增大电机端子电压,所以可以抑制电机电流的增加量,进而能够抑制由电机线圈引起的焦耳损失的增加,提高无电刷直流电机的效率,这样能够使电流相对于安装在无电刷直流电机转子上的永久磁铁的电角度 180° 的范围朝希望的方向流过,而且通过抑制磁通利用率的下降,可以提高无电刷直流电机的效率。

在一实施例中,无电刷直流电机的转子采用永久磁铁配置在转子内部的转子。此时,通过不仅是磁铁引起的转矩还有是磁阻引起转矩,都不会增加电机电流,因此能够增大全部产生的转矩。与表面磁铁电机相比,能够增大电机线圈的感应电流(增大弱磁通的作用),能够实现比表面磁铁电机更高的速运转。由于电机线圈的感应电流增大,因此能够减小由反相器低频成分引起的电流脉动,而

且能够减小转矩脉动。

在一个实施例的无电刷直流电机控制方法中, 将一个端部连接电压反相器的各相输出端子的电阻的另一端相互连接得到第一中性点电压, 同时将无电刷直流电机的各相的定子线圈的一端相互连接得到第二中性点电压, 根据第一中性点电压和第二中性点电压之差, 检测无电刷直流电机转子的磁极位置。

为了实施该方法的无电刷直流电机装置还包括一端连接电压反相器各相的输出端子、而另一端相互连接的电阻; 把在电阻的另一端得到的第一中性点电压和在无电刷直流电机的各相的定子线圈相互连接的端部上得到的第二中性点电压作为输入、并输出两中性点电压的电压差的电压差输出装置; 根据电压差检测无电刷直流电机的转子的磁极位置的转子位置检测装置。

如果采用这种结构, 不受转速 (但停止时除外)、通电幅度、电流振幅的限制, 而且特别是不设检测转子的磁极位置的传感器, 也能检测出转子的磁极位置。

在将上述任何一个实施例所涉及的无电刷直流电机装置作为驱动源用于电器中时, 在要求扩大作为驱动源的无电刷直流电机的运转范围时不必使驱动源大型化就可扩大运转范围, 同时在要求作为驱动源的无电刷直流电机高效率化时能够降低电力消费。

本发明提供一种电机装置, 该装置具有转子、带电枢线圈的定子、向上述电枢线圈施加的电压曲线的反相器, 其特征在于, 还具有根据上述电枢线圈的中性点电压、控制反相器的输出以便达到规定的效率 (所希望的最高效率) 的控制装置。

如果采用这种结构, 例如上述电枢线圈的中性点电压和电机效率之间具有相关关系, 上述中性点的电压为规定的电平时, 电机成

为规定的效率，而中性点的电压为最小时，电机的效率成为最大，上述控制装置根据电枢线圈中性点的电压，控制上述反相器的输出相位或电压，使电机以所期望的效率运转。

而且，通过利用相对于电机效率的电枢线圈的中性点电压的特性，根据上述中性点的电压控制反相器的输出，就能够使电机以任意的效率运转。在上述电枢线圈的中性点电压的电平达未达到某个值时，就会脱调，只要通过控制反相器的输出，使得中性点电压的电平达到某个值，就能够防止脱调。

在一个实施例中，上述电枢线圈是 3 相连接成 Y 型；并具有相对于上述电枢线圈按并联状态 3 相连接成 Y 型的电阻电路，检以及测上述转子和上述定子之间的相对旋转位置、并输出位置信号的旋转位置检测装置。上述控制装置具有电平判断装置和相位修正装置。电平判断装置判断表示上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位差信号的电平与目标值（所希望的，得到最高效率的目标值）处于什么样的关系。相位修正装置根据上述电平判断装置的判断结果，调整从上述位置信号到切换上述电压的曲线之前的时间，以便使上述电位差信号的电平成为上述目标值。上述反相器根据代表由上述相位修正装置的相位修正后的上述电压曲线的信号，切换施加到电枢线圈上的电压曲线。

因此，通过将判断上述电位差信号的电平的目标值设定为所希望效率时的电平，就能够使电机以任意效率运转。另外，通过将上述电压曲线从超前相位慢慢地调整至延迟相位，并以所希望的效率运转，因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位，所以可以防止脱调。

在另外的实施例中，上述控制装置具有电平判断装置和相位修

正装置。电平判断装置判断把代表上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位差信号进行积分的积分信号的电平与目标值（所希望的，得到最高效率的目标值）处于什么样的关系。相位修正装置根据上述电平判断装置的判断结果，调整从上述位置信号到切换上述电压的曲线之前的时间，以便使上述积分信号的电平成为上述目标值。上述反相部根据代表由上述相位修正装置的相位修正后的上述电压曲线的信号，切换施加到电枢线圈上的电压曲线。

因此，通过将判断上述积分信号的电平的目标值设定为所希望效率时的电平，就能够使电机以任意效率运转。另外，通过积分电位差信号而得到上述积分信号，在即使运转频率变化，在所希望效率点处的积分信号的电平成基本一定时，再判断电位差信号的电平，就能够更容易地使电机以规定的效率运转。通过将上述电压曲线从导前相位慢慢地调整至延迟相位，并以所希望的效率运转，因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位，所以可以防止脱调。

在一实施例的电机装置中，上述电枢线圈是 3 相连接成 Y 型的；并具有相对于上述电枢线圈以并联状 3 相连接成 Y 型的电阻电路；上述控制装置具有电平判断装置和相位修正装置。电平判断装置判断表示上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位差信号的电平与目标值（所希望的，得到最高效率的目标值）处于什么样的关系。相位修正装置根据上述电平判断装置的判断结果，修正上述反相器的输出电压以便使上述电位差信号的电平成为上述目标值。

因此，通过将判断上述电位差信号的电平的目标值设定为所希

望效率时的电平,就能够使电机以任意效率运转。另外,通过将上述反相器的输出电压从比峰值效率点处的输出电压更低的电压慢慢地调整到高电压,并以所希望的效率运转,因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位,所以可以防止脱调。

在一实施例中,上述控制装置具有电平判断装置和相位修正装置。电平判断装置判断把代表上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位差信号进行积分的积分信号的电平与目标值(所希望的,得到最高效率的目标值)处于什么样的关系。相位修正装置根据上述电平判断装置的判断结果,修正上述反相器的输出电压以便使上述积分信号的电平成为上述目标值。

如果采用这种结构,通过将判断上述积分信号的电平的目标值设定为所希望效率时的电平,就能够使电机以任意效率运转。另外,由于通过积分电位差信号而得到上述积分信号,所以即使运转频率变化,在所希望效率点处的积分信号的电平成基本一定时,再判断电位差信号的电平,就能够更容易地使电机以规定的效率运转。另外,通过将上述反相器的输出电压从比峰值效率点处的输出电压更低的电压慢慢地调整到高电压,并以所希望的效率运转,因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位,所以可以防止脱调。

本发明提供一种电机装置,该电机装置具有带多极磁铁的转子,具有3相Y型连接的电枢线圈的定子,相对于上述电枢线圈以并联状态3相连接成Y型的电阻电路,检测代表上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位信号、并根据该电位差信号检测上述转子和上述定子的相对旋转位置、并输出位置信号的旋

转位置检测装置；根据上述旋转位置检测装置的上述位置信号、切换施加给上述电枢线圈的电压的曲线的反相器，其特征在于还具有对来自上述旋转位置检测装置的上述电位差信号进行积分，并输出积分信号的积分装置，接收来自上述积分装置的积分信号，判断上述积分信号的电平与目标值（所期望的最大效率时的积分信号的电平）处于什么样的关系的电平判断装置；根据上述电平判断装置的判断结果、调整从上述位置信号到切换上述电压曲线之前的时间、以便使来自上述积分装置的上述积分信号的电平成为上述目标值的相位修正装置。

在本电机装置中，上述反相器根据代表由上述相位修正装置进行相位修正后的上述电压的曲线的信号，切换施加给电枢线圈的电压曲线。因此，通过将判断上述积分信号的电平的目标值设定为所希望效率时的积分信号的电平，而能使电机以任意效率运转。另外，通过把上述电压的曲线从导前相位慢慢地调整到延迟相位，并以所期望的效率运转，因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位，所以可以防止脱调。

本发明提供一种电机装置，该电机装置具有带多极磁铁的转子，具有 3 相 Y 型连接的电枢线圈的定子，相对于上述电枢线圈以并联状态 3 相连接成 Y 型的电阻电路，输出施加给上述电枢线圈的电压的反相器，其特征在于还包括积分代表上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位差信号、并输出积分信号的积分装置，接收来自上述积分装置的积分信号，判断上述积分信号的电平与目标值（期望的最大效率时的积分信号的电平）处于什么样的关系的电平判断装置；根据上述电平判断装置的判断结果、修正上述反相器的输出电压以便使来自上述积分装置的上述积分信号的

电平成为上述目标值的电压修正装置。

如果采用本结果,通过将判断上述积分信号的电平的目标值设定为所希望效率时的积分信号的电平,就可以使电机以任意效率运转。另外,通过把上述反相器的输出电压从比峰值效率点处的输出电压低的电压慢慢地调整成为高电压并以所期望的效率运转,因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位,所以可以防止脱调。

将上述电平判断装置的上述目标值设定为最大效率时的上述积分信号的电平时,上述相位修正装置调整上述反相器的输出,以便使来自积分装置的积分信号的电平成为目标值,即以最大效率使电机运转。因此,能够使电机以最大效率运转。

本发明提供一种电机装置,该电机装置具有带多极磁铁的转子,具有3相Y型连接的电枢线圈的定子,相对于上述电枢线圈以并联状态3相连接成Y型的电阻电路,检测代表上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位信号、并根据该电位差信号检测上述转子和上述定子的相对旋转位置、并输出位置信号的旋转位置检测装置,根据上述旋转位置检测装置的上述位置信号、切换施加给上述电枢线圈的电压曲线的反相器,其特征在于还包括接收来自上述旋转位置检测装置的上述电位差信号,判断上述电位差信号的电平与目标值(所期望的最大效率时的电位差信号的电平)处于什么样的关系的电平判断装置;根据上述电平判断装置的判断结果、调整从上述位置信号到切换上述电压曲线之前的时间、以便使上述电位差信号的电平成为上述目标值的相位修正装置。

如果采用这种结构,通过将判断上述电位差信号的电平的目标值设定为所希望效率时的电位差信号的电平,就能使电机以任意效

率运转。另外,通过把上述电压曲线从超前相位慢慢地调整到延迟相位,并以所期望的效率运转,因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位,所以可以防止脱调。

本发明提供一种电机装置,该电机装置具有带多极磁铁的转具有 3 相 Y 型连接的电枢线圈的定子,相对于上述电枢线圈以并联状态 3 相连接成 Y 型的电阻电路,输出施加给上述电枢线圈的电压的反相器,其特征在于还包括判断代表上述电枢线圈的中性点和上述电阻电路的中性点的电位差的电位差信号的电平与目标值(所期望的最大效率时的电位差信号的电平)处于什么样的关系的电平判断装置;根据上述电平判断装置的判断结果、修正上述反相器的输出电压以便使上述电位差信号的电平成为上述目标值的电压修正装置。

如果采用本结构,通过将判断上述信号的电平的目標值设定为所希望效率时的电平信号的电平,就能使电机以任意效率运转。另外,通过把上述反相器的输出电压从比峰值效率点处的输出电压低的电压慢慢地调整成为高电压并以所期望的效率运转,因为不能在从峰值效率点存在于延迟相位侧的脱调区域内调整电压曲线的相位,所以可以防止脱调。

将上述电平判断装置的上述目标值设定为最大效率时的上述电位差信号的电平时,上述相位修正装置调整上述反相器的输出,以便使电位差信号的电平成为目标值,即以最大效率使电机运转。因此,能够使电机以最大效率运转。

附图的简单说明

图 1 是表示相对于电压反相器的线间电压振幅的电机输出、电机电流特性的示意图。

图 2 示出了用手动操作方式来调整相位,测定各转速时的最大电机效率的结果和在高负荷时最佳相位处测定各速度时的低负荷时的电机效率的结果的示意图。

图 3 是概要地表示已有无电刷直流电机装置的方框图。

图 4 示出了图 3 的无电刷直流电机装置的控制电路的一部分的方框图。

图 5 示出了无电刷直流电机的 1 相分等价电路。图 6 A、6 B 分别表示转矩—相位特性和电流振幅—相位特性。

图 7 概要地示出了本发明的无电刷直流电机装置的第一实施例的方框图。

图 8 示出了由切换指令控制的电压反相器的线间输出电压及在对应的线间的电机反电压的示意图。

图 9 示出了各转速时的输入电流的有效值和最佳 (得到无电刷直流电机的最大效率) 相位的关系。

图 10 是示出了图 7 的无电刷直流电机装置的控制电路的变形例的主要部分的方框图。

图 11 是示出了图 7 的无电刷直流电机装置的控制电路的变形例的主要部分的方框图。

图 12 示出了在最佳相位附近的电机效率特性的示意图。

图 13 概要地示出了本发明的无电刷直流电机装置的第二实施例的方框图。

图 14 是示出了图 13 的无电刷直流电机装置的控制电路的一部分的方框图。

图 1 5 A、1 5 B 分别表示转矩 — 相位特性和电流振幅 — 相位特性。

图 1 6 示出了由第二实施例的控制电路驱动埋入磁铁电机时和由已控制电路驱动这种电机时的运行区的示意图。

图 1 7 示出了由第二实施例的控制电路驱动埋入磁铁电机时和由已控制电路驱动这种电机时的效率 — 转速特性的示意图。

图 1 8 是概要地示出了本发明的无电刷直流电机装置的第三实施例的方框图。

图 1 9 示出了图 1 8 的微处理器的内部构成的示意图。

图 2 0 是详细说明图 1 9 所示的中断处理 A 的流程图。

图 2 1 是详细说明图 1 9 所示的中断处理 B 的处理内容的流程图。

图 2 2 示出了图 1 8 的无电刷直流电机装置的各部分的信号波形、处理内容。

图 2 3 示出了用于说明由图 1 8 的无电刷直流电机装置中的放大器、积分器及零交叉比较器进行的位置检测动作的各部分的信号波形。

图 2 4 是本发明的第四实施例的无电刷直流电机装置的构成图。

图 2 5 是图 2 4 的无电刷直流电机装置的电平检测器的电路图。

图 2 6 是图 2 4 的无电刷直流电机装置微计算机的方框图。

图 2 7 示出了利用图 2 5 所示的电平检测器时的各部分的信号。

图 2 8 示出了图 2 4 的无电刷直流电机装置各部分的信号。

图 2 9、3 0、3 1 示出了图 2 4 所示的微计算机的中断处理 1 的流程图。

图 3 2 示出了通过图 2 4 所示的微计算机的相位修正用计时器

的时间中断进行中断处理 2 的流程图。

图 3 3 是关于电位差信号和积分信号的特性进行实验的无电刷直流电机的构成图。

图 3 4 是图 3 3 的无电刷直流电机装置的微计算机的方框图。

图 3 5 示出了在图 3 3 的无电刷直流电机装置中,使运转频率一定而改变负荷时相对于相位修正角的电机效率的特性。

图 3 6 示出了在图 3 3 的无电刷直流电机装置中,使运转频率一定而改变负荷时相对于相位修正角的位置差信号的特性。

图 3 7 示出了在图 3 3 的无电刷直流电机装置中,使运转频率一定而改变负荷时相对于相位修正角的积分信号的特性。

图 3 8 示出了在图 3 3 的无电刷直流电机装置中,使负荷一定而运转频率改变时相对于相位修正角的电机效率的特性。

图 3 9 示出了在图 3 3 的无电刷直流电机装置中,使负荷一定而改变运转频率时相对于相位修正角的位置差信号的特性。

图 4 0 示出了在图 3 3 的无电刷直流电机装置中,使负荷一定而改变运转频率时相对于相位修正角的积分信号的特性。

图 4 1 示出了图 3 3 的无电刷直流电机装置的旋转位置检测器的积分器的相对于标准频率的振幅特性。

图 4 2 示出了图 3 3 的无电刷直流电机装置的旋转位置检测器的积分器的相对于标准频率的相位特性。

图 4 3 是本发明的第五实施例的无电刷直流电机装置的主要部分构成图。

图 4 4 是图 4 3 所示的微计算机的方框图。

图 4 5 示出了在图 4 3 的无电刷直流电机装置中,使频率一定而改变负荷时相对于相位修正角的积分信号的特性。

图 4 6 示出了在图 4 3 的无电刷直流电机装置中,使负荷一定而改变频率时相对于相位修正角的积分信号的特性。

图 4 7 是本发明第六实施例的无电刷直流电机装置的微计算机的方框图。

图 4 8 是本发明第七实施例的无电刷直流电机装置的构成图。

图 4 9 是图 4 8 的无电刷直流电机装置的微计算机的方框图。

图 5 0 是图 4 8 的无电刷直流电机装置的电平检测器的电路图。

图 5 1 是示出图 4 9 所示的微计算机的中断处理 1 1 的流程图。

图 5 2 是示出了第七实施例的无电刷直流电机装置的各部分的信号示意图。

图 5 3 是本发明第八实施例的无电刷直流电机装置的微计算机的方框图。

图 5 4 是第八实施例的无电刷直流电机装置的电平检测器的电路图。

图 5 5 是示出了第八实施例的无电刷直流电机装置的各部分的信号示意图。

图 5 6、5 7、5 8 是示出了图 5 3 的微计算机的中断处理 2 2 1 的流程图。

图 5 9 A、5 9 B 分别示出了图 5 3 的微计算机的中断处理 2 2 和中断处理 2 3 的流程图。

图 6 0 是本发明的第九实施例的交流电机装置的构成图。

图 6 1 是上述交流电机装置的微计算机的概要方框图。

图 6 2 示出了进行图 6 1 的微计算机的电压控制的中断处理 3 1 的流程图。

图 6 3 示出了相对于上述交流电机装置的反相器频率的反相器

输出电压特性的图。

图 6 4 示出了在上述交流电机装置的电压控制中反相器电压和中性点电压的状态迁移。

图 6 5 示出了相对于上述交流电机装置的反相器输出线间电压的交流电机效率及中性点电压有效值的特性。

图 6 6 是其它旋转位置检测器的电路图。

图 6 7 是另一个旋转位置检测器的电路图。

图 6 8 是另一个旋转位置检测器的电路图。

图 6 9 示出了使用旋转编码器的旋转位置检测器。

图 7 0 是表示在无电刷直流电机的运转频率和转矩的关系中压缩机的运转区的示意图。

下面,根据附图详细说明本发明的实施例。

实施例 1

图 7 是简要地表示本发明无电刷直流电机装置的一个实施例方框图。该无电刷直流电机装置将来自交流电源 7 0 1 的输出电压加到电压反相器 7 0 2 上,并将来自电压反相器 7 0 2 的输出电压加到无电刷直流电机 7 0 3 上。该电机装置具有由位置检测电路 7 0 4、变流器 7 0 5、有效值检测电路 7 0 6 和控制电路 7 0 7。其中,位置检测电路 7 0 4 接收无电刷直流电机(以下仅称为电机) 7 0 3 的端子间电压来检测电机 7 0 3 的转子位置;变流器 7 0 5 检测电压反相器 7 0 2 的输入电流;有效值检测电路 7 0 6 接收由

变流器 705 输出的电流检测信号,检测上述输入电流的有效值;控制电路 707 接收由位置检测电路 704 输出的位置检测信号和由有效值检测电路 706 输出的有效值检测信号,并生成切换指令,然后输入上述电压反相器 702。

上述控制电路 707 接收由位置检测电路 704 输出的位置检测信号而算出电机反电压的相位,并同时算出位置检测信号的周期,根据该周期再算出电机 703 的转速,根据算出的周期和转速,把相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位设定成能够使电机以在该条件的最大效率下转动的规定相位,然后生成能够实现该相位的切换指令,并输入电压反相器 702。当然,该切换指令以能够实现对应于通过将例如速度指令和实际速度的差进行 PI 控制而得到的电压振幅指令的线间电压方式生成。图 8 是表示通过上述切换指令控制的电压反相器 702 的线间输出电压基本波 (参照图 8 中的 A) 及在对应线间的电机反电压 (参照图 8 中的 C) 的图,图 8 中 C 上所示的 δ 是上述规定的相位。另外,图 8 中 B 表示电压反相器 702 的切换波形。

在该实施例的情况下,在使电机 703 转动期间,由有效值检测电路 706 检测电压反相器 702 的输入电流的有效值,同时由位置检测电路 704 检测电机 703 的转子位置,然后将检测信号输入控制电路 707。在控制电路 707 中,算出位置检测信号的周期,根据该算出的周期,计算出转速。上述控制电路 707 根据算出的转速及上述输入电流的有效值,设定在该条件下以最大效率使电机转动的相对于电机反电压的相位的反相器输出电压的相位 δ ,然后生成能够实现该反相器输出电位的相位 δ 的切换指令,并输入电压反相器 702。这样,就能够使电机 703 在把相对于电机反

电压的相位的电压反相器 7 0 2 的输出电压的相位设定为上述相位 δ 的状态下转动, 并可以使电机效率为在该负荷条件下的最大效率。

因此, 既不需要瞬时电流检测器, 也不需要根据瞬时电流进行电流控

制的控制装置。而且, 因为变流器 7 0 5 和有效值检测电路 7 0 6 作为保护装置预先安装在无电刷直流电机装置内, 所以能够防止成本增加。

上述控制电路 7 0 7 最好是对应例如电机 7 0 3 的转速 f_m 和电压反相器 7 0 2 的输入电流的有效值 I 、预先把上述反相器输出电压的相位 δ 的值作为最佳相位进行测定、并把该测定到的结果作为例如表 1 所示的图表进行保持的装置。在该情况下, 可根据上述转速和输入电流的有效值, 从图表中读出该最佳相位。

转数 $f_m = 15$ [rps]		...		$f_m = 50$ [rps]		...
输入电流 I [A]	相位 δ °	I [A]	δ °	I [A]	δ °	
1.0	23	.	.	2.6	36	.
1.8	26	.	.	4.7	47	.
2.7	45	.	.	6.7	57	.
3.7	52	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.

表1

如果采用这样构成的控制电路 707, 能够不受负荷变动的影响, 实现图 2 的白圈所示的电机效率。

图 9 示出了各转速时的输入电流的有效值 I 和最佳相位 δ 的关系, 从图中可知, 最佳相位 δ 基本上与输入电流的有效值成正比。因此, 输入电流的有效值 I 和最佳相位 δ 成线性近似关系 (或成多项式近似关系), 能够通过近似运算, 计算出与任意的输入电流的有效值 I 对应的最佳相位 δ 。具体地说, 例如如图 10 所示, 在上述控制电路 707 中作为近似的常数表 707a 具有对应于转速 f_m 和输入电流的有效值 I 的线段的斜率 $a(f_m, I)$ 及截距 $b(f_m, I)$, 同时还设有以从常数表 707a 中读出的斜率 a 和截距 b 为依据, 进行 $\delta = a \times I + b$ 的运算, 算出最佳相位 δ 的最佳相位运算部 707b。转速 f_m 和输入电流的有效值 I 输入上述常数表 707a 中, 并将相应的常数 a 、 b 输入最佳相位运算部 707b。上述常数 a 、 b 和输入电流的有效值 I 都将输入上述最佳相位运算部 707b 内。另外, 由上述最佳相位运算部 707b 计算出的最佳相位 δ 作为时间值输入相位修正计时器 707d, 从相位修正计时器 707d 输出的超时信号输入反相器模式选择部 707e。反相器模式选择部 707e 从存储器 707f 中读出相应的电压曲线, 经 PWM 变调器 707g, 将切换指令输入电压反相器 702。

将采用表 1 中的图表而使电机 703 转动和采用图 10 的构成使电机 703 转动时的电机功率进行比较, 结果是两者的电机功率基本相等,

本实施例的控制使电机 703 加减速时, 虽然因有效值检测电

路 7 0 6 中的时间常数的影响不一定保证高效率,但与加减速运转时间比较,在运转时间较长的稳定运转时,因能够以如上所述的高效率运转,所以与采用上述的已有方法 (ii) 的情况相比,能够显著地提高运转效率。

图 1 1 是表示第一实施例的无电刷直流电机装置的控制电路的变形例的主要部分的方框图,该控制电路具有为把由上述最佳相位运算部 7 0 7 b 得到的最佳相位 δ 只前进规定相位 (例如,大约数度),而在最佳相位 δ 上增加规定的常量得到新的相位 δ' 的相位修正部 7 0 7 c。根据新的相位 δ' 生成切换指令。而其它部分的构成与上述第一实施例的相同,此处予以省略。

在该变形例中,通过使最佳相位只前进到规定相位,就可利用电压振幅增加可控制的电流,从而能够增加电机 7 0 3 的最大输出。而且,即使在有效值检测电路 7 0 6 的反应滞后 (0.1 至数秒)、负荷比其更快地变动、比与最佳相位 δ 对应的最大输出更大的情况下,如果不超过上述增加的最大输出,也能够预先防止电机 7 0 3 的失速。结果是能够提高无电刷直流电机的控制的可靠度。

由于设定了与最佳相位 δ 不同的 δ' ,也许电机效率存在下降的现象,但在最佳相位 δ 附近的电机效率特性是如图 1 2 所示,即使相位前进数度,电机效率的下降并不明显 (1% 以下)。而且,能够提高可靠性且电机效率不下降。

(第二实施例)

图 1 3 是概要地表示本发明的无电刷直流电机装置的第二实施例的框图。交流电源 8 0 1 的输出电压由电压反相器 8 0 2 内的转换器 8 0 2 a 变换成直流电压之后,输入电压反相器 8 0 2 的反相器本体 8 0 2 b 内,把反相器本体 8 0 2 b 的输出电压输入无电刷

直流电机 8 0 3。该电机装置具有位置检测电路 8 0 4 和控制电路 8 0 6。其中,位置检测电路 8 0 4 接收无电刷直流电机(以下简称电机) 8 0 3 的端子间电压来检测电机 8 0 3 的转子的位置;控制电路 8 0 6 接收由位置检测电路 8 0 4 输出的位置检测信号和从外部提供的转速指令值,生成切换指令,然后供给上述电压反相器 8 0 2 的反相器本体 8 0 2 b。

上述控制电路 8 0 6 接收由位置检测电路 8 0 4 输出的位置检测信号并算出电机反电压的相位,同时算出位置检测信号的周期,根据该周期再算出电机 8 0 3 的转速,根据算出的周期和转速及转速指令,把相对于电机反电压的相位设定成能够使电机以在该条件下的最大效率转动的规定相位,在能够实现该相位的同时,把电气通电幅度设定为 180° ,根据上述算出的转速,成对应于转速实现唯一确定的输出电压振幅而生成切换指令,并供给电压反相器 8 0 2。

图 1 4 是表示上述控制电路 8 0 6 的一部分的方框图,该控制电路 8 0 6 具有振幅表 8 0 6 a 和相位指令值计算部 8 0 6 b,振幅表 8 0 6 a 输入电机 8 0 3 的转速(读出地址),并输出规定的输出电压振幅,相位指令值计算部 8 0 6 b 输入上述转速及转速指令,进行 $\Delta Y = Y^* - Y$ 及 $\varphi^* = K_p \cdot \Delta Y + K_I \cdot \sum (\Delta Y)$ 的 P I 运算,算出相位指令 φ^* 并输出。将上述输出电压振幅和相位指令值供给图中未示出的 PWM 电路。上式中, Y^* 是转速指令, Y 是转速, ΔY 是转速指令和转速之差, K_p 、 K_I 是常数。转速 Y 是位置检测信号的周期 X 的倒数。

这里,虽然振幅表 8 0 6 a 的检查在每一个由相位指令值计算部 8 0 6 b 算出相位指令的周期内进行,但也可以例如与电机 8 0

3 的转速变化的时间一致地进行振幅表 8 0 6 a 的检查。

在该实施例的情况下,在使电机 8 0 3 转动期间,由位置检测电路 8 0 4 检测电机 8 0 3 的转子位置,然后将检测信号输入控制电路 8 0 6。在控制电路 8 0 6 中,算出位置检测信号的周期,根据算出的周期,再计算出转速。上述控制电路 8 0 6,根据算出的转速及转速指令,设定在该条件下以最大效率使无电刷直流电机转动的相对于电机反电压的相位,实现该相位的同时,把电气通电幅度设定为 180° ,并且根据上述算出的转速,相对于转速,生成为实现唯一确定的规定输出电压振幅的切换指令,并输入电压反相器 8 0 2。其结果是能够将相对于电机反电压的电压反相器 8 0 2 的输出电压的相位设定为上述相位,而且能够在把输出电压振幅相对于转速设定为唯一确定的规定的输出电压振幅的状态下使电机 8 0 3 转动,这样可以使电机效率成为在该负荷下的最大效率。另外,在电机空载时的反电压大于电压反相器的输出电压振幅的高速区,能够最大地确定反相器的输出电压振幅并使电机转动,这样可扩大运转范围。当然,在该状态下,还可将电机电流控制为最小。

图 1 5 A 是表示在把电压反相器 8 0 2 的输出电压基本波振幅 $|V|$ 设定为等于转速 ω 和反电压系数 K_e 的积的状态下转矩—相位特性的示意图,所说电压反相器驱动 d 轴电感 L_d 、q 轴电感 L_q 分别为 6.5 mH, 15.0 mH、反电压系数 K_e 为 $0.15 \text{ V} \cdot \text{s/rad}$,极对数 n 为 2 的埋入磁铁电机,图 1 5 B 是表示在把电压反相器 8 0 2 的输出电压基本波振幅 $|V|$ 设定为等于转速 ω 和反电压系数 K_e 的积的状态下电流振幅—相位特性的图,从图中可知,只要增加相位,就可增加转矩和电流振幅,反之,只要减少相位,就能减少转矩和电流振幅。此处,相位用 $\tan^{-1}(V_q$

/V d) 表示, 而转矩 T 和电机电流振幅可同时用上式表示。

如果将由本实施例的控制装置来驱动 d 轴电感 L_d 、 q 轴电感 L_q 分别设定为 6.5 mH 、 15.0 mH , 反电压系数 K_e 为 $0.15\text{ V} \cdot \text{s/rad}$, 极对数为 2 的埋入磁铁电机的情况和由已有控制装置驱动这种电机的情况的运转区进行比较, 比较结果如图 16 所示 (图中, 实线和虚线分别表示由本实施例的控制装置驱动的情况和由图所示 4 的已有控制装置驱动的情况), 从图 16 中可知, 利用本实施例的控制装置驱动无电刷直流电机, 可将运转区扩大至高速侧。而已有的控制装置, 考虑到控制安全系数, 设计的控制系统要使得稳定时 (高速时) 的反相器最大电压与本实施例的控制装置相比要低约 10%。

此外, 图 17 是表示由本实施例的控制装置驱动 d 轴电感 L_d 、 q 轴电感 L_q 分别为 6.5 mH 、 15.0 mH , 反电压系数 K_e 为 $0.15\text{ V} \cdot \text{s/rad}$, 极对数 n 为 2 的埋入磁铁电机和由图 4 所示已有控制装置驱动这种电机的效率—转速特性示意图, 图 17 中 A 表示在将负荷转矩设定为 $20\text{ kgf} \cdot \text{cm}$ 的情况下由本实施例的控制装置驱动的情况和由已有控制装置驱动的情况 (为使在负荷转矩为 $20\text{ kgf} \cdot \text{cm}$ 时的效率相等, 在本实施例的控制装置中固定电压振幅, 而在已有的控制装置中固定相位), 图 17 中 B 表示在将负荷转矩设定为 $10\text{ kgf} \cdot \text{cm}$ 的情况下由本实施例的控制装置驱动的情况, 图 17 中 C 表示在将负荷转矩设定为 $10\text{ kgf} \cdot \text{cm}$ 的情况下由已有控制装置驱动的情况。从该图可知, 当负荷转矩减小时, 在已有控制装置驱动的情况下, 效率大幅度下降, 而在本实施例的控制装置驱动的情况下, 必要的电机电流与负荷转矩一起减少, 随之因为线圈中的焦耳损失也减少, 所以效率有一定程度

的提高。

此外,因为在弱磁通控制装置区域,能够实现使电压反相器的输出电压振幅为最大的高效率运转,由于只增加效率而电机电流变小,所以电压反相器 802 的切换元件等的电流容量出现剩余,进而能扩大运转范围。相反,在利用电流容量的余量不扩大运转范围的情况下,能够采用电流容量只小上述余量的切换元件等,这样能够减少成本。

当然,为了进行上述控制,不必附加特别的装置,这样能够防止成本上升。

(实施例三)

图 18 是概要地表示本发明无电刷直流电机装置的第三实施例的方框图,图 19 是表示图 18 的微处理器 918 的内部构成的图。

该无电刷直流电机装置,在直流电源 911 (串联连接彼此相等的起电压的直流电源,同时将两者的接点接地)的端子间分别串联连接三对开关晶体管 912u1、912u2;912v1、912v2;912w1、912w2 以构成反相器 912;分别将各对开关晶体管的接点电压施加到无电刷直流电机(以下仅称为电机)913 的、Y 型连接的各相定子线圈 913u、913v、913w 上。另外也将各对开关晶体管的接点电压施加到 Y 型连接的电阻 914u、914v、914w 上。环流用二极管 912u1d、912u2d;912v1d、912v2d;912w1d、912w2d 分别连接在开关晶体管 912u1、912u2;912v1、912v2;912w1、912w2 的集电极-发射极端子之间。913e 表示电机 913 的转子。字母 u、v、w 分别对应电机 913 的 u 相、v 相、和 w 相。

上述 Y 型连接的定子线圈 9 1 3 u、9 1 3 v、9 1 3 w 的中性点 9 1 3 d 的电压通过电阻 9 1 5 a 供给放大器 9 1 5 的反转输入端子, Y 型连接的电阻 9 1 4 u、9 1 4 v、9 1 4 w 的中性点 9 1 4 d 的电压没有改变地供给放大器 9 1 5 的非反转输入端子。通过将电阻 9 1 5 b 连接在放大器 9 1 5 的输出端子和反转输入端子之间, 就可使其起到差动放大器的作用。

从放大器 9 1 5 的输出端子输出的输出信号供给串联连接电阻 9 1 6 a 和电容器 9 1 6 b 的积分器 9 1 6。

来自积分器 9 1 6 的输出信号 (电阻 9 1 6 a 和电容器 9 1 6 b 的接点电压) 供给零交叉比较器 9 1 7 的非反转输入端子, 而中性点 9 1 3 d 的电压供给其反转输入端子。

而且, 从零交叉比较器 9 1 7 的输出端子输出磁极位置检测信号。换言之, 由上述差动放大器、积分器 9 1 6 及零交叉比较器 9 1 7 构成检测电机 9 1 3 的转子 9 1 3 e 的磁极位置的位置检测器。但也可以采用由回转编码器等构成的位置检测器来代替这种动构的位置检测器。

由位置检测器输出的磁极位置检测信号供给微处理器 9 1 8 的外部插入端子。在微处理器 9 1 8 中, 由供给外部插入端子的磁极位置检测信号对相位修正计时器 9 1 8 a 和周期测定计时器 9 1 8 b 进行中断处理 (中断处理 A 参照图 20)。由后述的时间值运算部 9 1 9 a 设定相位修正计时器 9 1 8 a 的时间值。周期测定计时器 9 1 8 b 向包含在 CPU 9 1 9 内的位置信号周期运算部 9 1 9 b 提供时间值。该位置信号周期运算部 9 1 9 b 例如以对应于电气角 60° 时的时间值为基准算出每 1° 电气角的时间值。相位修正计时器 9 1 8 a 向包含在 CPU 9 1 9 内的 180° 度通电反相器模

式选择部 919c 提供超时信号, 并进行中断处理 (中断处理 B, 参照图 21)。180 度通电反相器模式选择部 919c 从存储器 918c 中读出该电压曲线并输出。在 CPU919 中, 位置信号周期运算部 919b 根据时间值进行运算, 并输出位置信号周期信号, 将此信号输入时间值运算部 919a 和速度运算部 919e。时间值运算部 919a 根据来自位置信号周期运算部 919b 的位置信号周期信号和来自后述的相位指令运算部 919f 的差速, 算出相位修正计时器 918a 中应该设定的时间值。速度运算部 919e 以来自位置信号周期运算部 919b 的位置信号周期信号为依据, 算出现在的速度, 并根据现在速度, 输出电压指令 (输出电压振幅指令); 同时将现在速度供给相位指令运算部 919f。速度指令也供给相位指令运算部 919f, 该运算部根据速度指令和来自速度运算部的现在速度, 通过如上所述的例如 PI 运算来算出相位指令, 然后输入上述时间值运算部 919a。把由上述 180 度通电反相器选择部 919c 输出的电压曲线和由速度运算部 919e 输出的电压指令输入 PWM (脉冲调幅) 调制部 918d, 分三相输出 PWM 调制信号。该 PWM 调制信号输入基极驱动电路 920, 基极驱动电路 920 向上述开关晶体管 912u1、912u2; 912v1、912v2; 912w1、912w2 的各自的基极端子输出应提供的控制信号。在以上的说明中, CPU919 中所含的各构成部分仅仅是表示了能够完成这些功能的构成部, 在 CPU 的内部这些构成部不一定以能够明确认识的状态存在。

表 2 示出了与反相器模式对应的电压曲线。但是, 电压曲线由各开关晶体管 912u1、912u2; 912v1、912v2; 912w1、912w2 的开-关状态示出, '1' 对应于开状态,

‘0’ 对应于关状态。

反相器	电压曲线					
模式	912u1	912u2	912v1	912v2	912w1	912w2
0	1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0	1
2	1	0	1	0	0	1
3	0	1	1	0	0	1
4	0	1	1	0	1	0
5	0	1	0	1	1	0

下面对照图 22 所示的波形图，说明图 18 的无电刷直流电机驱动控制装置的动作。

图 2 2 中，如 (A)，(B)，(C) 所示，由于无电刷直流电机的 u 相、v 相、w 相感应电压 E_u 、 E_v 、 E_w 以相位依次错位 120° 的状态变化，因此从放大器 915 输出的信号 V_{nm} 如图 2 2 中的 (D) 所示的变化，经积分器 916 后该信号的积分波形 $\int V_{nm} dt$ 如图 2 2 中 (E) 所示变化。

由于该积分波形供给零交叉比较器 9 1 7, 在积分波形的零交叉点上上升或下降的激磁切换信号如图 2 2 中 (F) 所示输出。通过该激磁信号切换信号的上升和下降进行中断处理 A, 相位修正计时器 9 1 8 a 开始计时 {对照图 2 2 中 (G) 的箭头的起点 (黑圈)}。该相位修正计时器 9 1 8 a 由于是通过时间值运算部 9 1 9 a 设定时间值, 因此在仅设定的时间值进行计时动作的时间点上超时 {参照图 2 2 中 (G) 的箭头的终点}。相位修正计时器 9 1 8 a 每发生一次超时, 就进行中断处理 B, 1 8 0 度通电反相器模式选择部 9 1 9 c 使反相器模式进一步。即, 如图 2 2 中 (N) 所示, 反相器模式按 '1' '2' '3' '4' '5' '0' '1' '2' ... 的顺序选择。由于相位修正计时器 9 1 8 a 的超时而使反相器模式进一步, 因此与各反相器模式相对应, 开关晶体管 9 1 2 u 1、9 1 2 u 2; 9 1 2 v 1、9 1 2 v 2; 9 1 2 w 1、9 1 2 w 2 的开关状态按图 2 2 中的 (H) - (M) 所示进行控制。其结果是能够驱动在把通电期间设定为 180° 的状态下的无电刷直流电机 9 1 3, 而且能够使电压反相器电压的相位比电机感应电压超前。由相位修正计时器 9 1 8 a 控制电压反相器电压的相位超前量。

图 2 0 是详细说明上述中断处理 A 的处理内容的流程图, 由位置检测器的磁极位置检测信号的上升沿、下降沿各自接受外部中断处理要求。在步骤 SP 1 中, 根据由位置信号周期运算部 9 1 9 b 得到的位置信号周期信号及由位置指令运算部 9 1 9 f 得到的差速, 计算相位修正计时器 9 1 8 a 的值, 在步骤 SP 2 中, 对相位修正计时器 9 1 8 a 设定修正时间值, 在步骤 SP 3 中, 使相位修正计时器开始计时。在步骤 SP 4 中, 使在上次中断处理 A 中开始的周期测定计时器中止计时, 在步骤 SP 5 中, 读取周期测定计时值 (

存储)。但是,该步骤 SP 4、SP 5 的处理由于是用于检测磁极切换信号的上下沿的周期的处理,在读取周期测定时间值后,为了下次的周期测定,马上复位周期测定时间,并开始计时。在步骤 SP 6 中,运算存储的位置信号周期(例如,算出每 1° 电气角的计数),在步骤 SP 7 中,依据位置信号周期运算结果,运算电机 913 的现在转速,在步骤 SP 8 中,相对于现在的转速,输出唯一确定的电压指令,并返回原来的处理。

具体地说,例如由周期测定计时器 918 实测的结果,如果相对于磁极位置检测信号的间隔的计算值是 360,由于反相器模式的数是 6,所以反相器输出电压 1 个周期的计数成为 $360 \times 6 = 2160$ 。由于该值 2160 相当于 360° ,因此 1° 分的计算值成这 $2160 / 360 = 6$ 。如果根据差速算出的相位量指令是 40° ,对应于相位量指令的计数值(时间值为 $6 \times (90 - 40)$)成为 300。而且,将该值 300 作为时间值,对相位修正计时器 918a 设定,使相位修正计时器 918a 开始计时。

图 21 是详细说明上述中断处理 B 的处理内容的流程图,由于在中断处理 A 中开始的相位修正计时器 918a 超时而接受中断处理 B。在步骤 SP 11 中,预先使设定在存储器 918c 中的反相器模式进一步,在步骤 SP 12 中,输出对应于已进一步的反相器模式的电压曲线,并返回原来的处理。

下面更加详细地说明由图 18 中的放大器 915、积分器 916 及零交叉比较器 917 进行的磁极位置检测。

在通过检测电机电压来进行磁极位置检测中,利用在由空调器等的电器采用的 120° 通电的上下臂关闭期间所引起的感应电压的磁极检测方法在高负载且电流增加时基本上不可能检测出感电压,

也不可能对磁极位置进行检测。

如果将流入定子线圈中的电流切断之前的时间设为 t ，将 180° 期间的反相器通电角设为 α [rad]，输出频率设为 f ，则决定能否检测感应电压的条件式，为

$$t < (\pi - \alpha) / (4 \pi f)$$

从该条件可知，采用通电 180° 时，从原理上来说，不可能检测出感应电压。在要求更大的转矩时，需要增大电流振幅，但如果增大电流振幅，则电机感应产生的残留电流就变大，在最坏的情况下，在 180° 期间，由于不能切断流入定子线圈的电流，因此，为了在 180° 期间能够确实地切断流入线圈的电流，必须限制电流振幅。因此，高速转动时或延长通电期间时，不能增大电流振幅。

而且，采用图 18 所示的构成时，Y型连接的定子线圈 913 u、913 v、913 w 的中性点 913 d 的电压 E_{N-O} 成为

$E_{N-O} = (1/3) \{ (V_{U-O} - E_{U-O}) + (V_{V-O} - E_{V-O}) + (V_{W-O} - E_{W-O}) \}$ ，并成为各自包含在反相器输出波形 {参照图 23 中 (A) (B) (C)} 和电机感应电压波形 {参照图 23 中 (D) (E) (F)} 中的 $3n$ 次调波成分的和 { n 是整数，参照图 23 (g)}。

Y型连接的电阻 914 u、914 v、914 w 的中性点 914 的电压 V_{M-O} 成为 $V_{M-O} = (1/3) (V_{U-O} + V_{V-O} + V_{W-O})$ (参照图 23 中 (H))。

因此，通过得到两电压 E_{N-O} 、 V_{M-O} 的差 $E_{N-O} - V_{M-O}$ {参照图 23 中 (I)}，就能够获取各自包含在电机感应电压波形中的 $3n$ 次调波成分。以上各式由于不依赖于电流，因此上述条件式完全不受制约，能够适用于任意的通电期间。即，在高速转动

时、通电期间较长时,即使电流振幅增大,特别是不使用磁极位置传感器也能检测出磁极位置,在采用 180° 通电量时,特别是不用磁极位置传感器也能检测出磁极位置。

以上仅仅是对在无电刷直流电机进行稳定运行的状态下的无电刷直流电机的驱动控制进行了说明。但无电刷直流电机停止时,由于不产生感应电压,因此不进行上述的驱动控制。而且,每当使无电刷直流电机开始运转,从外部强制地利用电压反相器,施加三相交流电压,通过同步运转使转子转动。因为转子开始转动就会产生感应电压,所以就能够进行上述的无电刷直流电机的驱动控制。

对空调机、吸尘器、洗涤机等电器要求降低耗电量,近年来采用了引起注意的无电刷直流电机和反相器。由于本发明的无电刷直流电机驱动控制方式适用于这些电器,与采用无电刷直流电机和反相器的现有电器进行比较,能够进一步降低耗电量。

以上说明了利用 PWM 控制电压反相器的情况,不过利用 PAM 控制电压反相器时(在变频器 2a 上设开关元件,通过控制开关元件调制脉冲振幅的情况),同样也可适用。

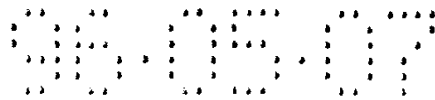
由于转速和转矩的积是电机的输出,通过安装转矩传感器,就能够构成转矩控制系统。

实施例 4

图 24 表示本发明的第一实施例的无电刷直流电机装置的构成,1 是电枢线圈 1a、1b、1c 连接成 Y 型、通过旋转磁场使具有多个永久磁铁转子 10 转动的定子;2 是与上述电枢线圈 1a、1b、1c 并联连接、并将电阻 2a、2b、2c 连接成 Y 型的电阻电路;3 是作为旋转位置检测装置的旋转位置检测器,该检测器检测出表示上述电阻电路 2 的中性点的电压 V_M 和电枢线圈 1a、1

b、1 c 的中性点电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} , 根据该电位差信号 V_{MN} , 检测转子 10 的相对位置, 并输出表示转子 10 的相对位置的位置信号; 4 是接受来自上述旋转位置检测器 3 的相对位置信号, 并输出切换信号的微计算机; 5 是接受来自微计算机 4 的切换信号, 输出换流控制信号的基极驱动电路。将来自上述基极驱动电路 5 的换流控制信号分别输入反相器 20 内。由上述定子 1 和转子 10 构成无电刷直流电机 11。

上述旋转位置检测器 3 具有放大器 IC1、放大器 IC2、放大器 IC3; 放大器 IC1 向反转输入端子输入电阻电路 2 的中性点的电压 V_M , 同时, 使接地端 GND 通过电阻 R_1 连接非反转输入端子, 将电阻 R_2 和电容器 C_1 并联在输出端子和反转输入端子之间; 放大器 IC2 使反转输入端子经电阻 R_3 与上述放大器 IC1 的输出端子连接, 使接地端 GND 通过电阻 R_4 连接非反转输入端子, 同时, 将电阻 R_5 并联在输出端子和反转输入端子之间; 放大器 IC3 使反转输入端子与上述放大器 IC1 的输出端子连接, 使接地端 GND 通过电阻 R_6 连接非反转输入端子, 同时, 将电阻 R_7 并联在输出端子和反转输入端子之间。由上述放大器 IC1、电阻 R_1 、电阻 R_2 和电容 C_1 构成兼有差动放大器 21 和作为积分装置的积分器 22 的结构。由上述放大器 IC2、电阻 R_3 、电阻 R_4 、电阻 R_5 构成反转放大器 23, 由上述放大器 IC3、电阻 R_6 、电阻 R_7 构成零交叉比较器 24。由于上述电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的中性点通过接地端 GND 和电阻 R_1 与放大器 IC1 的非反转输入端子连接, 因此, 差动放大器 21 (积分器 22) 检测出表示电阻电路 2 的中性点的电压 V_M 和电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的中性点的电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} , 同时, 对



电位差信号 V_{MN} 积分, 并输出积分信号 $\int V_{MN} dt$ 。

上述无电刷直流电机装置具有接受来自旋转位置检测器 3 的积分器 2 2 的积分信号 $\int V_{MN} dt$, 向微计算机 4 输出电平检测信号的电平检测器 6。如图 2 5 所示, 该电平检测器 6 将来自旋转位置检测器 3 的积分器 2 2 的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 输入放大器 IC 4 的反转输入端子, 同时, 通过电阻 R_6 使放大器 IC 4 的非反转输入端子与接地端 GND 连接, 将电阻 R_7 连接在放大器 IC 4 的输出端子和非反转输入端子之间。上述放大器 IC 4 和电阻 R_6 、 R_7 构成具有磁滞特性的磁滞比较器。按照位置信号驱动上述无电刷直流电机, 如图 2 7 所示, 当输入电平检测器 6 的放大器 IC 4 的反转输入端子的积分信号 $\int V_{MN} dt$ (图 2 7 (A) 所示) 超过基准值 E_1 时, 放大器 IC 4 的输出端成为低电平, 而当积分信号 $\int V_{MN} dt$ 未达到基准值 E_2 时, 放大器 IC 4 的输出端成为高电平。即, 上述电平检测器 6 的电平检测信号 (图 2 7 (C) 所示) 成为与位置信号 (图 2 7 (B) 所示) 和相位不同的周期相同的信号。然而, 当来自上述旋转位置检测器 3 的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平变小时, 积分信号 $\int V_{MN} dt$ 或者超过基准值 E_1 , 或者未达到基准值 E_2 , 电平检测信号的频率比位置信号的, 且占空比不同。即, 通过电平检测信号在规定的周期是否连续就能够检测出上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 是否在规定的电平以上。

如图 2 4 所示, 上述反相器 2 0 由分别与直流电源 9 的正极连接的 3 个晶体管 2 0 a、2 0 b、2 0 c 和分别与直流电源 9 的负极连接的 3 个晶体管 2 0 d、2 0 e、2 0 f 构成。上述晶体管 2 0 a 的发射极与晶体管 2 0 d 的集电极相互连接, 上述晶体管 2 0 b 的发射极与晶体管 2 0 e 的集电极相互连接, 上述晶体管 2 0 c

的发射极与晶体管 20 f 的集电极相互连接。将 U 相电枢线圈 1 a 连接在上述晶体管 20 a、20 d 的相互连接部分上, 将 V 相电枢线圈 1 b 连接在上述晶体管 20 b、20 e 的相互连接部分上, 将 W 相电枢线圈 1 c 连接在上述晶体管 20 c、20 f 的相互连接部分上。分别在上述各晶体管 20 a - 20 f 的集电极和发射极之间反向并联二极管。

如图 2 6 所示, 上述微计算机 4 具有通过外部中断端子连接来自图 2 4 所示的旋转位置检测器 3 的位置信号的相位修正计时器 T 1; 接受上述位置信号, 测定衔铁线圈 1 a、1 b、1 c 的电压曲线周期的周期测定计时器 T 2; 接受由周期测定计时器 T 2 测定的时间值, 根据时间值算出电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的电压曲线的周期, 并输出表示周期的周期信号的周期运算部 4 1; 接受来自周期运算部 4 1 的周期信号, 根据该周期算出相当于相位修正角的时间值, 并向相位修正计时器 T 1 输出时间值设定信号的时间值运算部 4 2。上述微计算机 4 还具有接受来自相位修正计时器 T 1 的中断信号 IQR, 输出电压曲线信号的反相器模式选择部 4 3; 接受来自周期运算部 4 1 的周期信号, 运算转速并输出现在速度信号的速度运算部 4 4; 接受来自速度运算部 4 4 的现在速度信号和来自外部的速度指令信号, 输出电压指令信号的速度控制部 4 5; 接受来自上述旋转位置检测器 3 的位置信号和来自电平检测器 6 的电平检测信号, 向时间值运算部 4 2 输出相位修正指令信号的电平判断部 5 1; 接受来自反相器模式选择部 4 3 的电压曲线信号和来自速度控制部 4 5 的电压指令信号, 输出切换信号的 PWM (脉冲调幅) 部 5 2。上述相位修正计时器 T 1、周期测定计时器 T 2、周期运算部 4 1 和时间值运算部 4 2 构成相位修正装置。上述电平检测器

6 和电平判断部 5.1 构成电平判断装置。

在上述构成中,根据位置检测来驱动无电刷直流电机时,电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的各 U 相、V 相、W 相的感应电压 E_U 、 E_V 、 E_W 如图 2.8 (A) 所示,成为相位差 120 度的台状波形。图 2.4 所示的旋转位置检测器 3 的放大器 IC 1 检测表示输入反转输入端子的电阻电路 2 的中性点的电压 V_M 和输入放大器 IC 1 的非反转输入端子的电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的中性点的电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} (如图 2.8 (D) 所示),并对该电位差信号 V_{MN} 进行积分,输出积分信号 $\int V_{MN} dt$ (如图 2.8 (E) 所示)。上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 成为其频率为电源频率 3 倍的近似正弦波的波形。上述反转放大器 2.3 将输入放大器 IC 2 的反转输入端子的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 放大至规定的振幅,然后由零交叉比较器 2.4 检测该放大的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的零交叉,并输出位置信号 (图 2.8 (F) 所示)。

然后,来自上述旋转位置检测器 3 的位置信号从微计算机 4 的外部中断端子输入周期测定计时器 T 2。上述周期测定计时器 T 2 测定从位置信号的前沿到后沿的期间和从后沿到前沿的期间,并输出表示测定出的期间的的时间值。周期运算部 4.1 接受来自上述周期测定计时器 T 2 的表示时间值的信号,求出电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的电压曲线的周期。即,从上述位置信号的后沿到前沿的期间和从前沿到后沿的期间每 60 度反复一次,将测出的各期间的的时间值乘以 6,就能求出上述电压曲线的每一周期的时间值。

时间值运算部 4.2 接受表示来自上述周期运算部 4.1 的周期的周期信号并输出时间值设定信号。相位修正计时器 T 1 接近来自上述时间值运算部 4.2 的时间值设定信号,并计算从位置信号到切换

电压曲线的时间。即,上述相位修正计时器 T 1 当计时结束时向反相器模式选择部 4 3 输出中断信号 I R Q, 而反相器模式选择部 4 3 是向 PWM 部 5 2 输出相位修正的电压曲线信号 (图 2 8 (I) - (N) 所示)。上述 PWM 部 5 2 向图 1 所示的基极驱动电路 5 输出切换信号, 当基极驱动电路 5 向反相器 2 0 输出换流控制信号时, 反相器 2 0 的各晶体管 2 0 a - 2 0 f 分别接通或断开。图 2 8 (G) 的位置信号序号是为便于说明而对位置信号的一个周期标上序号 0 - 5。图 2 8 (I) - (N) 的电压曲线信号表示使晶体管 2 0 a - 2 0 f 接通断开的计时。图 2 8 (O) 所示的反相器模式为了与由反相器模式选择部 4 3 选择的电压曲线信号 (图 2 8 (I) - (N) 所示) 相对应而相应地标上 0 - 5 的序号。

下面, 根据图 2 9、3 0、3 1、3 2 的流程图说明上述微计算机 4 的动作。每当输入上述微计算机 4 的外部中断端子的位置信号上升或下降就进行中断处理 1。

如图 2 9 所示, 一旦开始中断处理, 在步骤 S 1 0 1 中, 判断上次电平检测信号是否为高电平, 若上次电平检测信号判断为高电平, 则进入步骤 S 1 2 1, 并判断本次电平检测信号是否为低电平。若在步骤 S 1 2 1 中, 判断出本次电平检测信号是低电平, 则进入步骤 S 1 2 2, 并使计数器 CNT 1 加 1, 另外, 在步骤 S 1 2 1 中, 若判断出本次电平检测信号不是低电平, 就进入步骤 S 1 0 2。

另一方面, 在步骤 S 1 0 1 中, 若判断出上次电平检测信号不是高电平, 则进入步骤 S 1 2 3, 并判断本次电平检测信号是否为高电平。在步骤 S 1 2 3 中, 若判断出本次电平检测信号是高电平, 则进入步骤 S 1 2 4 中, 并使计数器 CNT 加 1, 另外, 若判断出本次电平检测信号不是高电平, 则进入步骤 S 1 0 2。

接着,在步骤 S 1 0 2 中,使计数器 CNT 2 加 1,并进入步骤 S 1 0 3。在步骤 S 1 0 3 中,判断计数器 CNT 2 是否为 5,若判断出计数器 CNT 2 为 5,就进入步骤 S 1 2 5,另外,若判断出计数器 CNT 2 不是 5,就进入图 3 0 所示的步骤 S 1 0 4。然后在步骤 S 1 2 5 中,判断计数器 CNT 1 是否为 5,若判断出计数器 CNT 1 为 5,就进入步骤 S 1 2 6,使上次相位修正角指令加 1 度(延迟修正侧),然后进入步骤 S 1 2 9。另外,在步骤 S 1 2 5 中若判断出计数器 CNT 1 不是 5,则进入步骤 S 1 2 7 中,并判断计数器 CNT 1 是否为 0。在步骤 S 1 2 7 中,若判断出计数器 CNT 1 为 0,然后进入步骤 S 1 2 8 中,使上次相位修正角指令减 1 度(超前修正侧),就进入步骤 S 1 2 9。另外,在步骤 S 1 2 7 中判断出计数器 CNT 1 不是 0,就进入步骤 S 1 2 9。然后,在步骤 S 1 2 9 中,对计数器 CNT 1 清零,并进入步骤 S 1 3 0,对计数器 CNT 2 清零,然后进入步骤 S 1 0 4。在最初的中断处理 1 开始之前,设定相位修正角指令的初始值,并对计数器 CNT 1、计数器 CNT 2 清零。

然后,在图 3 0 所示的步骤 S 1 0 4 中,判断相位修正计时器 T 1 (图 3 0 是写成计时器 T 1) 是否正在计时,若判断出计时器 T 1 正在计时,就进入步骤 S 1 3 1,并使计时器 T 1 停止计时。即,上述计时器 T 1 在计时时,为准备下一次的开始,就使计时器 T 1 停止。然后,在步骤 S 1 3 2 中,输出电压曲线,并进入步骤 S 1 0 5 中。另外,在步骤 S 1 0 4 中,若判断出计时器 T 1 不在计时,则进入步骤 S 1 0 5。

接着,在步骤 S 1 0 5 中,判断修正角(基于来自电平判断部 5 1 的相位指令信号的相位修正角)是否大于 6 0 度,若修正角是

60度,就进入步骤S141,判断修正角是否大于120度。在步骤S141中,修正角大于120度时,则进入步骤S142,作为相位修正E(在图30中称为修正E),并进入步骤S143中。在步骤S143中,判断上次是否为相位修正C(图30中为修正C)或相位修正D(图30中为修正D),若判断出上次是相位修正C或相位修正D,就进入步骤S144,进行修正切换要求后,就进入步骤S106。另外,若在步骤S143中判断出上次不是相位修正C或相位修正D,就进入步骤S106。

另外,在步骤S141中,修正角不足120度时,就进入步骤S145,并作为相位修正D,进入步骤S146。在步骤S146中,判断上次是否为相位修正C或相位修正E,若判断出上次为相位修正C或相位修正E,则进入步骤S147中,进行修正切换要求后,进入步骤S106中。另一方面,在步骤S146中,判断出上次不是相位修正C或相位修正D,则进入步骤S106。另外,在步骤S105中,判断出修正角不足60度,就进入步骤S105中,作为相位修正C,进入步骤S152。在步骤S152中判断上次是否为相位修正D或相位修正E,若上次是相位修正D或相位修正E,则进入步骤S153中,进行修正切换后,进入步骤S106。另一方面,在步骤S152中,上次不是相位修正D或相位修正E时,进入步骤S106。

接着,在步骤S106中,对每一相位修正C、D、E计算时间值TISOU。即,在相位修正C时,将对应于相位修正角的时间值设定为时间值TISOU,在相位修正D时,将对应于从相位修正角减去60度的相位角的时间值设定为时间值TISOU,在相位修正E时,将对应于从相位修正角减去120度的相位角的时间值设定为时间值TISOU。

间值设定为时间值 T I S O U。然后进入步骤 S 1 0 7,使反相器模式进一步。

然后,进入图 3 1 所示的步骤 S 1 0 8 中,判断是否有修正切换要求,在有修正切换要求时,进入步骤 S 1 6 1,判断修正切换是否从相位修正 C (图 3 1 中为修正 C) 切换到相位修正 D 或从相位修正 D 切换到相位修正 E (图 3 1 中为修正 E)。若判断出修正切换是从相位修正 C 切换到相位修正 D 或从相位修正 D 切换到相位修正 E,则进入步骤 S 1 6 2,解除修正切换要求,在步骤 S 1 6 2-1 中使反相器模式返回一步进入步骤 S 1 0 9。

另一方面,在步骤 S 1 6 1 中,修正切换不是从相位修正 C 切换到相位修正 D 或从相位修正 D 切换到相位修正 E 时,即,从相位修正 D 切换到相位修正 C 或从相位修正 E 切换到相位修正 D 时,进入步骤 S 1 6 3,输出电压曲线。然后进入步骤 S 1 6 4,将在步骤 S 1 0 6 中计算出的时间值 T I S O U 设定给计时器 T 1 后,在步骤 S 1 6 5 中使计时器 T 1 开始计时。然后,进入步骤 S 1 6 6,解除修正切换要求,并进入步骤 S 1 0 9。

若在步骤 1 0 8 中判断出没有修正切换要求,就进入步骤 S 1 6 8 中,将在步骤 S 1 0 6 中计算出的时间值 T I S O U 设定给计时器 T 1,在步骤 S 1 6 9 中使计时器 T 1 开始计时,并进入步骤 S 1 0 9 中。

接着,在步骤 S 1 0 9 中,使周期测定计时器 T 2 停止,读出周期测定计时器 T 2 的时间值,并进入步骤 S 1 1 0。然后,在步骤 S 1 1 0 中设定周期测定计时器 T 2 并使其开始计时,开始下一次的周期测定。在步骤 S 1 1 1 中,由周期运算部 4 1 从周期测定计时器 T 2 的值中对周期进行运算。由速度运算部 4 4 从运算结果

中,算出电机的转速。然后,在步骤 S 1 1 2 中,速度控制部 4 5 根据来自外部的速度指令信号,进行速度控制,并输出电压指令信号。

如图 3 2 所示,当计时器 T 1 的计时结束,从计时器 T 1 输出中断信号时,中断处理 2 开始,在步骤 S 1 7 0 中,输出电压曲线,中断处理 2 结束。

这样,上述相位修正 C 进行了 0 度至 6 0 度的相位修正,上述相位修正 D 进行了 6 0 度至 1 2 0 度的相位修正,上述相位修正 E 进行了 1 2 0 度至 1 8 0 度的相位修正。图 2 8 (A) - (O) 表示了相位修正 D 为 8 0 度的相位修正时的该无电刷直流电机装置的各部的信号。

如图 2 8 (H) 所示,计时器 T 1 在每个位置信号序号 (图 2 8 (G) 所示) 依次开始计时。例如,将从位置信号序号的 2 换至 3 的那一点为基准点,使相位修正角为 8 0 度时,从基准点使位置信号序号延迟一个,在从位置信号序号的 3 至 4 的那一点处计时器 T 1 开始计时,从基准点延迟 8 0 度使反相器模式 (图 2 8 (P) 所示) 进一步成为 [0]。

因此,上述中断处理 1 每进行 5 次,就判断电平检测信号从高水平向低电平和从低电平向高水平的电平变化是否连续地进行,若判断出电平检测信号的变化连续变化了 5 次,则使电压曲线的相位每次延迟 1 度,成为延迟修正侧,另一方面,当判断出电平检测信号的变化不到一次时,则使电压曲线的相位每次导前 1 度,成为导前修正侧。这样,上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 成为由电平检测器 6 的基准值 E 1、E 2 设定的电平。另外,上述电平判断信号的变化既不是连续的 5 次,电平判断信号的变化也不是不到一次时,电压

曲线的相位不进行调整。

上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平与电机的效率略成反比关系, 与负荷大小及运转频率的高低无关, 在最大的电机功率点处积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平基本一定, 这是由后述的实验所确认的。为此目的, 将上述电平检测器 6 的基准值 E_1 、 E_2 设定为最大电机效率点的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的振幅值, 然后进行相位修正, 以便于积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为最大电机效率点处的目标值。即, 为了使上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为目标值, 通过对位置信号进行相位修正而得到的电压曲线信号的计时点对电压曲线进行切换, 就能够以最大电机效率运转。当驱动系统处于稳定状态时, 不调整相位修正角, 因此能在最大电机效率点处进行稳定运转。

因此, 能够使电机与负荷的大小及运转频率的高低无关地以最大效率运转。由于通过将电压曲线的相位从超前修正侧慢慢地向延迟修正侧调整而成为最大效率点, 在从峰值效率点处存在延迟修正侧的脱调区域内不调整电压曲线的相位, 因此能够防止脱调。

下面, 对确认在上述最大电机效率点处积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平基本一定的实验进行说明。对于表示上述电阻电路 2 的中性点的电压 V_M 和电枢线图 1 a、1 b、1 c 的中性点的电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} 的振幅特性和积分该电位差信号 V_{MN} 的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的振幅特性进行实验。

图 3 3 表示本实验中所用的无电刷直流电机装置的构成。除了旋转位置检测器 3 0 和微计算机 1 4 以外, 其它部分与前述第一实施例的无电刷直流电机装置的构成相同, 此处省略对其的说明。图 3 4 表示上述微计算机 1 4 的构成, 该微计算机 1 4 比图 2 6 中的

微计算机 4 少了电平判断部 5 1, 同一构成部分用相同的附图标记, 并省略说明。对上述微计算机 1 4 进行相位修正的中断处理除了图 2 9、3 0、3 1、3 2 所示的流程图的步骤 S 1 0 1、1 0 2、1 0 3, 1 2 1—1 3 0 之外, 进行相同的处理。

上述旋转位置检测器 3 0 具有差动放大器 3 1、积分器 3 2 和零交叉比较器 3 3; 差动放大器 3 1 的放大器 I C 1 1 的非反转输入端子接收电阻电路 2 的中性点电压 V_M 的同时, 通过电阻 R_{11} 将接地端 GND 与放大器 I C 1 1 的反转输入端子连接, 并且在放大器 I C 1 1 的输出端子和反转输入端子之间连接电阻 R_{12} , 积分器 3 2 由一端连接上述差动放大器 3 1 的输出端的电阻 R_{13} 和连接在该电阻 R_{13} 的另一端与接地端 GND 之间的电容 C_{11} 构成, 零交叉比较器 3 3 由非反转输入端子连接在上述积分器 3 2 的电阻 R_{13} 的另一端上而反转输入端接地的放大器 I C 1 2 构成。由于上述电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的中性点通过接地端 GND 连接差动放大器 3 1 的反转输入端子, 因此, 差动放大器 3 1 检测表示电阻电路 2 的中性点电压 V_M 和电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的中性点电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} 。

在上述构成中, 按照位置检测来驱动无电刷直流电机时, 旋转位置检测器 3 0 的差动放大器 3 1 检测表示电阻电路 2 的中性点电压 V_M 和电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的中性点电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} 。上述积分器 3 2 积分电位差信号 V_{MN} , 并输出积分信号 $\int V_{MN} dt$, 并将该积分信号 $\int V_{MN} dt$ 输入零交叉比较器 3 3 的非反转输入端。上述零交叉比较器 3 3 比较积分信号 $\int V_{MN} dt$ 和接地端 GND 的基准电压, 并输出位置信号。

其次, 从上述零交叉比较器 3 3 输出的位置信号从微计算机 1

4 的外部中断端输入周期测定计时器 T 2。上述周期测定计时器 T 2 测定从上述位置信号的前沿到后沿的期间和从后沿到前沿的期间,并输出测定出的时间值。周期运算部 4 1 接受表示来自上述周期测定计时器 T 2 的时间值的信号,求出电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的电压曲线的周期。

时间值运算部 4 2 接受表示来自上述周期运算部 4 1 的周期的周期信号和来自外部的相位修正指令信号,并输出时间值设定信号。相位修正计时器 T 1 接受来自上述计时器运算部 4 2 的时间值设定信号,并计算顺序从位置信号切换到电压曲线之间的时间。即上述相位修正计时器 T 1,当计时结束时,向反相器模式选择部 4 3 输出中断信号 I R Q,反相器选择部 4 3 向 PWM 部 5 2 输出相位修正后的电压曲线信号。上述 PWM 部 5 2 向图 3 3 所示的基极驱动电路 5 输出切换信号,基极驱动电路 5 向反相器 2 0 输出换流控制信号时,反相器 2 0 的各晶体管 2 0 a - 2 0 f 分别打开、关闭。

首先,使运转频率一定,而负荷变化时,如图 3 5 所示的那样,与相位修正角相对的电机效率特性曲线其负荷越大越易成为相位修正角的导前修正侧,另一方面,其负荷越小越易成为相位修正角的延迟修正侧。负荷大时在相位修正角 $\varphi 1$ 处成为峰值效率点,负荷小时在相位修正角 $\varphi 2$ 处成为峰值效率点。

此时,如图 3 6 所示,与相位修正角相对的电位差信号 V_{MN} 的特性成为相位修正角从导前修正侧向延迟修正侧而电位差信号 V_{MN} 的电平慢慢变小的近似直线,负荷越大越易于成为相位修正角的导前修正侧,而负荷越小,则基本上平行地从相位修正角的导前修正侧向相位延迟修正侧平行地移动。图 3 6 的横轴表示相位修正角,纵轴表示从电位差信号 V_{MN} 的峰值点到零点的电平。对应于

图 3 5 的电机效率特性的峰值效率点, 负荷大时, 在相位修正角 $\varphi 1$ 处, 电位差信号 V_{MN} 的电平成为 $V 0$, 而负荷小时, 在相位修正角 $\varphi 2$ 处, 电位差信号 V_{MN} 的电平成为 $V 0$ 。即从图中可知, 峰值效率点的电位差信号 V_{MN} 与负荷变化无关基本为一定的。负荷大时, 从相位修正角 $\varphi 1$ 到延迟修正侧的相位修正角 $\varphi 1 1$ 电机脱调, 此时的电位差信号 V_{MN} 的电平成为 $V 2 0$ 。负荷小时, 从相位修正角 $\varphi 2$ 到延迟修正侧的相位修正角 $\varphi 1 2$ 电机脱调, 此时的电位差信号 V_{MN} 的电平成为 $V 2 0$ 。

另外, 如图 3 7 所示, 与相位修正角对应的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的特性成为相位修正角从超前修正侧向延迟修正而积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平慢慢变小的约直线, 负荷越大越易于成为相位修正角的超前修正侧, 而负荷越小, 基本上从相位修正角的超前修正侧向延迟修正侧平行地移动。图 3 7 的横轴表示相位修正角, 纵轴表示从积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的峰值点到零点的电平。对应于图 3 5 的电机效率特性的峰值效率点, 负荷大时, 在相位修正角 $\varphi 1$ 处, 积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为 $V 1$, 而负荷小时, 在相位修正角 $\varphi 2$ 处, 积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为 $V 1$ 。即从图中可知, 峰值效率点的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 与负荷变化无关基本上是一定的。负荷大时, 从相位修正角 $\varphi 1$ 到延迟修正侧的相位修正角 $\varphi 1 1$ 电机脱调, 此时的电位差信号 V_{MN} 的电平成为 $V 2 1$ 。负荷小时, 从相位修正角 $\varphi 2$ 到延迟修正侧的相位修正角 $\varphi 1 2$ 电机脱调, 此时的电位差信号 V_{MN} 的电平成为 $V 2 1$ 。

使负荷一定, 运转频率变化时, 如图 3 8 所示, 相对于相位修正角的电机效率的特性曲线, 运转频率越高, 电机效率也越高, 而运转频率越低, 电机效率也越低。峰值效率点的相位修正角与运转

频率的高低无关而变成 φ_3 。

此时, 相对于相位修正角的电位差信号 V_{MN} 的特性如图 3 9 所示, 成为相位修正角从导前修正侧向延迟修正侧而电位差信号 V_{MN} 的电平慢慢变小的近似直线, 运转频率越高越易于成为相位修正角的延迟修正侧, 而运转频率越低, 基本上向相位修正角的导前修正侧平行地移动。图 3 9 的横轴表示相位修正角, 纵轴表示从电位差信号 V_{MN} 的峰值点到零点的电平。对应于图 3 8 的电机效率特性的峰值效率点, 运转频率高时, 在相位修正角 φ_3 处, 电位差信号 V_{MN} 的电平成为 V_2 , 而运转频率低时, 在相位修正角 φ_3 处, 电位差信号 V_{MN} 的电平成为 V_{22} 。运转频率高时, 从相位修正角 φ_3 到延迟修正侧的相位修正角 φ_{13} 电机脱调, 此时的电位差信号 V_{MN} 的电平成为 V_3 。运转频率低时, 从相位修正角 φ_3 到延迟修正侧的相位修正角 φ_{13} 电机脱调, 此时的电位差信号 V_{MN} 的电平成为 V_{23} 。

如图 4 0 所示, 与相位修正角对应的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的特性成为相位修正角从导前修正侧向延迟修正侧而积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平慢慢变小的近似直线, 从图中可知, 特性与运转频率的变化无关, 基本上不变。图 4 0 的横轴表示相位修正角, 纵轴表示从积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的峰值点到零点的电平。对应于图 3 8 的电机效率特性的峰值效率点, 在相位修正角 φ_3 处, 电位差信号 V_{MN} 的电平成为 V_1 。从相位修正角 φ_3 到延迟修正侧的相位修正角 φ_{13} 电机脱调, 此时的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为 V_{21} 。

这样, 使负荷一定, 运转频率变化时, 相对于电位差信号 V_{MN} 的电平变化, 之所以积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平能维持一定是

因为旋转位置检测器 30 的积分器 32 的积分特性。即, 上述旋转位置检测器 30 的积分器 32 具有图 4 1 所示的相对于正规频率的振幅特性和如图 4 2 2 所示的相对标准频率的相位特性, 在图 7 0 的压缩机的运转区内, 使电机为 4 极时, 感应电压的频率大约为 20—300 Hz (电机旋转频率 10—150 rps), 电位差信号 V_{MN} 的频率为该感应电压的频率 20—300 Hz 的 3 倍, 即为 60—900 Hz。当使上述积分器 32 的关闭频率为 5 Hz 时, 使用范围如图 4 1、4 2 所示, 为标准频率 12—180 的范围, 基本上以理想的积分器动作。若设上述电位差信号为

$$\begin{aligned} V_{MN} &= (1/3) (E_U + E_V + E_W) \\ &= (1/3) (-k (d\Phi_U/dt + d\Phi_V/dt + d\Phi_W/dt)) \end{aligned}$$

Φ_U 、 Φ_V 、 Φ_W : 各相交链磁通

则积分信号 $\int V_{MN} dt$

$$\int V_{MN} dt = - (k/3) (\Phi_U + \Phi_V + \Phi_W)。$$

因此, 可以知道上述电位差信号因运转频率而变化, 而积分信号 $\int V_{MN} dt$ 并不随运转频率变化。

因此, 判断上述电位差信号 V_{MN} 或积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平是否为目标值, 借助于相位修正装置来调整相位修正角以便使电位差信号 V_{MN} 或积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平为目标值, 就能够以最大效率运转。

(第五实施例)

图 4 3 表示本发明的第五实施例的无电刷直流电机装置的主要部件的构成图。该无电刷直流电机装置除了微计算机电平检测器之外, 其它是与图 2 4 所示的无电刷直流电机装置的结构相同。除微

计算机 100 和电平检测器 6 a、6 b...之外省略了附图和说明。图 4 4 表示上述无电刷直流电机装置的微计算机 100 的方框图。该无电刷直流电机装置的微计算机 100 具有除第四实施例的无电刷直流电机装置的微计算机 4 的电平判断部 51 之外的其它构成部件;接受来自速度运算部 44 的现在速度信号及转矩信号、输出切换信号的电平检测信号切换部 102;接受来自电平检测信号切换部 102 的切换信号、切换来自电平检测器 6 A、6 B...的电平检测信号的切换开关 SW;接受来自该切换开关 SW 的电平检测信号和旋转位置检测器 3 的位置信号、输出相位量指令信号的电平判断部 101。

如图 4 5、4 6 所示,该第五实施例的无电刷直流电机装置与第四实施例的无电刷直流电机装置的不同特性如下。

首先,图 4 5 示出了在上述无电刷直流电机装置中,相对于运转频率一定、负荷变化时的相位修正角的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的特性。上述无电刷直流电机装置的特性成为相位修正角从导前修正侧向延迟修正侧积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平慢慢变小的近似直线,负荷越大越易于成为相位修正角的导前修正侧,而负荷越小,基本上从相位修正角的导前修正侧向延迟修正侧平行地移动。负荷大时,在成为峰值效率点的相位修正角 $\phi 5$ 处,积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为 $V 2$,而负荷小时,在成为峰值效率点的相位修正角 $\phi 6$ 处,积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为 $V 3$ 。

图 4 6 示出了在上述无电刷直流电机装置中,相对于运转频率一定、运转频率变化时的相位修正角的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的特性。上述无电刷直流电机装置的特性成为相位修正角从导前修正侧向延迟修正侧而积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平慢慢变小的直线,运

转频率越高越易于成为相位修正角的导前修正侧,而运转频率越低,则基本上从相位修正角的导前修正侧向延迟修正侧平行地移动。运转频率高时,在成为峰值效率点的相位修正角 ϕ_7 处,积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为 V_4 ,而运转频率低时,在成为峰值效率点的相位修正角 ϕ_8 处,积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平成为 V_5 。

即根据负荷大小及运转频率的高低在峰值效率点上各积分信号的电平不为一定的无电刷直流电机装置适用于本发明。

在上述构成的无电刷直流电机装置中,电平检测信号切换部 102 根据来自旋转位置检测器 3 的位置信号、来自速度运算部 44 的现在速度信号和表示与外部的负荷对应的转矩值的转矩信号向切换开关 SW 输出切换信号。即,对应负荷变化和运转频率的变化,选择电平检测器 6A、6B... 中的一个,切换判断上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的基准值。之后,上述微计算机 100 进行第四实施例的图 29、30、31、32 的流程图所示的中断处理,电平判断部 101 调整相位修正角以便成为最大电机效率,并输出相位修正角指令信号。因此,能够使电机以最大效率运转而与负荷的大小及运转频率的高低无关。

(第六实施例)

图 47 表示本发明的第六实施例的无电刷直流电机装置上所用的微计算机的方框图,上述无电刷直流电机装置除了微计算机、电平检测器之外,其它构成与图 24 的无电刷直流电机装置相同。除了微计算机 200 和代替电平检测器的 A/D 变换器 202 之外,其它的部件和附图的说明予以省略。A/D 变换器 202 接受来自旋转位置检测器 3 的积分信号,并输出经 A/D 变换后的积分信号。

上述无电刷直流电机装置具有电平判断部 201,该电平判断

部 2 0 1 接受来自旋转位置检测器 3 的位置信号、来自速度运算部 4 4 的现在速度信号、表示来自外部的负荷转矩值的转矩信号和来自 A/D 变换器 2 0 2 的经 A/D 变换后的积分信号,并向时间值运算部 4 2 输出相位修正角指令信号。上述无电刷直流电机装置也与第五实施例一样,根据负荷大小及运转频率的高低在分信号的电平不恒定。

在上述构成的无电刷直流电机装置中,电位差电平判断部 2 0 1 根据来自速度运算部 4 4 的现在速度信号和来自外部的转矩信号,从预先设定的图表中选择目标值,判断经 A/D 变换后积分信号的峰值是否在该目标值以上。然后,进行上述第四实施例的图 2 9、3 0、3 1、3 2 的流程图所示的中断处理,并调整相位修正角以使成为最大电机效率,再输出相位修正角指令信号。因此,对应于负荷变化及运转频率的变化,设定目标值,即设定判断积分信号 $\int V_{MN} dt$ 电平的基准值,通过调整相位修正角以便以最大效率运转,就能够使电机以最大效率运转而与负荷的大小及运转频率的高低无关。

(实施例七)

图 4 8 示出了本发明的第七实施例的无电刷直流电机装置的构成,3 0 1 是衔铁线圈 3 0 1 a、3 0 1 b、3 0 1 c 连接成 Y 型、通过旋转磁场使具有多个永久磁铁的转子 3 1 0 旋转的定子,3 0 2 是与上述电枢线圈 3 0 1 a、3 0 2 b、3 0 3 c 并联连接、将电阻 3 0 2 a、3 0 2 b、3 0 2 c 连接成 Y 型的电阻电路,3 0 3 是检测表示上述电阻电路 3 0 2 的中性点的电压 V_M 和电枢线圈 3 0 1 a、3 0 1 b、3 0 1 c 的中性点电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} ,对该电位差信号进行积分 V_{MN} ,并输出该积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的积分信号检测器,3 0 4 是接受上述积分信号检

测器 303 的积分信号, 并输出切换信号的微计算机, 305 是接受来自上述微计算机 304 的切换信号, 并输出换流控制信号的基极驱动电路。将来自上述基极驱动电路 305 的换流控制信号分别输入反相器 320。上述定子 301 和转子 310 构成无电刷直流电机 311。

图 4 9 是上述微计算机 3 0 4 的方框图, 微计算机 3 0 4 的构成与第四实施例微计算机 4 的相同, 相同的部件用相同的标号, 此处省略说明。

上述积分信号检测器 303 具有差动放大器 331 和积分器 332 和; 差动放大器 331 的放大器 IC111 的非反转输入端子接收电阻电路 302 的中性点电压 V_M 的同时, 通过电阻 R_{111} 将接地端 GND 与放大器 IC111 的反转输入端子连接, 并且在放大器 IC111 的输出端子和反转输入端子之间连接电阻 R_{112} ; 积分器 332 由一端连接上述差动放大器 31 的输出端的电阻 R_{113} 和连接该电阻 R_{113} 的另一端与接地端 GND 之间的电容 C_{111} 构成。由于上述电枢线圈 301a、301b、301c 的中性点通过接地端 GND 和电阻 R_{111} 连接差动放大器 331 的反转输入端子, 因此, 差动放大器 331 检测表示电阻电路 302 的中性点电压 V_M 和电枢线圈 301a、301b、301c 的中性点电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} 。

上述无电刷直流电机装具有接受来自积分信号检测器 303 的积分器 332 的积分信号 $\int V_{MN} dt$, 向微计算机 304 输出电平检测信号的电平检测器 306。如图 50 所示, 该电平检测器 306 通过电阻 R_{121} 将来自积分器 332 的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 输入放大器 IC121 的反转输入端, 并将放大器 IC121 的

非反转输入端连接接地端 GND。另外,将二极管 D_{101} 的正极连接放大器 IC121 的输出端,并使二极管 D_{101} 的负极连接放大器 IC121 的反转输入端。将二极管 D_{102} 的负极连接放大器 IC121 的输出端,并使二极管 D_{102} 的正极通过电阻 R_{122} 连接放大器 IC121 的反转输入端。上述二极管 D_{102} 的正极和电阻 R_{122} 的接点通过电阻 R_{123} 连接放大器 IC121 的反转输入端。电阻 R_{124} 连接在上述放大器 IC122 的非反转输入端子和电阻 R_{121} 的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 侧一端之间,放大器 IC122 的非反转输入端子连接接地端 GND。此外,通过电阻 R_{126} 将上述放大器 IC123 的输出端子连接比较器 IC123 的反转输入端子,比较器 IC122 的反转输入端子通过电容 C_{101} 连接接地端 GND。上述比较 IC123 的非反转输入端子通过电阻 R_{127} 连接电源,并通过电阻 R_{128} 连接接地端。由上述电阻 R_{127} 和 R_{128} 设定比较器 IC123 的基准值 E_3 。

上述无电刷直流电机装置具有利用图 4 8 所示的电机 311 的转子 310 的磁铁磁性来检测转子 310 的旋转位置的霍尔元件 312 a、312 b、312 c 和接受来自上述霍尔元件 312 a、312 b、312 c 的各输出信号、检测表示转子 310 的旋转位置的位置信号的作为旋转位置检测装置的旋转位置检测器 313。上述旋转位置检测器 313 具有放大霍尔元件 312 a 的输出信号的放大器 IC112,放大霍尔元件 312 b 的输出信号的放大器 IC113,放大霍尔元件 312 c 的输出信号的放大器 IC114,同时还具有分别输入上述放大器 IC112、IC114 的输出信号的逻辑和电路 OR1,分别输入上述放大器 IC112、I

C113 的输出信号的逻辑和电路 OR 2, 分别输入上述放大器 IC113、IC114 的输出信号的逻辑和电路 OR 3 和分别输入上述逻辑和电路 OR 1、OR 2、OR 3 的各输出信号、并输出位置信号的逻辑积电路 AND 1。

在上述构成中, 根据位置信号驱动无电刷直流电机时, 如图 5 2 (A) - (C) 所示, 检测转子 310 的旋转位置的霍尔元件 312a、312b、312c 的输出成为每 120 度相位不同的台阶状的波形。如图 5 2 (D) 所示, 上述旋转位置检测器 313 每 60 度输出电平切换的位置信号。上述积分信号检测器 303 的放大器 IC111 检测表示输入非反转输入端的电阻电路 302 的中性点电压 V_M 和输入放大器 IC111 的反转输入端的电枢线圈 301a、301b、301c 的中性点电压 V_N 的电位差的电位差信号 V_{MN} (图 5 2 (E) 所示), 同时由积分器 332 对该电位差信号 V_{MN} 进行积分, 并将积分信号 $\int V_{MN} dt$ (图 5 2 (F) 所示) 输出。上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 成为频率是旋转频率的 3 倍的近似正弦波。电平检测器 306 接受来自上述积分器 332 的积分信号, 通过由二极管 D_{101} 、 D_{102} 和电阻 $R_{121} - R_{126}$ 及放大器 IC121、IC122 构成的全波整流电路对积分信号 $\int V_{MN} dt$ 进行全波整流 (图 5 2 (G) 所示)。利用由电阻 R_{126} 和电容 C_{101} 构成的平滑电路对全波整流后的信号进行平滑处理后, 由比较器 IC123 将该平滑信号 (图 5 2 (H) 所示) 与基准值 E_3 进行比较比较, 并输出电平检测信号 (图 5 2 (I) 所示)。即, 在上述平滑信号的电平低于基准值 E_3 时, 使电平检测信号成为高电平, 另一方面, 当平滑信号的电平超过基准值时, 就使电平检测信号成为低电平。

图 5 1 表示上述微计算机 3 0 4 的中断处理 1 1, 除了图 5 1 的流程图以外, 进行与第四实施例的图 3 0、3 1、3 2 所示的流程图相同的动作。在每一输入上述微计算机 3 0 4 的外部中断端子的位置信号的上升沿、下降沿就进行中断处理 1 1。

首先, 在步骤 S 2 0 1 中判断电平检测信号是否为低电平, 若判断出电平检测信号是低电平, 则进入步骤 S 2 2 1, 使上述相位修正角指令加 1 度 (延迟修正侧), 然后进入图 3 0 所示的步骤 S 1 0 4。另一方面, 在步骤 S 2 0 1 中, 若判断出电平检测信号不是低电平, 则进入步骤 S 2 2 2, 使上述相位修正角指令减 1 度 (导前修正侧), 然后进入图 3 0 所示的步骤 S 1 0 4。

下面, 与第四实施例一样, 与负荷的大小及运转频率的高低无关地使电机以最大效率运转。由于通过从导前修正侧慢慢地将电压曲线的相位调整到延迟修正侧, 并成为最大电机效率点, 在从峰值效率点处存在于延迟修正侧的脱调区域内不必调整电压曲线的相位, 因此能够防止脱调。

(第八实施例)

图 5 3 表示本发明的第 8 实施例的无电刷直流电机装置的微计算机的方框图。该无电刷直流电机装置的构成除了微计算机 3 0 8 和电平检测器 3 0 7 (参照图 5 4) 以外, 其它的构成与图 4 8 所示的第七实施例的无电刷直流电机相同, 此处省略说明。其中, 相同的构成部件参照图 4 8。另外上述微计算机 3 0 8 除了读入用计时器 6 0 以外其它部分与图 4 9 所示的第七实施例的微计算机 3 0 4 相同, 相同的构成部件使用相同的标号, 并省略说明。

如图 5 4 所示, 上述电平检测器 3 0 7 具有放大器 I C 1 3 1, 来自积分器 3 3 2 的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 输入该放大器 I C 1 3

1 的反转输入端子,而非反转输入端子通过电阻 R_{131} 连接接地端 GND,通过电阻 R_{132} 连接输出端子和非反转输入端子。由上述放大器 IC131 和电阻 R_{131} 、 R_{132} 构成具有磁滞特性的磁滞比较器。

在上述结构中,根据位置检测结果驱动无电刷直流电机时,如图 55 (A) - (C) 所示,检测转子 310 的旋转位置的霍尔元件 312 a、312 b、312 c 的输出成为每 120 度相位不同的台阶状的波形。如图 55 (D) 所示,图 48 所示的旋转位置检测器 313 每 60 度输出电平切换的位置信号。电平检测器 307 接受来自上述积分器 332 的积分信号 $\int V_{MN} dt$,当积分信号 $\int V_{MN} dt$ (图 55 (F) 所示) 超过基准值 E_4 时,放大器 IC131 的输出端子成为低电平,而当积分信号 $\int V_{MN} dt$ 没有超过基准值 E_5 时,放大器 IC131 的输出端成为高电平。即,上述电平检测器 307 的电平检测信号 (图 55 (G) 所示) 成为与位置信号 (图 55 (D) 所示) 相位不同但周期相同的信号。然而,当上述积分器 332 的积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的电平变小时,积分信号 $\int V_{MN} dt$ 或是不超过基准值 E_4 ,或是积分信号 $\int V_{MN} dt$ 未满足基准值 E_5 ,电平检测信号与位置信号相比,其频率低,且占空比不同。即利用电平检测信号在规定的周期内是否连续就能够检测上述积分信号 $\int V_{MN} dt$ 是否在规定电平以上。

以下,根据图 56、57、58、59 的流程说明上述微计算机 308 的动作。每输入上述微计算机 308 的外部中断端子的位置信号的上升沿、下降沿就进行中断处理 21。

首先,在图 56 中,开始中断处理 21 时,在步骤 S301 中,判断上次电平检测信号是否为高电平,若上次电平检测信号判断为

高电平,则进入步骤 S 3 2 1,并判断本次电平检测信号是否为低电平。若在步骤 S 3 2 1 中,判断出本次电平检测信号是低电平,则进入步骤 S 3 2 2,并使计数器 CNT 1 加 1。另一方面,在步骤 S 3 2 1 中,若判断出本次电平检测信号不是低电平,就进入步骤 S 3 0 2。

另一方面,在步骤 S 3 0 1 中,若判断出上次电平检测信号不是高电平,则进入步骤 S 3 2 3,并判断本次电平检测信号是否为高电平。在步骤 S 3 2 3 中,若判断出本次电平检测信号是高电平,则进入步骤 S 3 2 4 中,并使计数器 CNT 加 1,另外,若判断出本次电平检测信号不是高电平,则进入步骤 S 3 0 2。

接着,在步骤 S 3 0 2 中,使计数器 CNT 2 加 1,并进入步骤 S 3 0 3。在步骤 S 3 0 3 中,判断计数器 CNT 2 是否为 3,若判断出计数器 CNT 2 为 3,就进入步骤 S 3 2 5,另一方面,若判断出计数器 CNT 2 不是 3,就进入图 5 7 所示的步骤 S 3 0 4。然后在步骤 S 3 2 5 中,判断计数器 CNT 1 是否为 3,若判断出计数器 CNT 1 为 3,就进入步骤 S 3 2 6,使上次相位修正角指令加 1 度(延迟修正侧),然后直接进入步骤 S 3 2 9。另外,在步骤 S 3 2 5 中若判断出计数器 CNT 1 不是 3,则进入步骤 S 3 2 7 中,并判断计数器 CNT 1 是否为 0。在步骤 S 3 2 7 中,若判断出计数器 CNT 1 为 0,就进入步骤 S 3 2 8 中,使上次相位修正角指令减 1 度(导前修正侧),就进入步骤 S 3 2 9。相反,在步骤 S 3 2 7 中若判断出计数器 CNT 1 不是 0,就直接进入步骤 S 3 2 9。其次,在步骤 S 3 2 9 中,对计数器 CNT 1 清零,并进入步骤 S 3 3 0,对计数器 CNT 2 清零,然后进入步骤 S 3 0 4。在最初的中断处理 2 1 开始之前,设定相位修正角指令的初

始值,并对计数器 CNT 1、计数器 CNT 2 清零。

然后进入图 5 7 所示的步骤 S 3 0 4 中,判断相位修正计时器 T 1 (图 5 7 是写成计时器 T 1) 是否正在计时,若判断出计时器 T 1 正在计时,就进入步骤 S 3 3 1,并使计时器 T 1 停止计时。即,上述计时器 T 1 在计时时,为准备下一次的开始,就使计时器 T 1 停止。然后,在步骤 S 3 3 2 中,输出电压曲线,并进入步骤 3 0 5 中。另外,在步骤 S 3 0 4 中,若判断出计时器 T 1 不在计时,则进入步骤 S 3 0 5。

接着,在步骤 S 3 0 5 中,判断修正角 (基于来自电平判断部 5 1 的相位修正指令信号的相位修正角) 是否大于 6 0 度,若修正角是 6 0 度以上,就进入步骤 S 3 4 1,判断修正角是否大于 1 2 0 度。在步骤 S 3 4 1 中,若修正角大于 1 2 0 度,则进入步骤 S 3 4 2,作为相位修正 E (在图 5 7 中称为修正 E),并进入步骤 S 3 4 3 中。在步骤 3 4 3 中,判断上次是否为相位修正 C (图 5 7 中为修正 C) 或相位修正 D (图 5 7 中为修正 D),若判断出上次是相位修正 C 或相位修正 D,就进入步骤 S 3 4 4,进行修正切换要求后,就进入步骤 S 3 0 6。另一方面,若在步骤 S 3 4 3 中判断出上次不是相位修正 C 或相位修正 D,就进入步骤 S 3 0 6。

另一方面,在步骤 S 3 4 1 中,修正角不足 1 2 0 度时,就进入步骤 S 3 4 5,并作为相位修正 D,进入步骤 S 3 4 6。在步骤 S 3 4 6 中,判断上次是否为相位修正 C 或相位修正 E,若判断出上次为相位修正 C 或相位修正 E,则进入步骤 S 3 4 7 中,进行修正切换要求后,进入步骤 S 3 0 6 中。另一方面,在步骤 S 3 4 6 中,若判断出上次不是相位修正 C 或相位修正 E,则进入步骤 S 3 0 6。另外,在步骤 S 3 0 5 中,判断出修正角不足 6 0 度,就进

入步骤 S 3 0 5 中, 作为相位修正 C, 进入步骤 S 3 5 2。在步骤 S 3 5 2 中判断上次是否为相位修正 D 或相位修正 E, 若判断出上次是相位修正 D 或相位修正 E, 则进入步骤 S 3 5 3 中, 进行修正切换后, 进入步骤 S 3 0 6。另一方面, 在步骤 S 3 5 2 中, 上次不是相位修正 D 或相位修正 E 时, 进入步骤 S 3 0 6。

接着, 在步骤 S 3 0 6 中, 对每一相位修正 C、D、E 计算时间值 T I S O U。即, 在相位修正 C 时, 将对应于相位修正角的时间值设定为时间值 T I S O U, 在相位修正 D 时, 将对应于从相位修正角减去 6 0 度的相位角的时间值设定为时间值 T I S O U, 在相位修正 E 时, 将对应于从相位修正角减去 1 2 0 度的相位角的时间值设定为时间值 T I S O U。然后进入步骤 S 3 0 7, 使反相器模式进一步。

然后, 进入图 5 8 所示的步骤 S 3 0 8 中, 判断是否有修正切换要求, 在有修正切换要求时, 进入步骤 S 3 6 1, 若判断修正切换是否从相位修正 C (图 5 8 中为修正 C) 切换到相位修正 D (图 5 8 中为相位修正 D) 或从相位修正 D 切换到相位修正 E (图 5 8 中为修正 E)。在步骤 3 6 1 中, 若判断出修正切换是从相位修正 C 切换到相位修正 D 或从相位修正 D 切换到相位修正 E, 则进入步骤 S 3 6 2, 解除修正切换要求, 在步骤 S 3 6 2 - 1 中使反相器模式返回一步进入步骤 S 3 0 9。

另一方面, 在步骤 S 3 6 1 中, 若修正切换不是从相位修正 C 切换到相位修正 D 或从相位修正 D 切换到相位修正 E 时, 即, 从相位修正 D 切换到相位修正 C 或从相位修正 E 切换到相位修正 D 时, 进入步骤 S 3 6 3, 并输出电压曲线。然后进入步骤 S 3 6 4, 将在步骤 S 3 0 6 中计算出的时间值 T I S O U 设定给计时器 T 1 后,

在步骤 S 3 6 5 中使计时器 T 1 开始计时。然后,进入步骤 S 3 6 6,解除修正切换要求,并进入步骤 S 3 0 9。

若在步骤 3 0 8 中判断出没有修正切换要求,就进入步骤 S 3 6 8 中,将在步骤 S 3 0 6 中计算出的时间值 T I S O U 设定给计时器 T 1,在步骤 S 3 6 9 中使计时器 T 1 开始计时,并进入步骤 S 3 0 9 中。

接着,在步骤 S 3 0 9 中,使周期测定计时器 T 2 停止计时,读出周期测定计时器 T 2 的时间值,并进入步骤 S 3 1 0。然后,在步骤 S 3 1 0 中设定周期测定计时器 T 2 并使其开始计时,以开始下一次的周期测定。在步骤 S 3 1 1 中,由周期运算部 4 1 从周期测定计时器 T 2 的值中对周期进行运算;通过速度运算部 4 4 从运算结果中算出电机的转速。然后,在步骤 S 3 1 2 中,速度控制部 4 5 根据来自外部的速度指令信号进行速度控制,并输出电压指令信号。

如图 5 9 A 所示,当计时器 T 1 的计时结束,从计时器 T 1 输出中断信号 I R Q 时,中断处理 2 2 开始,在步骤 S 3 7 0 中,输出电压曲线,中断处理 2 2 结束。

步骤 S 3 2 1、3 2 3 的本次电平检测信号的确认利用图 5 3 所示的读取用计时器 6 0 进行读取。即,在上述旋转位置检测器 1 1 3 的位置信号的上升沿、下降沿使读取用计时器 6 0 开始计时,当读取用计时器 6 0 计时到规定时间时,就向电平判断部 5 1 输出读取信号(图 5 5 (E) 所示)。当上述电平判断部 5 1 接受到读取信号时,就开始图 5 9 B 所示的中断处理 2 3,在上述中断处理 2 3 的步骤 S 3 8 0 中,读取电平检测信号(由电平判断部 5 1 判断电平检测信号的电平是低电平还是高电平)之后,结束该中断处

Figure 1. The effect of the number of trials on the number of correct responses. The number of correct responses was significantly higher than the number of incorrect responses in all cases. The number of correct responses was significantly higher than the number of incorrect responses in all cases. The number of correct responses was significantly higher than the number of incorrect responses in all cases.

第九实施例

图 6 1 表示上述微计算机 4 0 6 的概要框图, 微计算机 4 0 6 具有加速/减速处理器 5 0 1, 电压处理器 5 0 2 和正弦波 PWM

处理器 503; 上述加速/减速处理器 501 接受频率指令信号 f_1 , 并输出表示反相器输出频率的信号 f_1 ; 电压处理器 502 接受表示上述加速/减速处理器 501 输出的反相器输出频率的信号 f_1 和中性点电压 V_n , 并输出表示反相器输出电压的信号 V_o ; 正弦波 PWM 处理器 503 接受由上述加速/减速处理器 501 求出的输出频率信号 f_1 和表示上述电压处理器 502 输出的反相器输出电压的信号 V_o , 并输出换流控制信号。

图 6 2 是表示上述微计算机 406 的处理的流程图, 下面参照图 6 2 说明微计算机 406 的中断处理 31。中断处理 31 通过图中未示出的计时器每隔 0.1—1 秒发出的中断信号进行处理。

首先, 中断处理一开始, 在步骤 S401 中, 分别输入反相器频率的现在值 f_1 , 中性点电压的现在值 $v_n(i)$, 即由 RMS 转换器 405 求出的积分信号的有效值。然后, 在步骤 S402 中, 用下式算出反相器输出电压 $v_o(i)$

$$v_o(i) = v_o(i-1) - \text{sgn}\{v_o(i-1) - v_o(i-2)\} \cdot \text{sgn}\{v_n(i) - v_n(i-1)\} \cdot \Delta V$$

$$\text{sgn}(x): X > 0 \text{ 时 } +1, X < 0 \text{ 时 } -1$$

接着, 在步骤 S403 中, 判断反相器输出电压的最小值 $v_{omin}(f_1)$ 是否比反相器输出电压 $v_o(i)$ 大, 若判断出反相器输出电压的最小值 $v_{omin}(f_1)$ 比反相器输出电压 $v_o(i)$ 大, 就进入步骤 S406, 使反相器输出电压 $v_o(i)$ 成为反相器输出电压的最小值 $v_{omin}(f_1)$ 后, 进入步骤 S404。另一方面, 在步骤 S403 中, 若判断出反相器输出电压的最小值 $v_{omin}(f_1)$ 小于反相器输出电压 $v_o(i)$, 就进入步骤 S404。即如图 6 3 所示, 反相器输出电压的最小值 v_{omin} 与反相器频率 f_1 近似于正比关系, 在步骤 S402 中求出

的反相器输出电压 $v_o(i)$ 不会小于最小值 v_{omin} 。

然后,在步骤 S 4 0 4 中,存储采样前的值。即,将上述反相器输出电压 $v_o(i)$ 代入上述反相器输出电压 $v_o(i-1)$,将中性点电压的现在值 $V_n(i)$ 代入中性点电压 $V_n(i-1)$ 。

在步骤 S 4 0 5 中输出反相器输出电压 $v_o(i)$,并结束中断处理 3 1。

而且,如图 6 4 所示,如果

$$v_o(i-1) - v_o(i-2) > 0$$

$$v_n(i) - v_n(i-1) < 0$$

则反相器输出电压 $v_o(i)$ 成为

$$v_o(i) = v_o(i-1) + \Delta V,$$

$$\text{另外若 } v_o(i-1) - v_o(i-2) > 0$$

$$v_n(i) - v_n(i-1) > 0$$

则反相器输出电压 $v_o(i)$ 成为

$$v_o(i) = v_o(i-1) - \Delta V$$

即,调整反相器输出电压 v_o 就可使中性点电压 v_n 为最小,调整反相器输出电压 v_o 便可得到目标值即最小中性点电压 V_n 。

图 6 5 表示经实验得到反相器频率 f_1 为 3 0 H z、转矩为 1 0、1 5、2 0 kgfcm 时的相对于反相器输出线间电压 v_o 的 AC 电机的效率 η 和中性点电压有效值 V_n 的特性。由本实验结果可知,在 AC 电机的效率 η 的最大效率点处,与之分别对应的中性点电压的特性曲线基本示出了最小值。因此,根据反相器频率 f_1 和中性点的现在值 $v_n(i)$,通过调整反相器输出电压 $v_o(i)$ 使中性点电压 v_n 在规定的每个中断周期成为最小,就能够使 AC 电机以最大效率运转。

在上述第四实施例—第八实施例中,通过调整反相器输出电压,来控制转速,通过调整反相器输出电压曲线的相位进行使电机以最大效率运转的最佳效率控制;但也可通过调整反相器输出电压来进行最佳效率控制,通过调整反相器输出的电压曲线的相位进行转速控制。

在上述第四实施例—第八实施例中,使用无电刷直流电机,而在第九实施例中,使用的是AC电机,但不限于这些电机,磁阻电机等均可适用于本发明。

在上述第四实施例—第八实施例中,为使积分信号的电平成为峰值效率点时的目标值而调整相位修正角,进行最大效率运转,也可以使电位差信号的电平成为峰值效率点时的目标值。另外也可以利用上述积分信号或电位差信号,设定在任意的效率时的目标值,使电机在任意效率下运转。

在上述第四实施例—第八实施例中,使用相位修正计时器T1、周期测定计时器T2、周期运算部41及时间值运算部42作为相位修正装置,但相位修正装置当然不限于这些装置。

在上述第四实施例—第九实施例中,使用微计算机4(14, 100, 200, 304, 308, 406),也可用逻辑电路代替微计算机。在上述第四实施例—第八实施例中,电枢线圈1a、1b、1c(301a、301b、301c)的电压曲线的切换方式是180度通电方式,但电压曲线的切换不限于180度,也可以是120度至180度的通电方式。

在第四、第五、第六实施例中,使用旋转位置检测器3作为旋转位置检测装置,但该旋转检测装置不限于这种,用其它电路构成也可也。

即,如图 6 6 所示,也可由放大器 IC 2 1 和放大器 IC 2 2 构成,放大器 IC 2 1 以反转输入端子连接电阻电路 2 的中性点电压 V_M ,在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R_{21} ,同时在输出端子和反转输入端子之间并联连接电阻 R_{22} 和电容 C_{21} ;放大器 IC 2 2 以反转输入端子连接上述放大器 IC 2 1 的输出端子,在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R_{23} ,同时在输出端子和非反转输入端子之间连接电阻 R_{24} 。

另外如图 6 7 所示,也可由放大器 IC 3 1、放大器 IC 3 2 和放大器 IC 3 3 构成;放大器 IC 3 1 以反转输入端子连接电阻电路 2 的中性点电压 V_M ,在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R_{31} ,同时在输出端子和反转输入端子之间并联连接电阻 R_{32} ;放大器 IC 3 2 以反转输入端子通过电阻 R_{33} 连接上述放大器 IC 3 1 的输出端子,在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R_{34} ,同时在输出端子和非反转输入端子之间并联连接电阻 R_{35} 和电容 C_{31} ;放大器 IC 3 3 以反转输入端子连接上述放大器 IC 3 2 的输出端子,在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R_{36} ,同时在输出端子和非反转输入端子之间连接电阻 R_{37} 。

另外如图 6 8 所示,在具有定子 1 和电阻电路 2 和反相器 2 0 的无电刷直流电机中,所说定子 1 的电枢线圈 1 a、1 b、1 c 连接成 Y 型、通过旋转磁场使具有多个永久磁铁的转子旋转的定子;所说电阻电路 2 与上述电枢线圈 1 a、1 b、1 c 并联连接、并将电阻 2 a、2 b、2 c 连接成 Y 型,所说反相器 2 0 由分别连接直流电源 9 正极的 3 个三极管 2 0 a、2 0 b、2 0 c 和分别连接直流电源 9 负极的 3 个三极管 2 0 d、2 0 e、2 0 f 所构成、并将

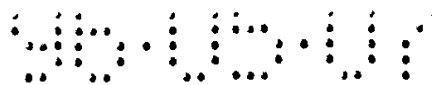
三极管 20 d、20 e、20 f 的发射极连接接地端；也可以由放大器 IC₄₁、放大器 IC₄₂ 和放大器 IC₄₃ 构成；在放大器 IC₄₁ 中，电枢线圈 1 a、1 b、1 c 的中性点电压 V_N 通过电阻 R₄₁ 连接非反转输入端子，电阻 2 a、2 b、2 c 的中性点的电压 V_M 连接非反转输入端子，同时，在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R₄₂，在输出端子和反转输入端子之间连接电阻 R₄₃，放大器 IC₄₂ 以反转输入端子通过电阻 R₄₄ 连接上述放大器 IC₄₁ 的输出端子，在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R₄₅，同时在输出端子和非反转输入端子之间并联连接电阻 R₄₆ 和电容 C₄₁；放大器 IC₄₃ 以反转输入端子连接上述放大器 IC₄₂ 的输出端子，在非反转输入端子和接地端 GND 之间连接电阻 R₄₇，同时在输出端子和非反转输入端子之间连接电阻 R₄₈。

在上述实施例 6 中，虽然将积分信号 $\int V_{MN} dt$ 进行 A/D 变换，但也可以对电位差信号或平滑电位差信号后的信号或者平滑积分信号 $\int V_{MN} dt$ 的信号进行 A/D 转换，然后利用该经 A/D 转换的信号电平判断。

在上述第四实施例中，将电平检测信号的计数定为 5 次，在上述第八实施例中，将电平检测信号的计数定为 3 次，也可以是其它合适的次数。

在上述第四实施例中，使用上述旋转位置检测器 3 的积分器 2 作为积分装置，但积分装置也可以使用与旋转位置检测器的积分器不同的结构。

在上述第四—第六实施例中，通过作为旋转位置检测装置的旋转位置检测器 3 检测转子 10 的旋转位置，在上述第四实施例、第



五实施例中,利用霍尔元件 3 1 2 a、3 1 2 b、3 1 2 c 和旋转位置检测器 3 1 3 检测转子 3 1 0 的旋转位置,但旋转位置检测装置不限这种结构。例如,如图 6 9 所示,也可以具有与电机 6 0 0 的转子 6 0 1 的轴连接的回转编码器 6 0 2 和接受表示来自上述回转编码器 6 0 2 的旋转位置的信号,并输出位置信号的接口 6 0 3。

本发明所开创的无电刷直流电机的电机装置以及电机的控制方法适用于反相空调器等的空调机、洗衣机、吸尘器等家用电器。

说明书附图

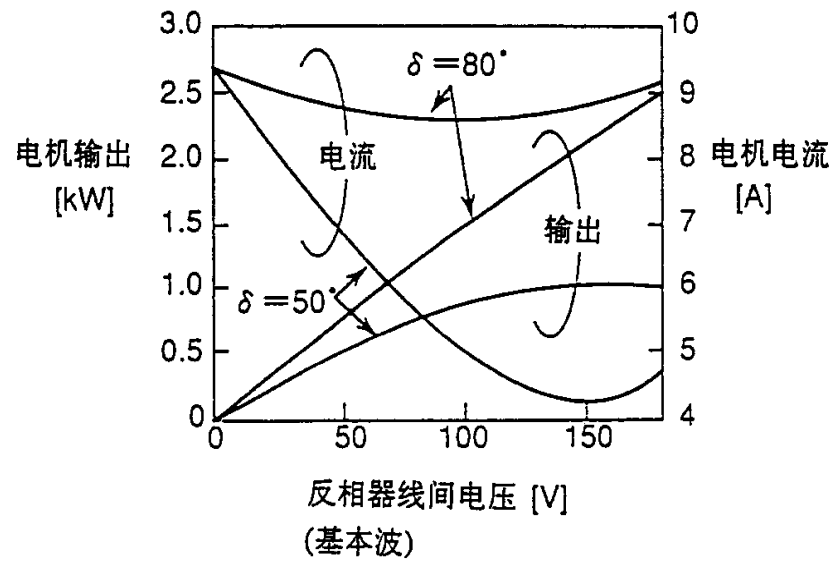


图 1

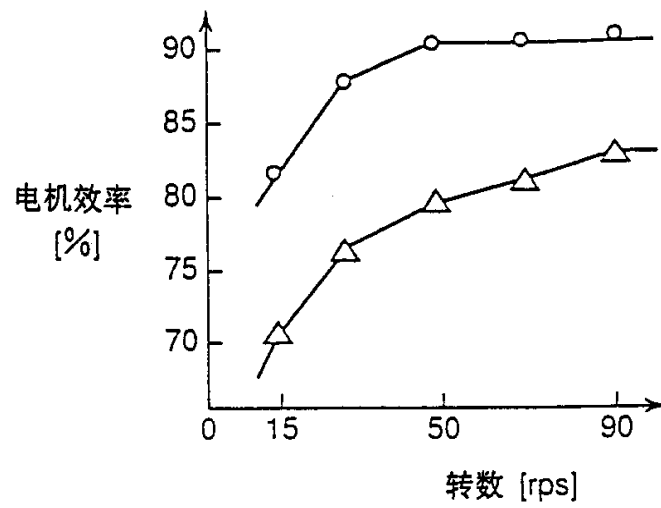


图 2

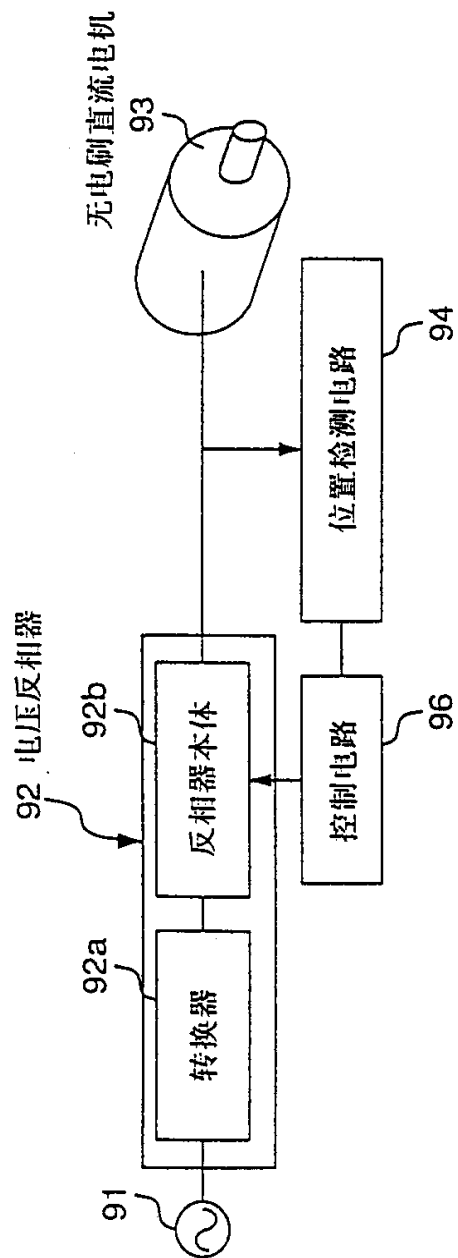
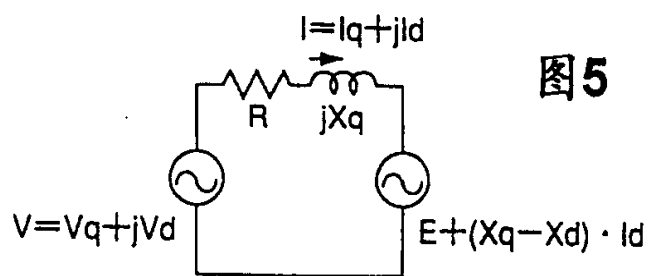
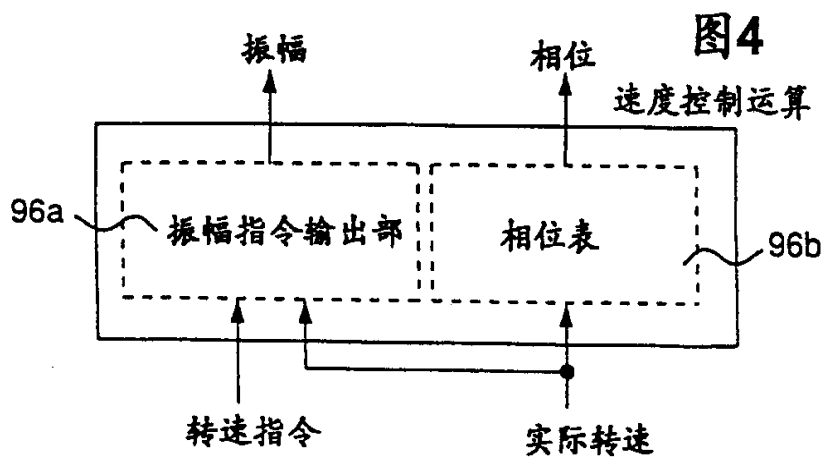


图 3



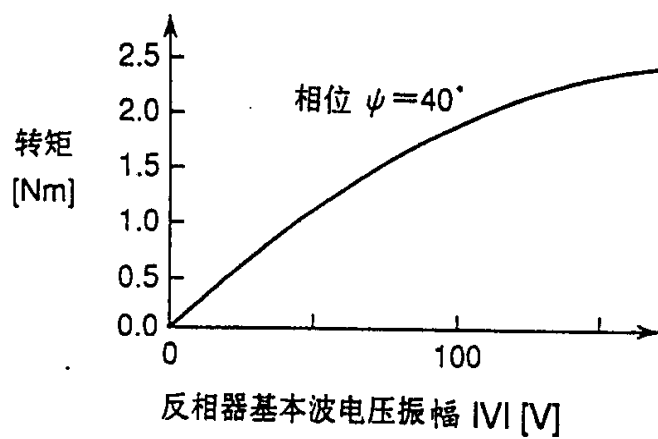


图 6A

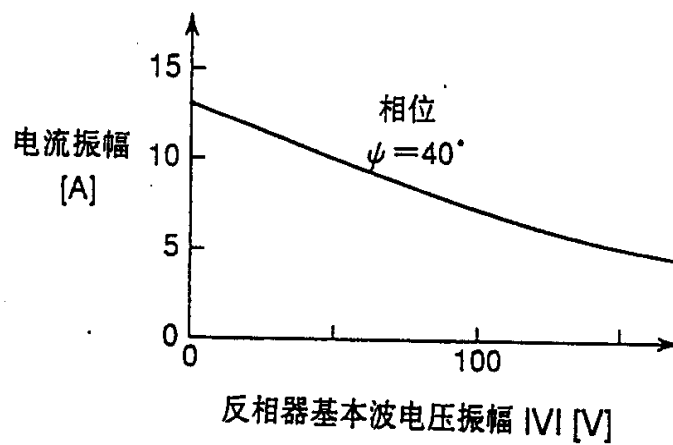


图 6B

图7

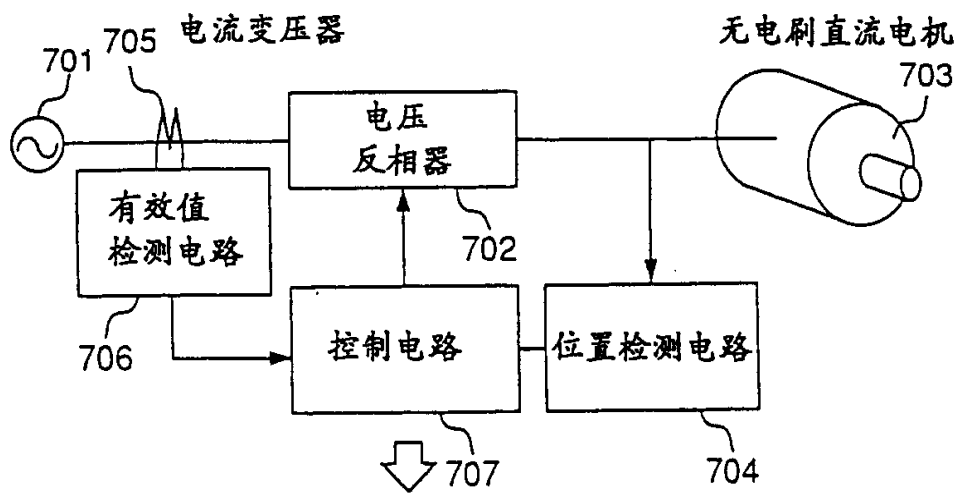


图8

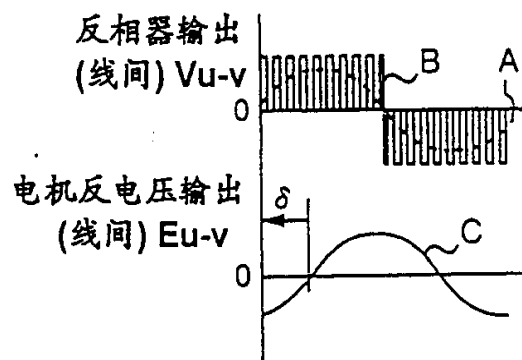


图9

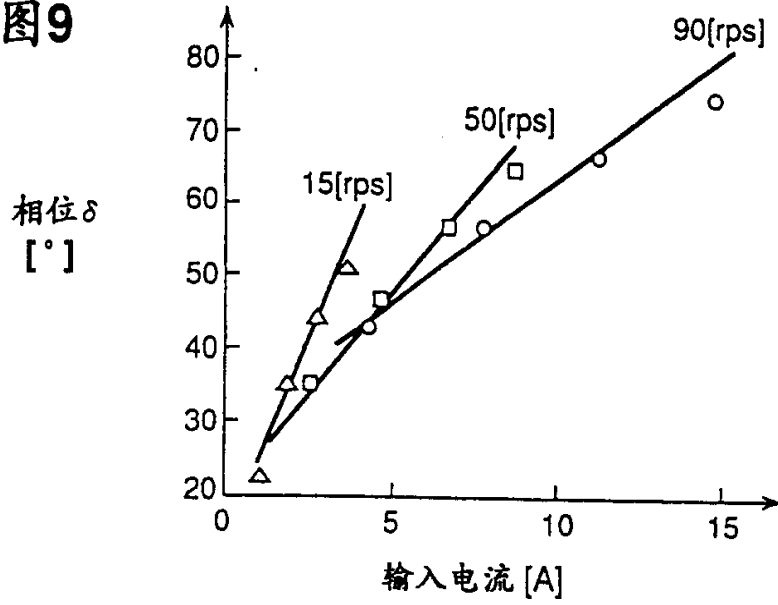
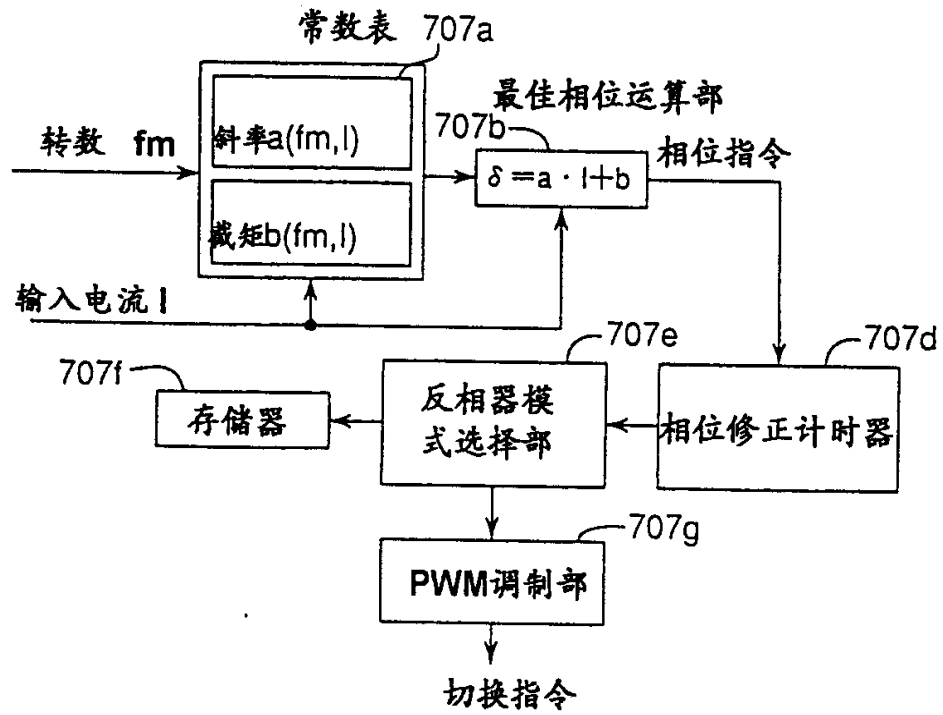


图10



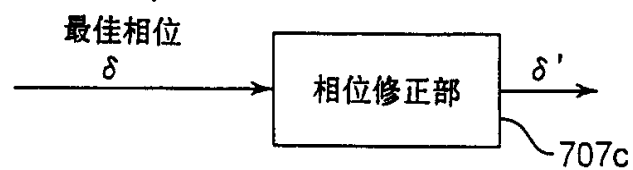


图11

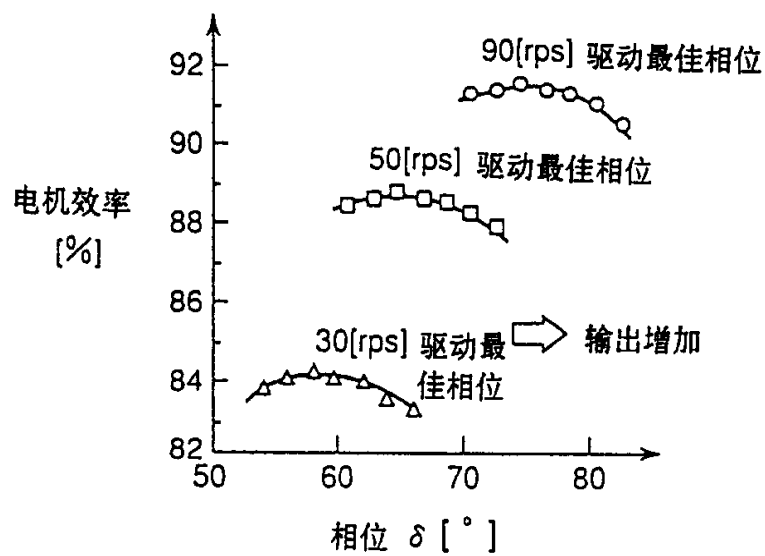


图12

图13

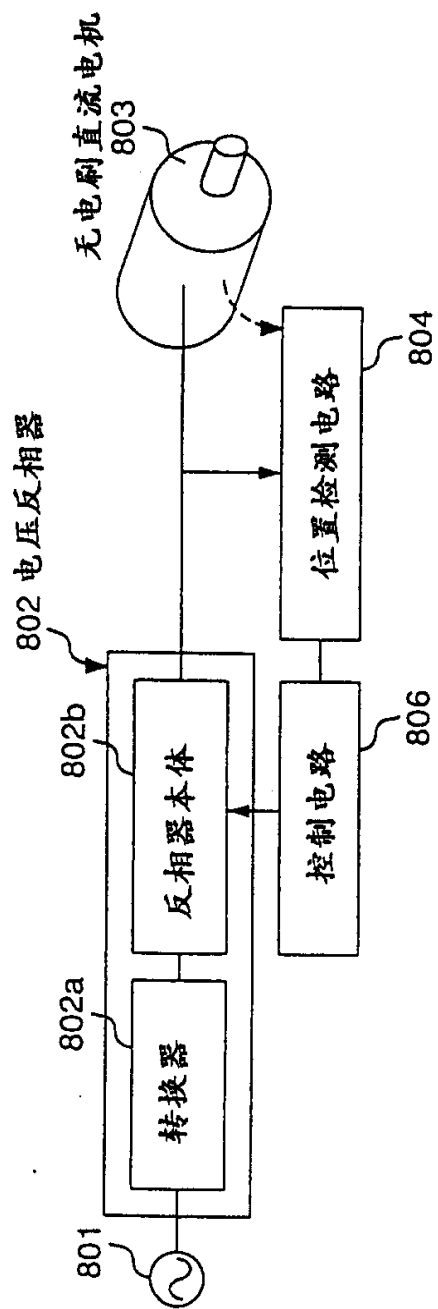


图14

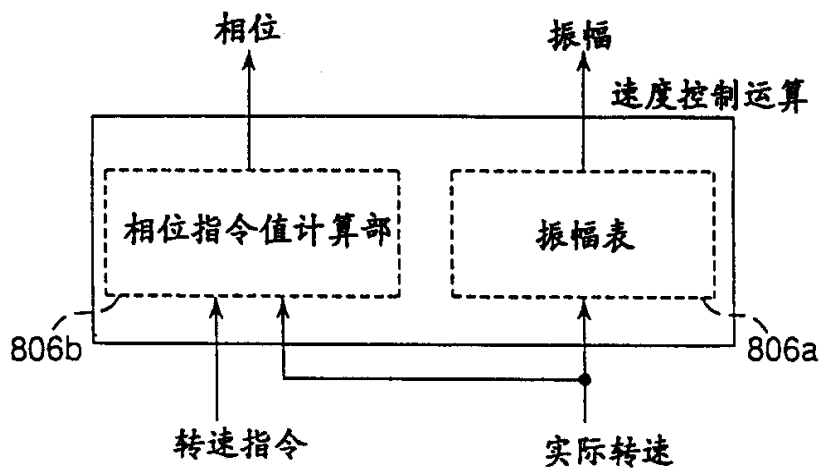


图15A

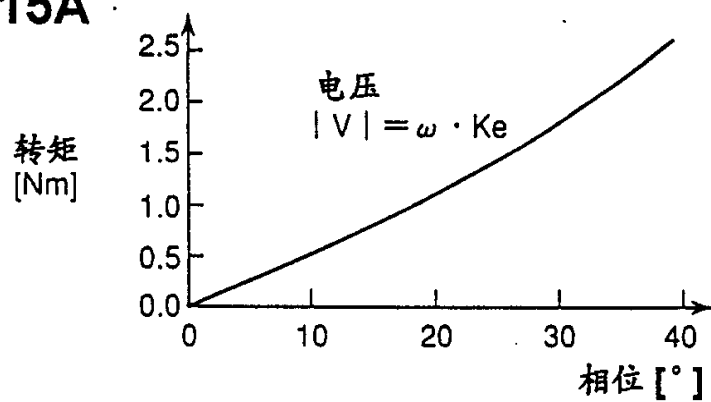
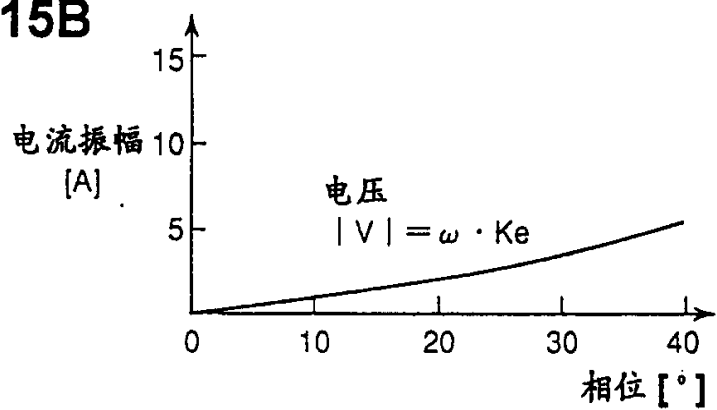


图15B



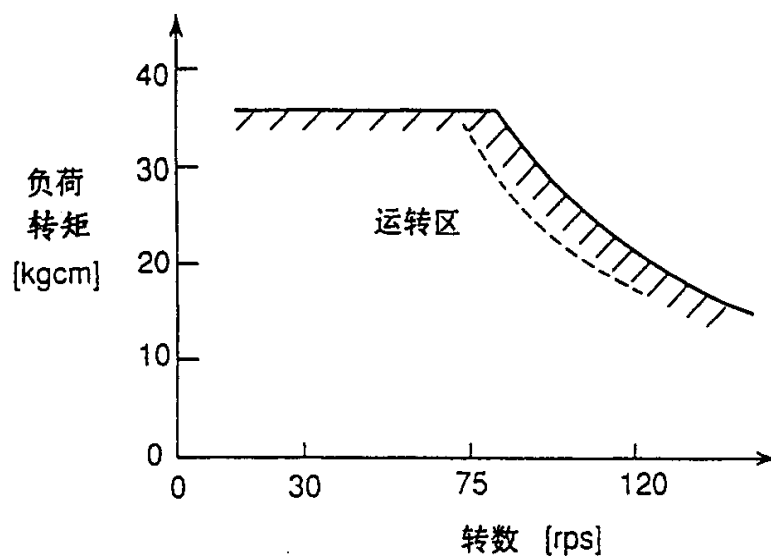


图 16

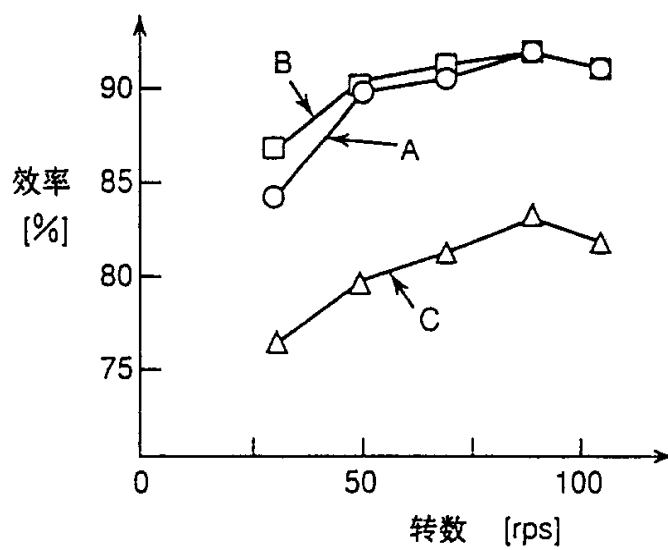


图 17

图18

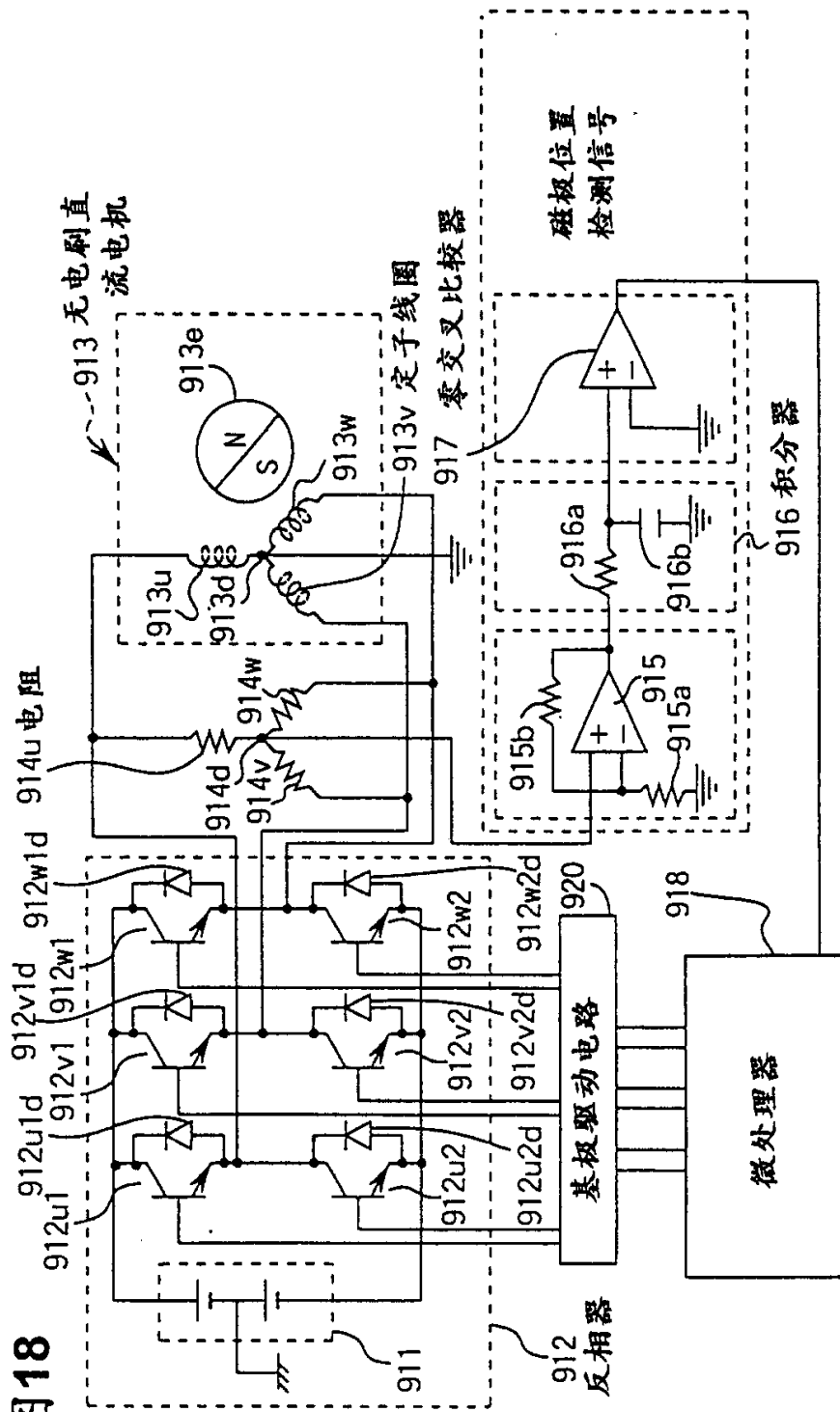


图19

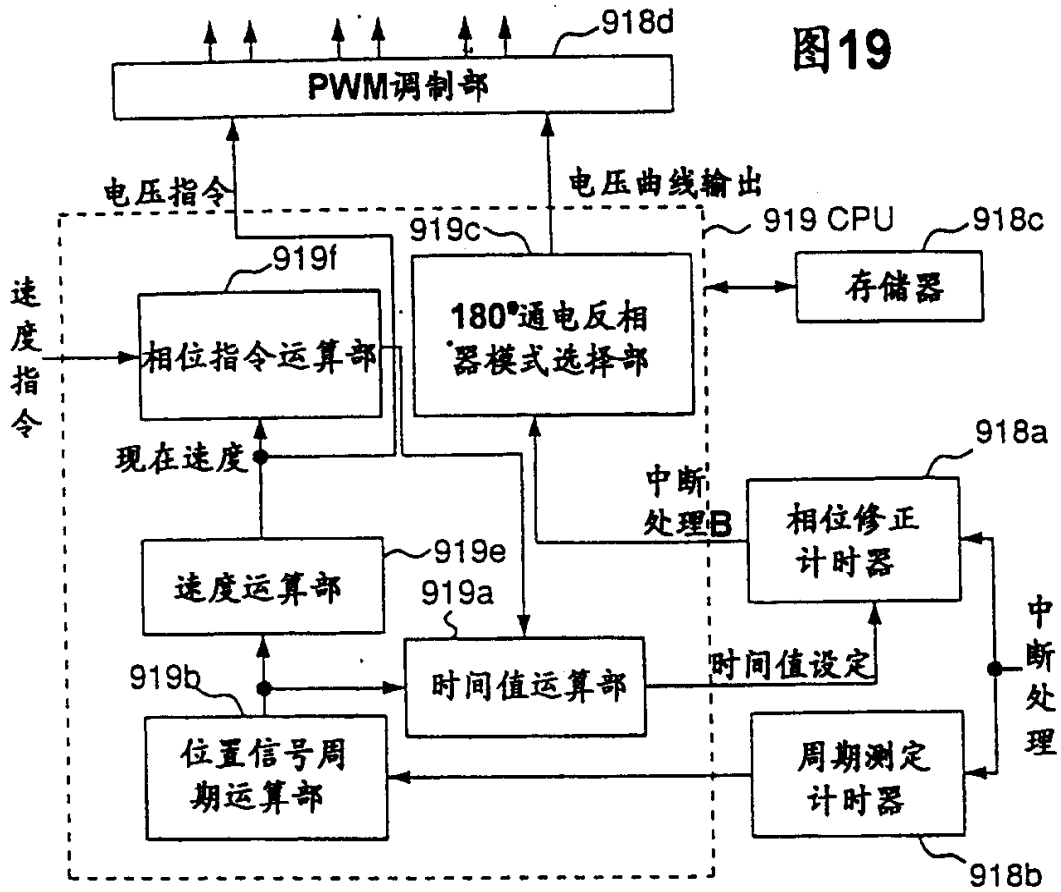
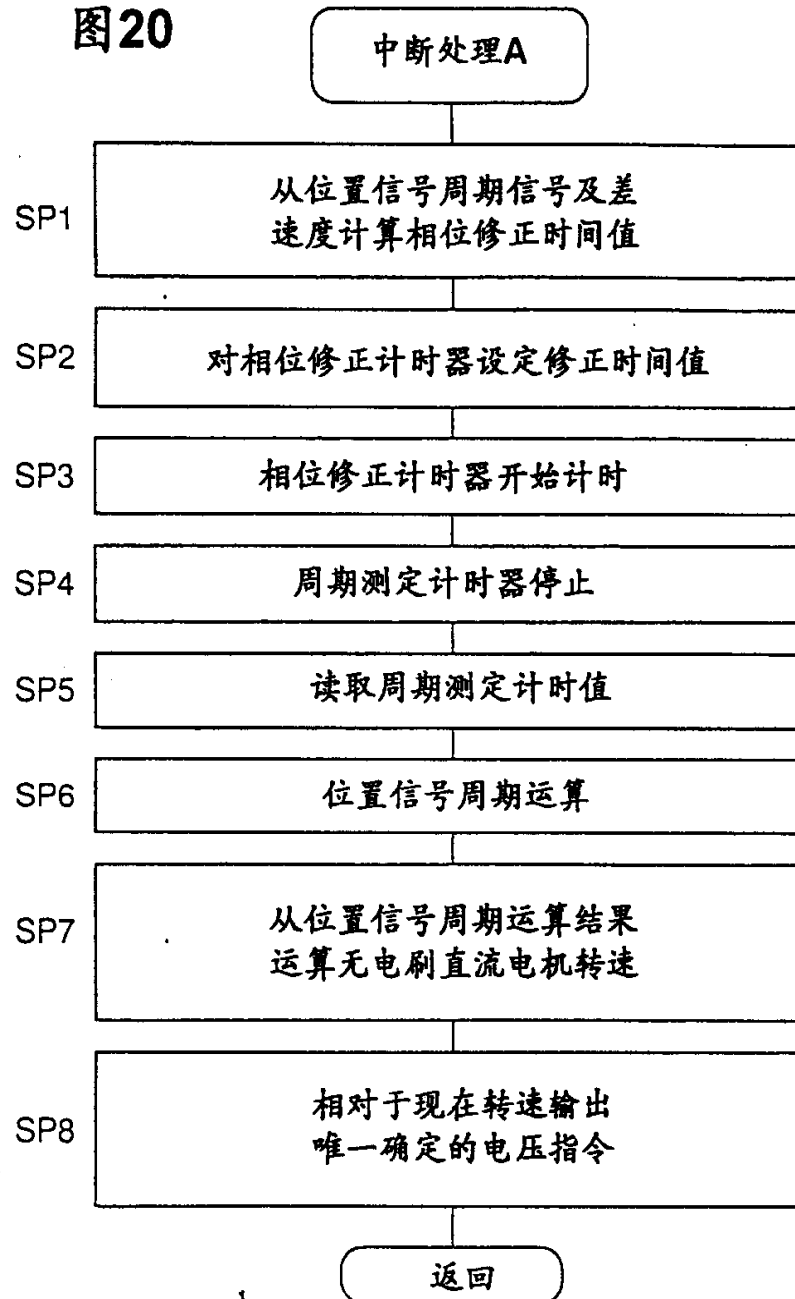


图20



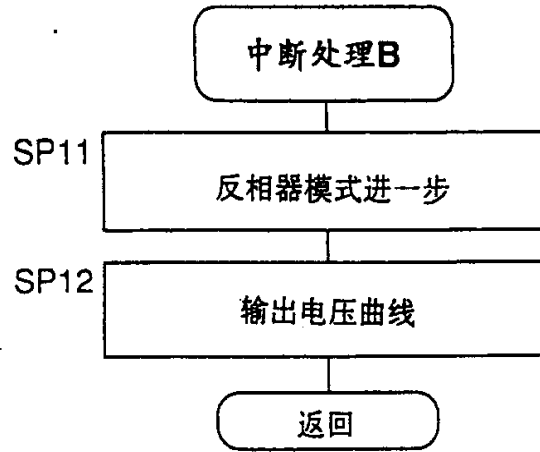
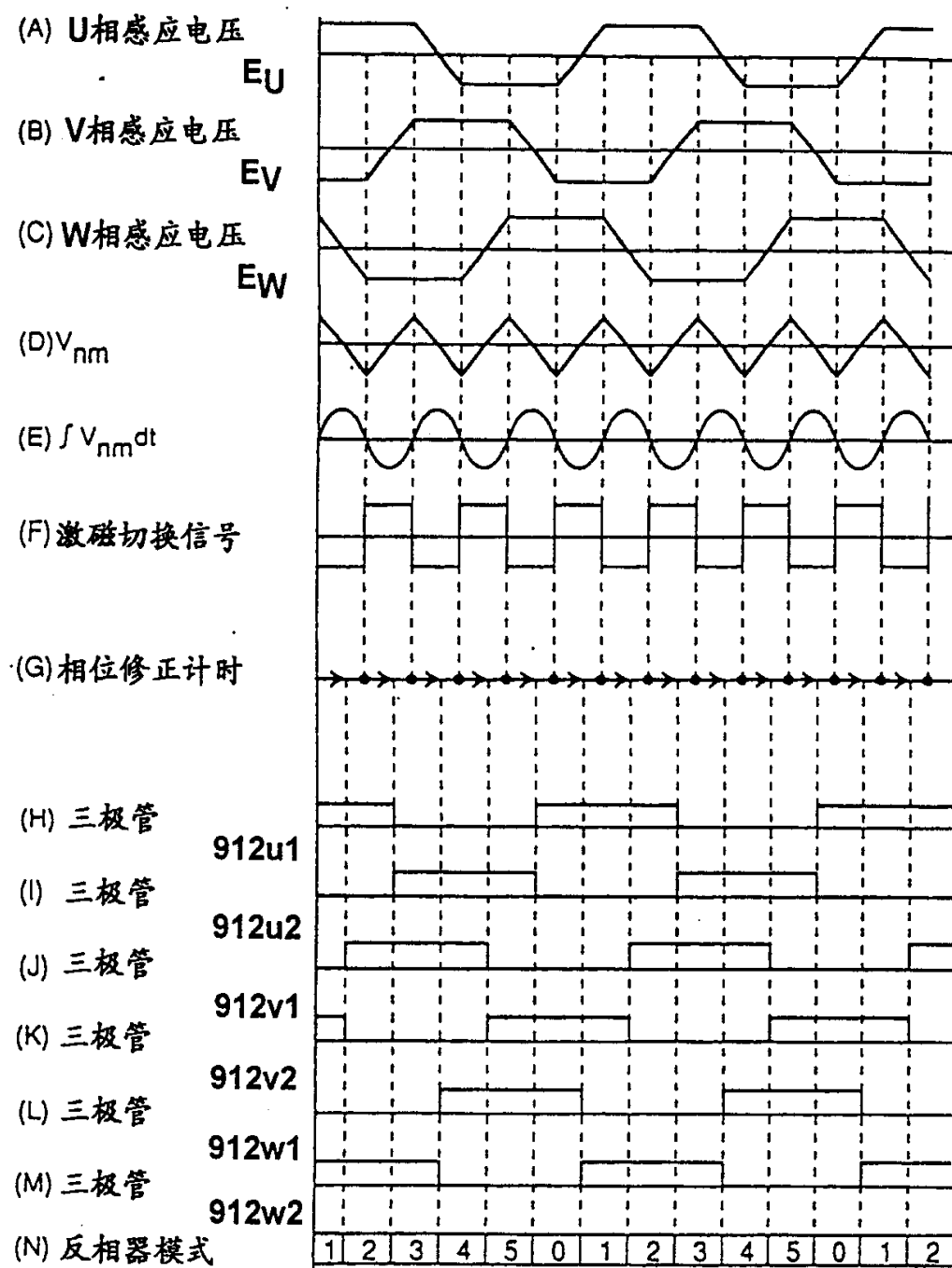


图 21

图22



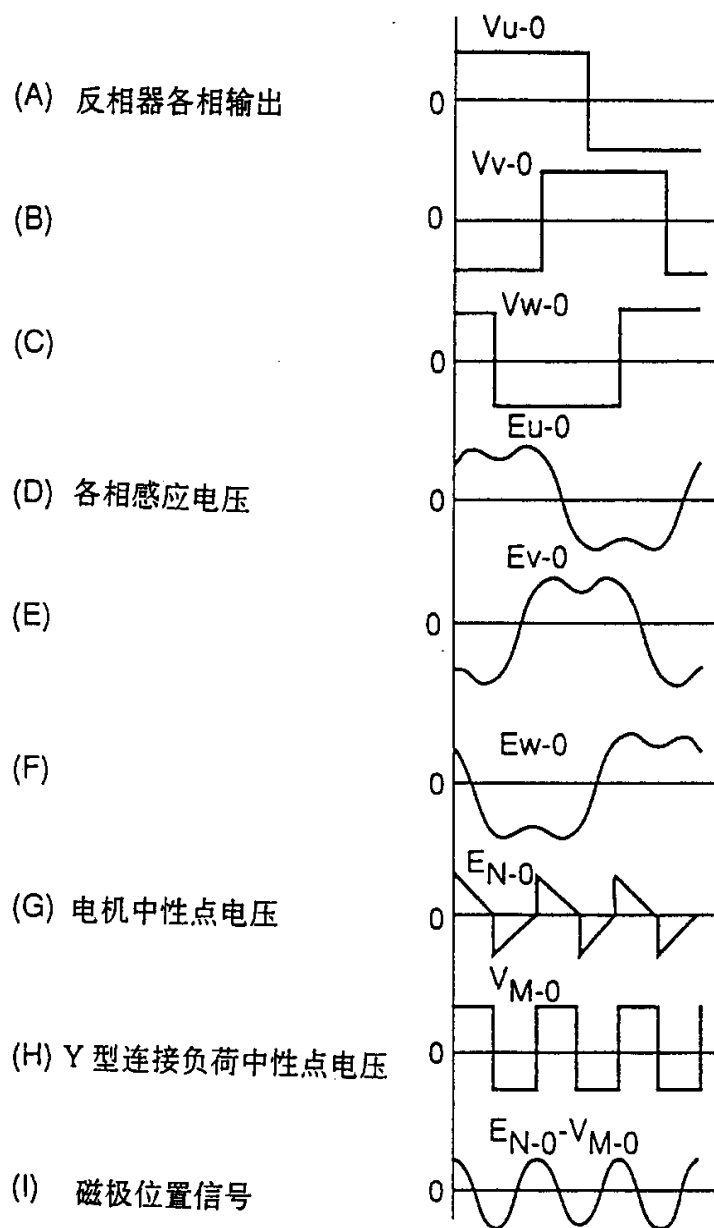


图 23

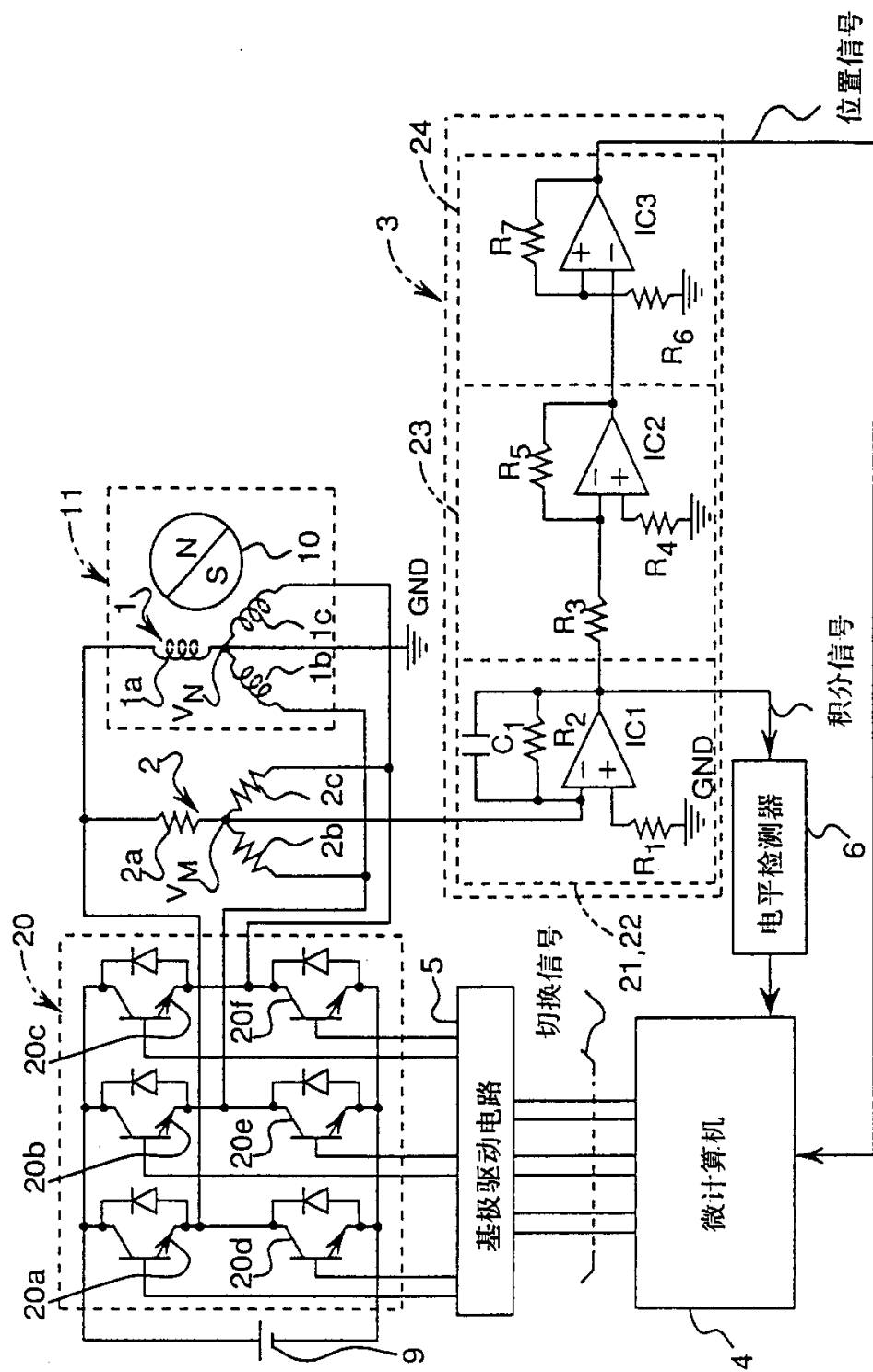


图 24

95.05.07

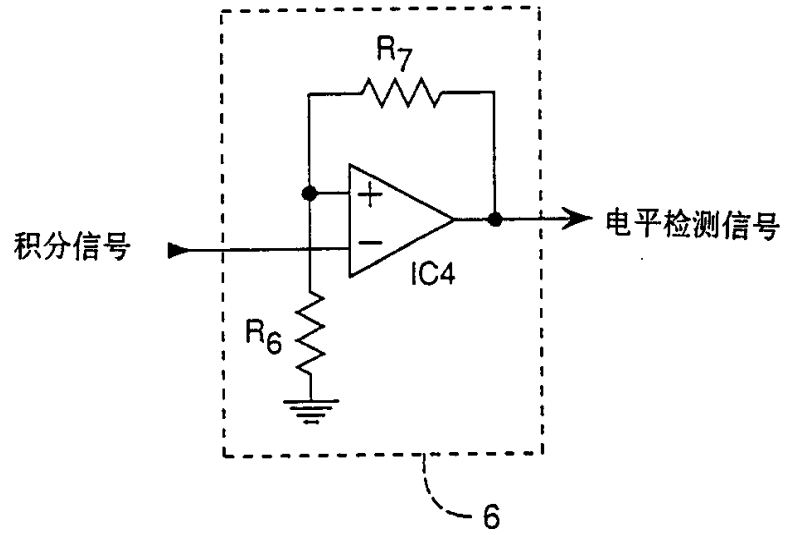
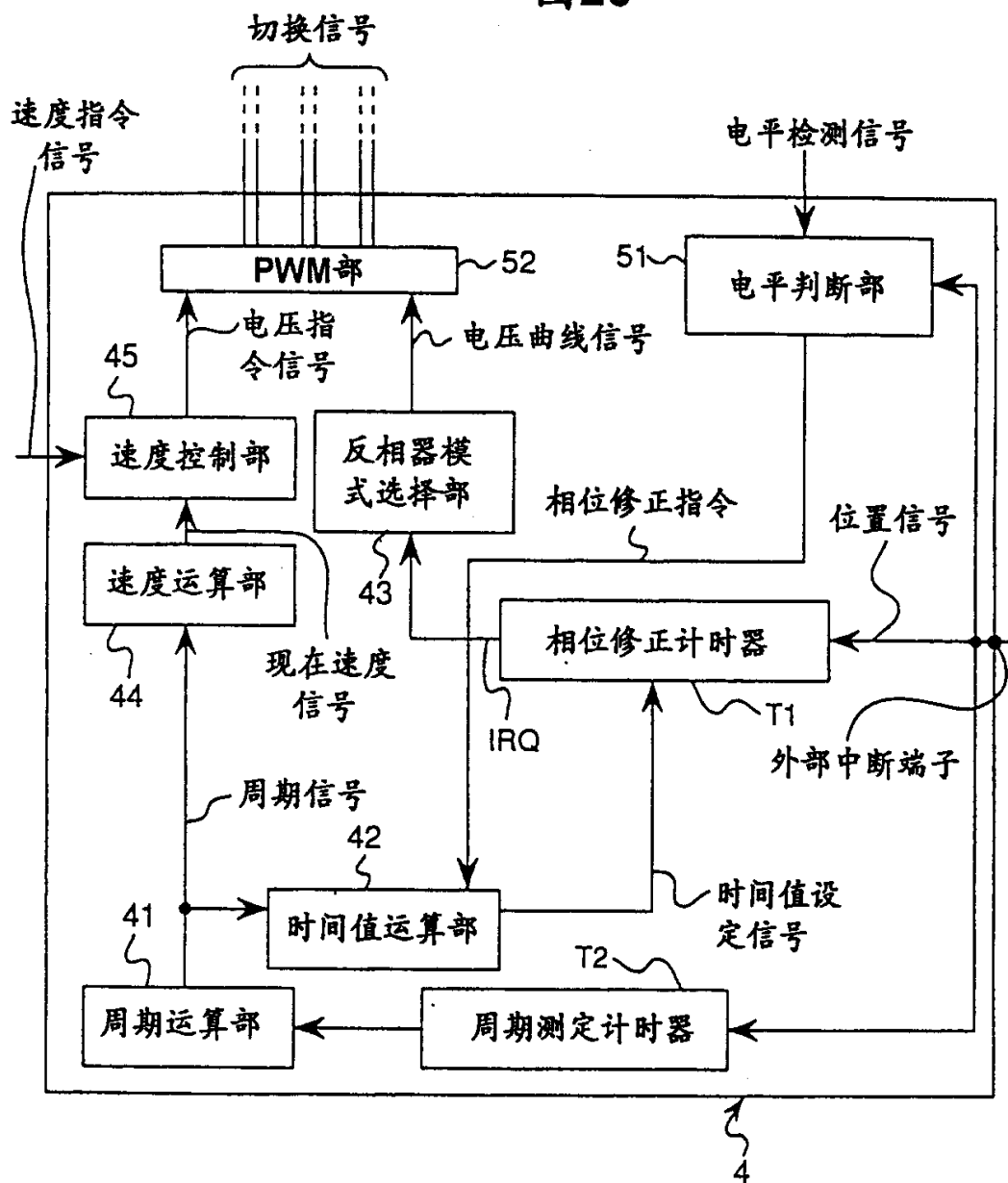


图 25

图26



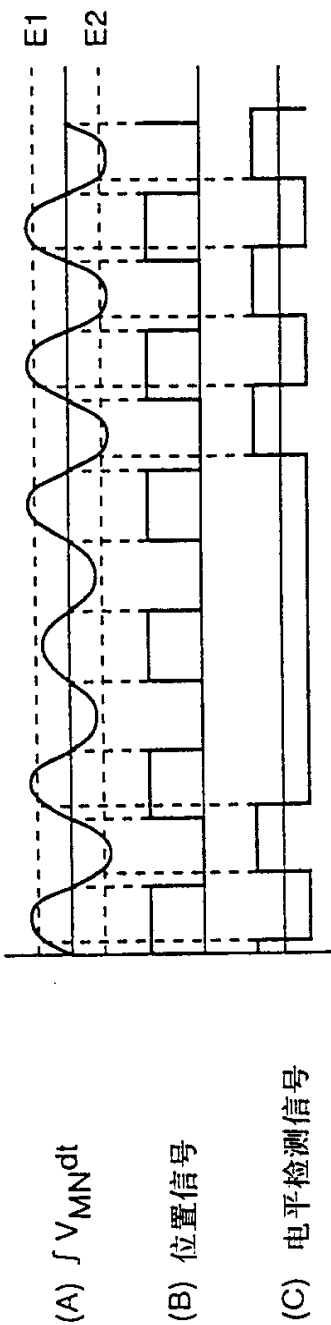


图 27

图28

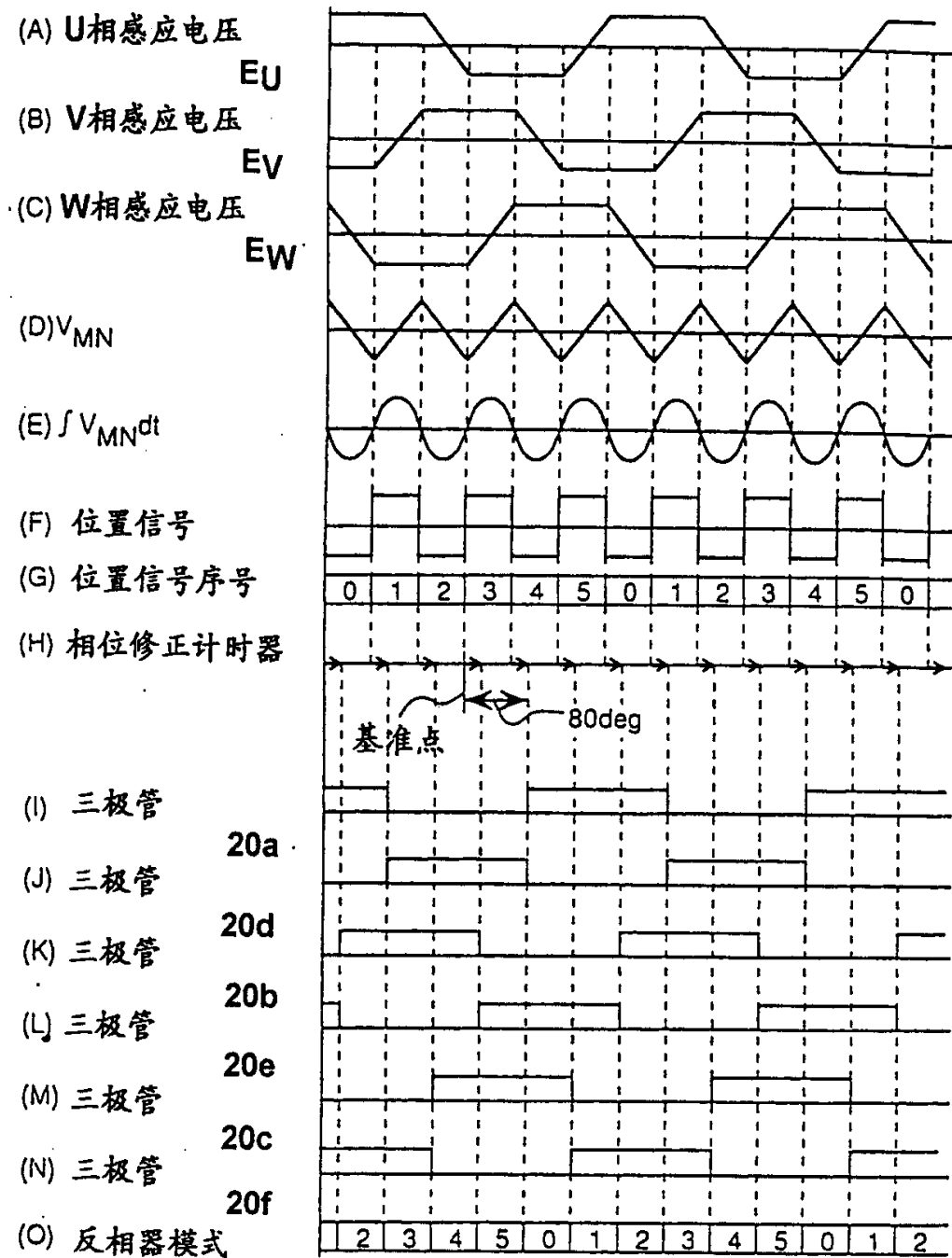


图29

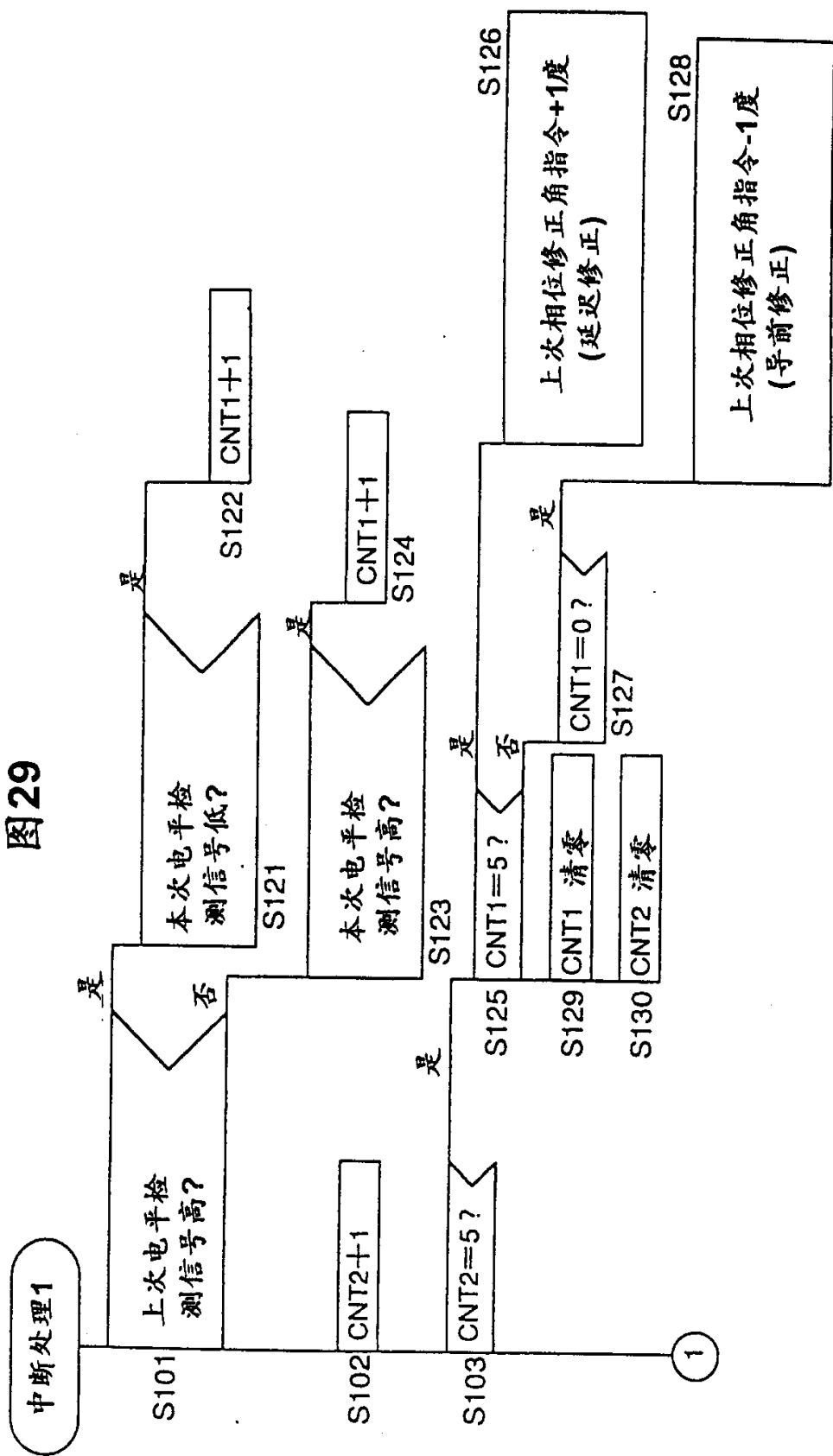
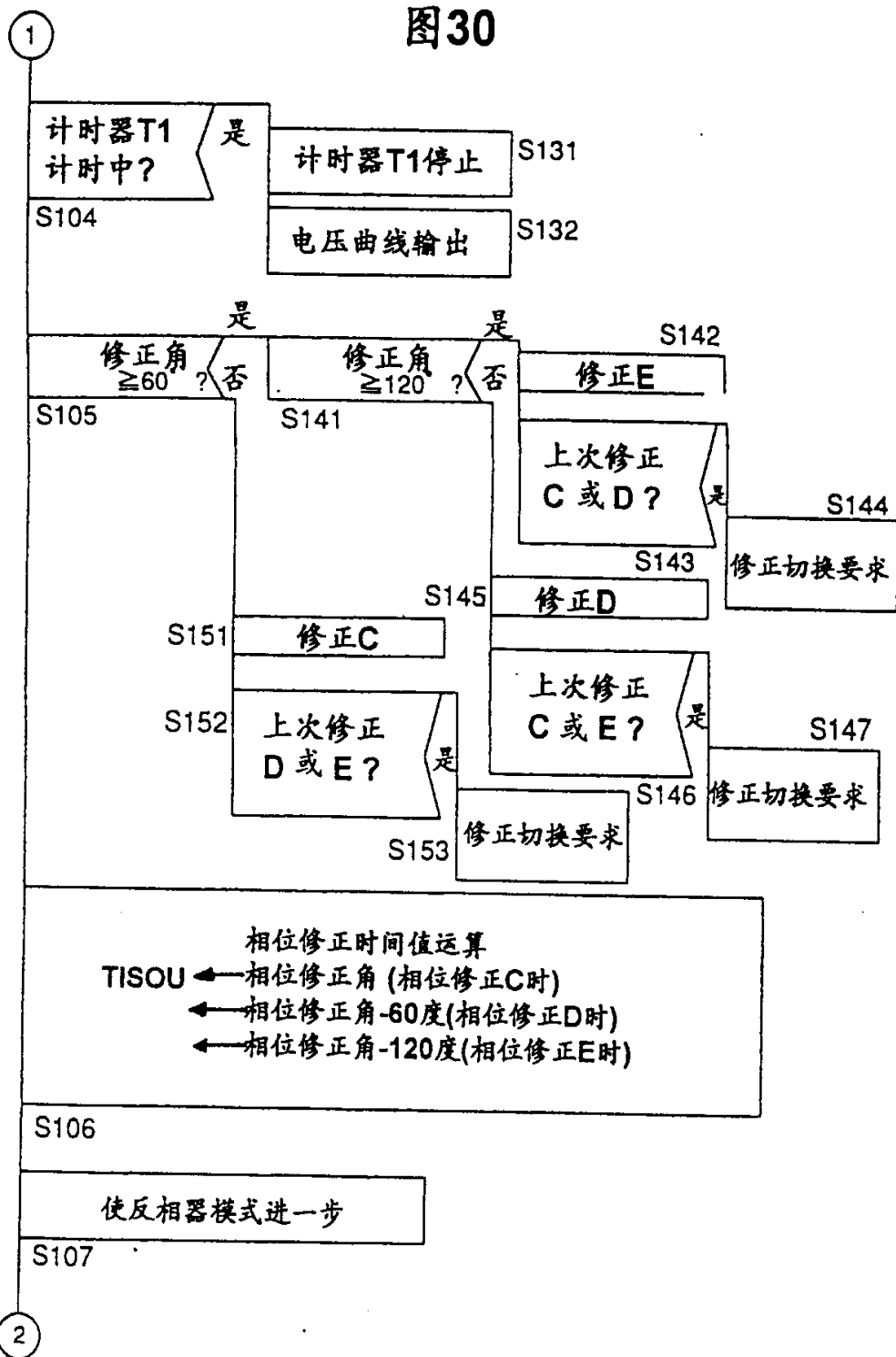


图30



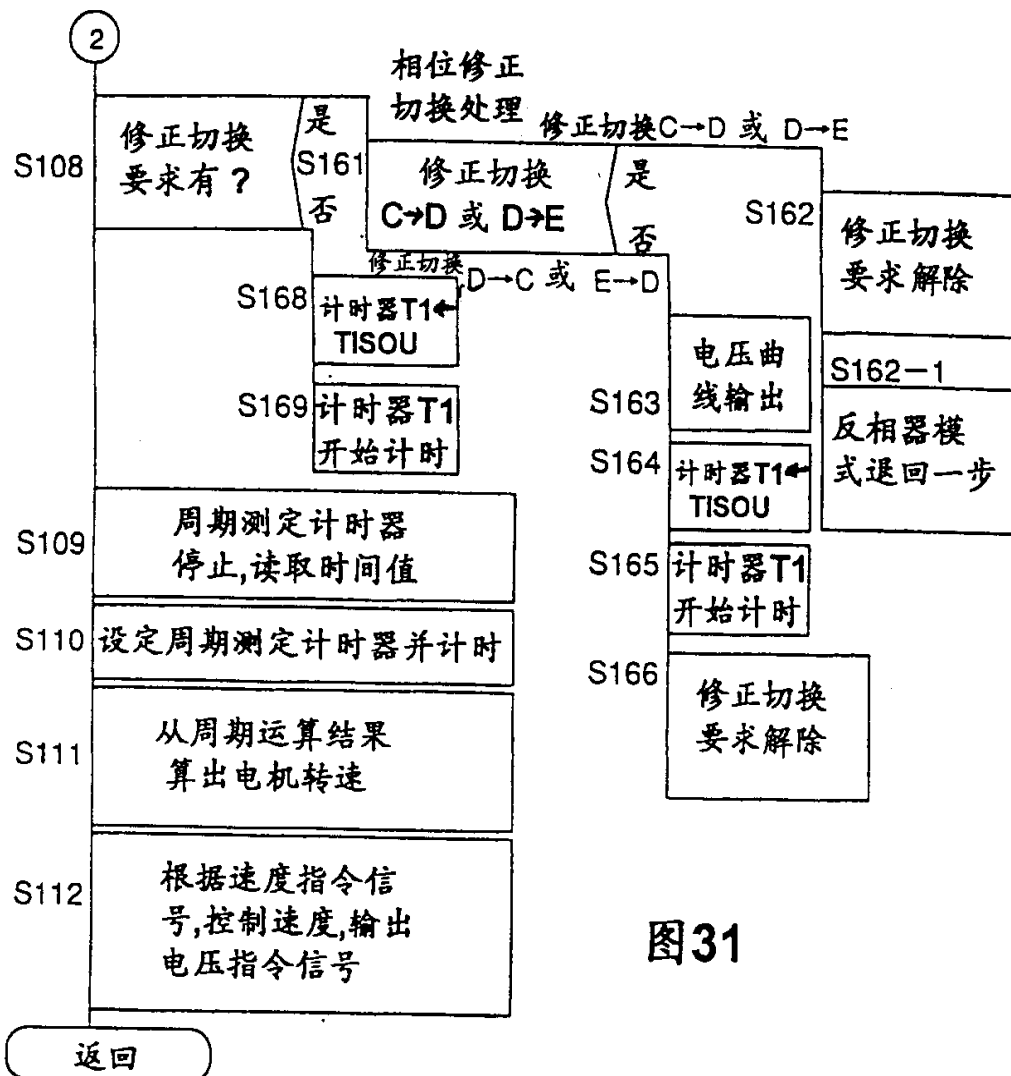
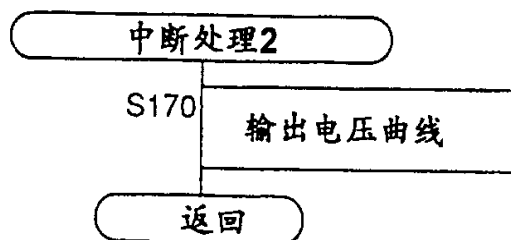


图31

图32



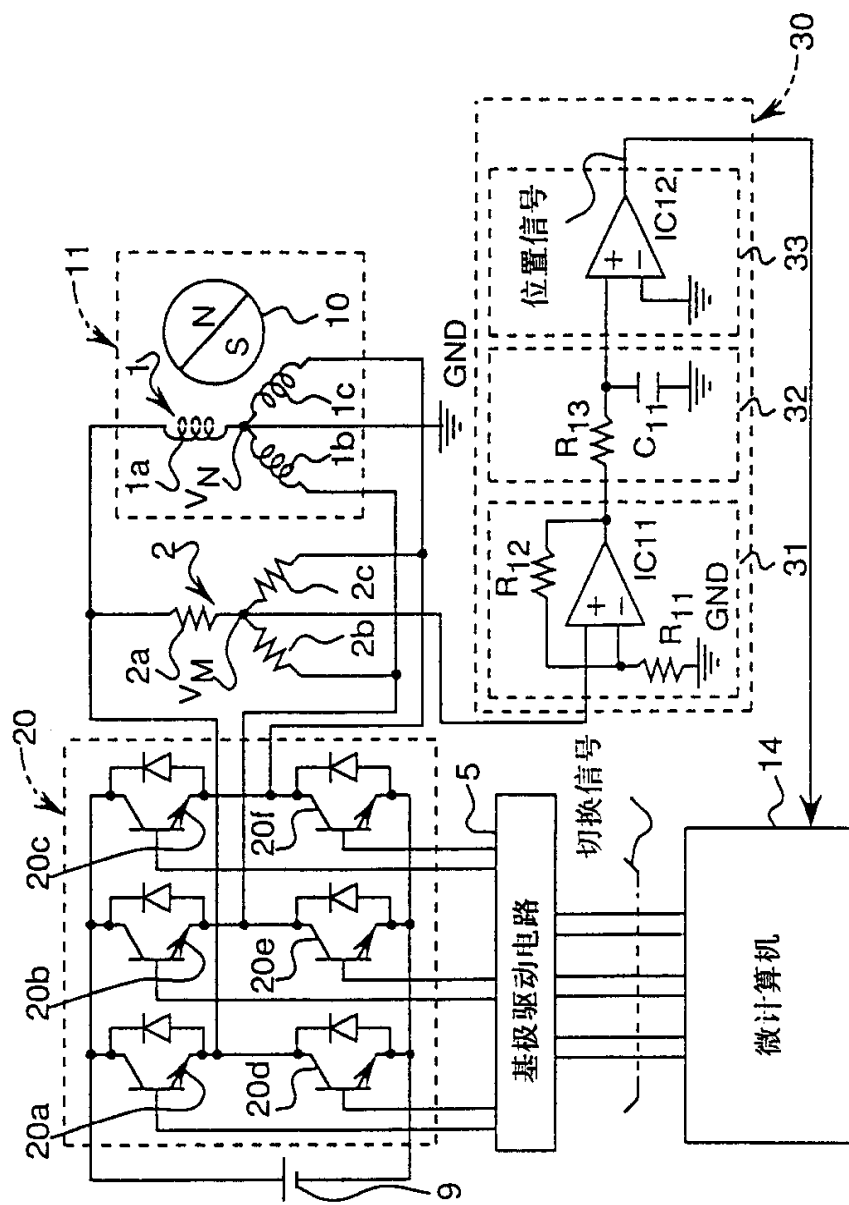


图 33

图34

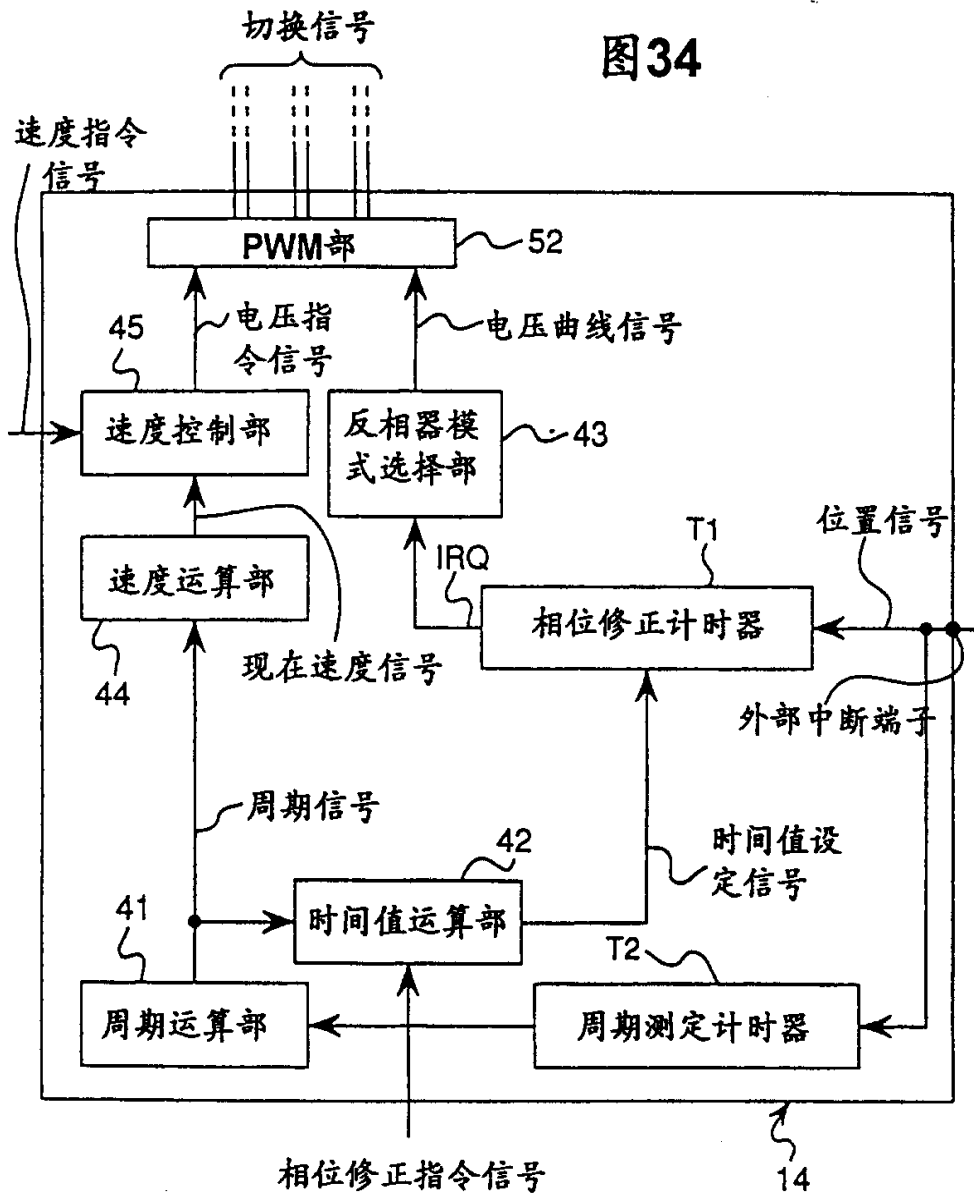


图35

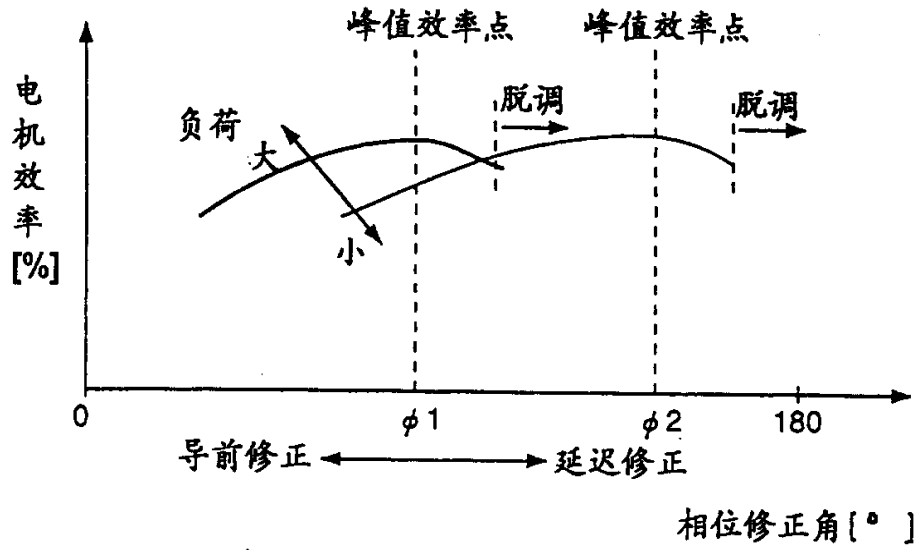
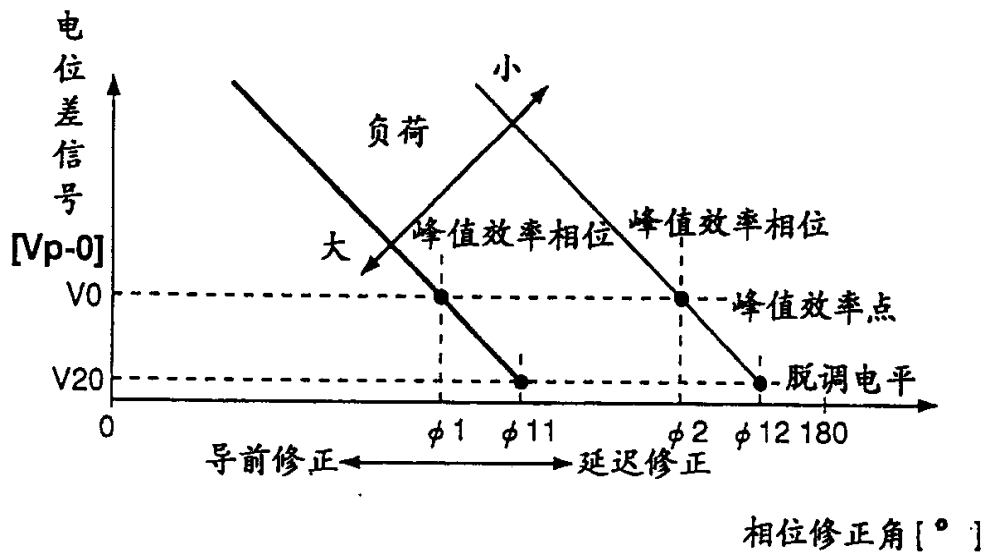


图36



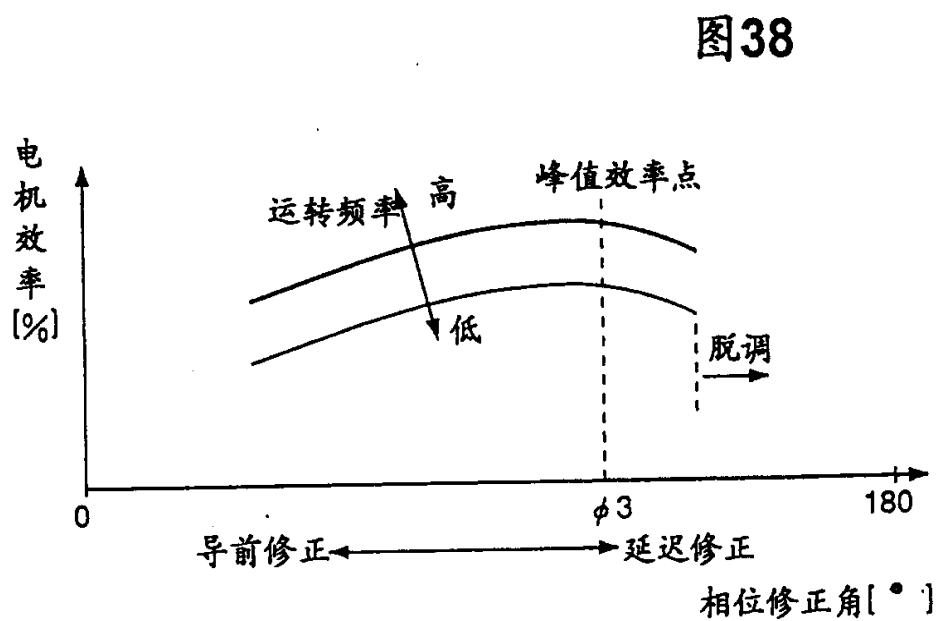
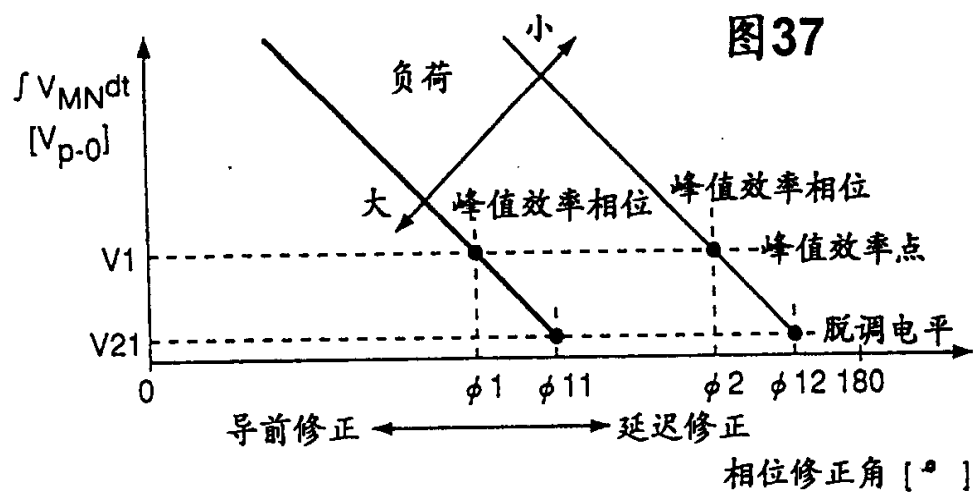


图39

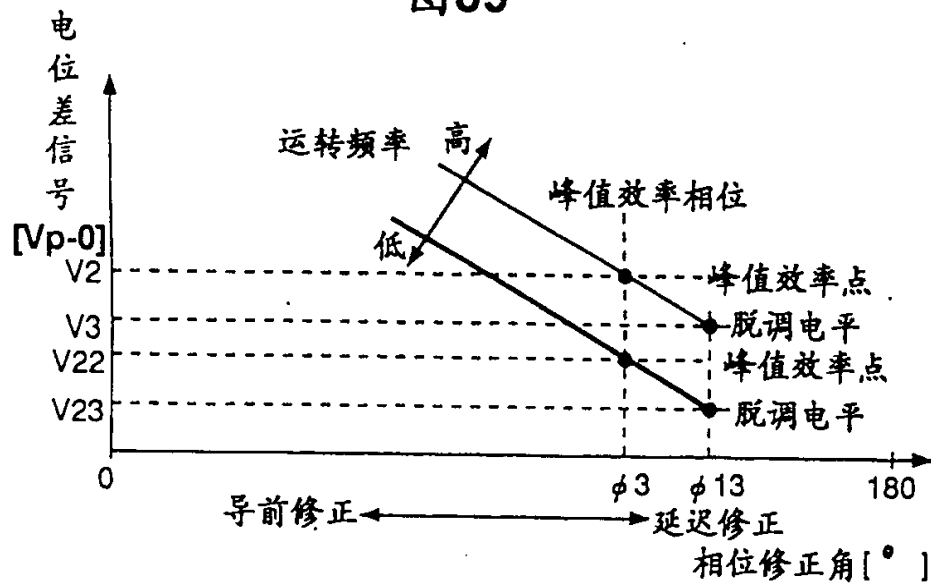
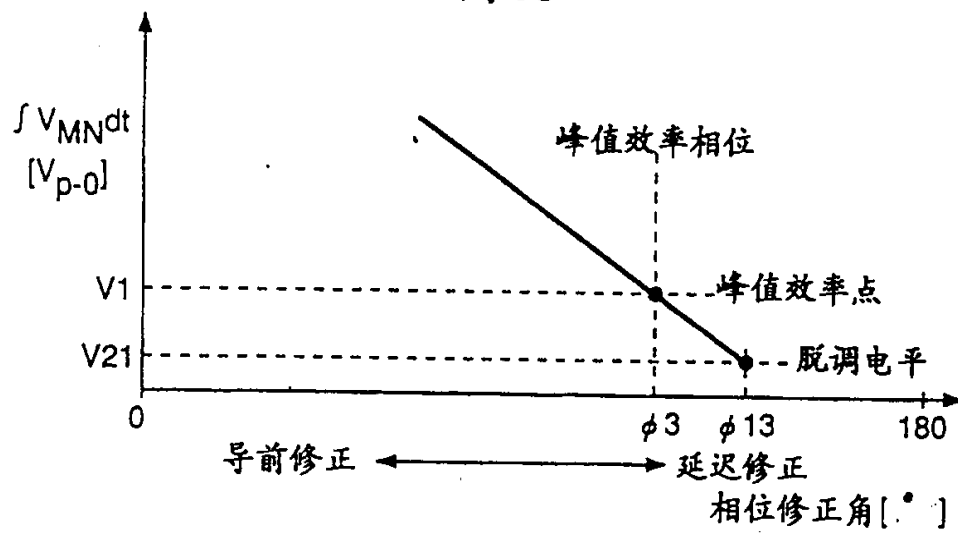


图40



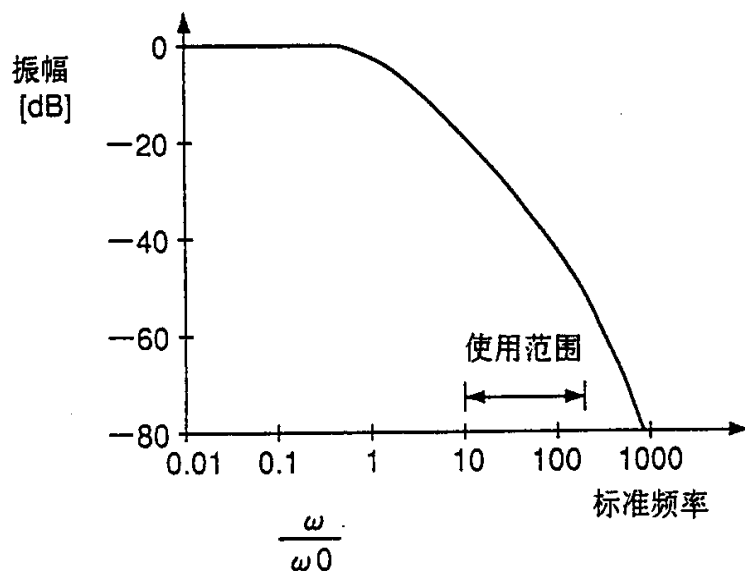


图 41

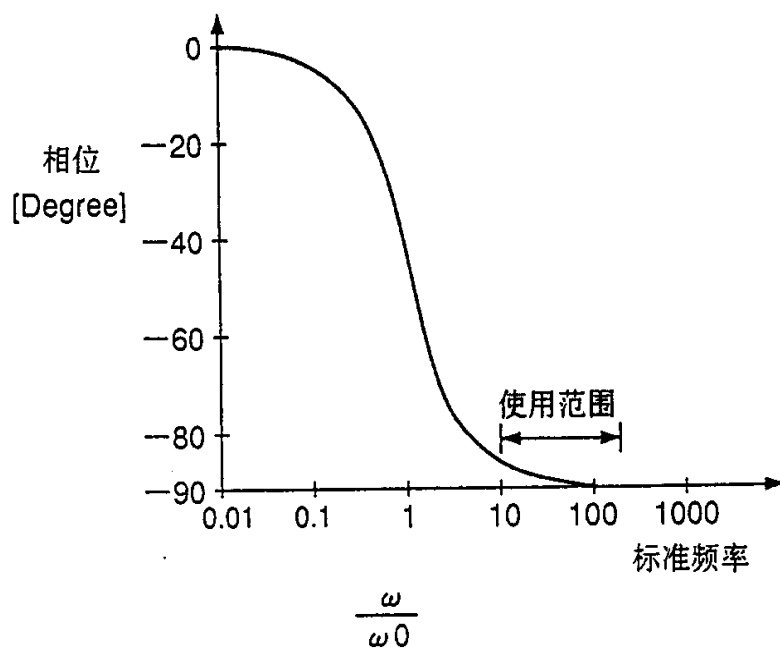


图 42

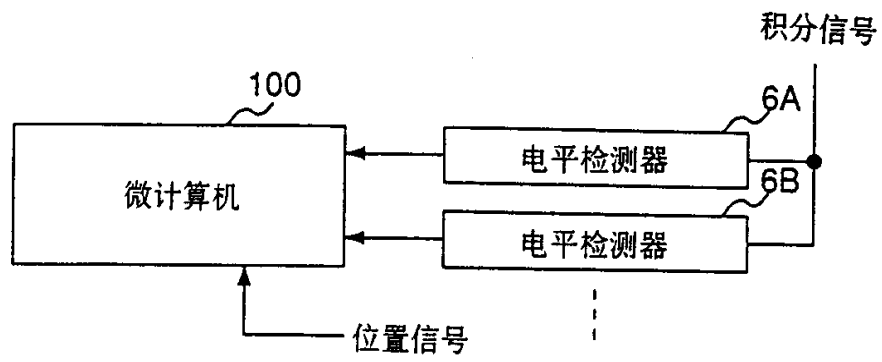


图 43

00000000

图44

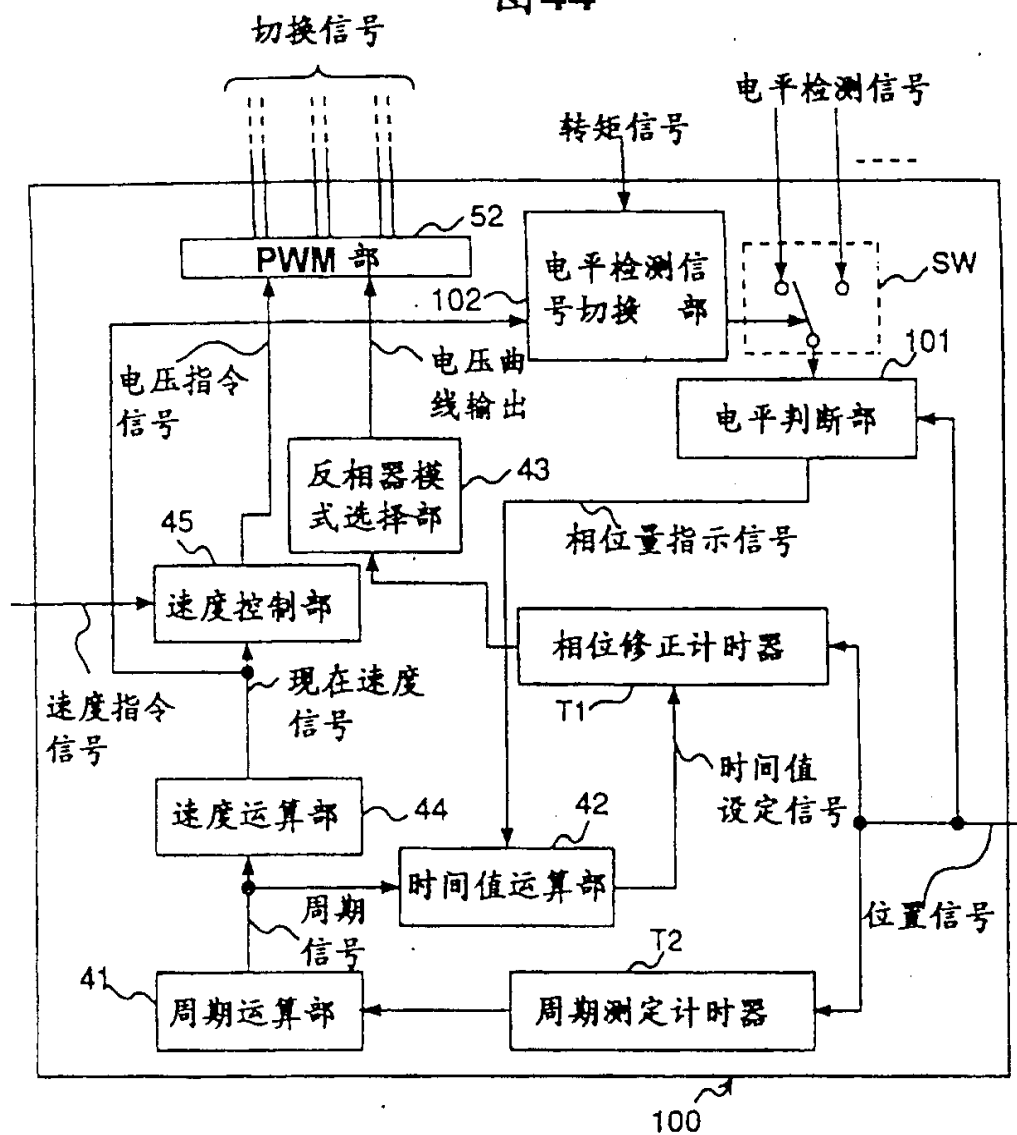


图45

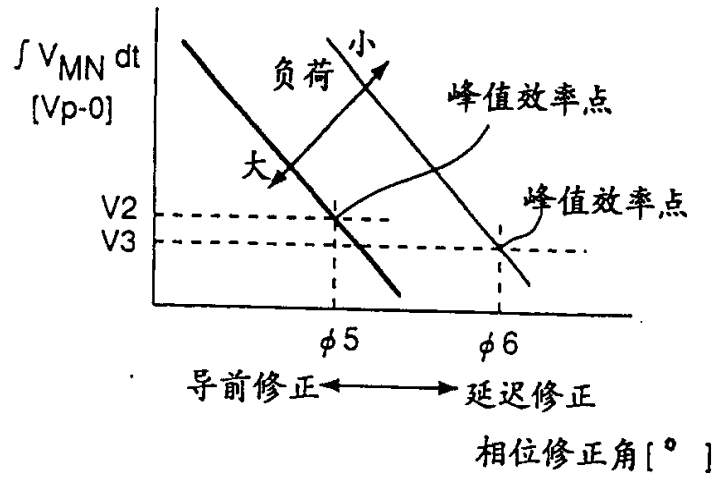


图46

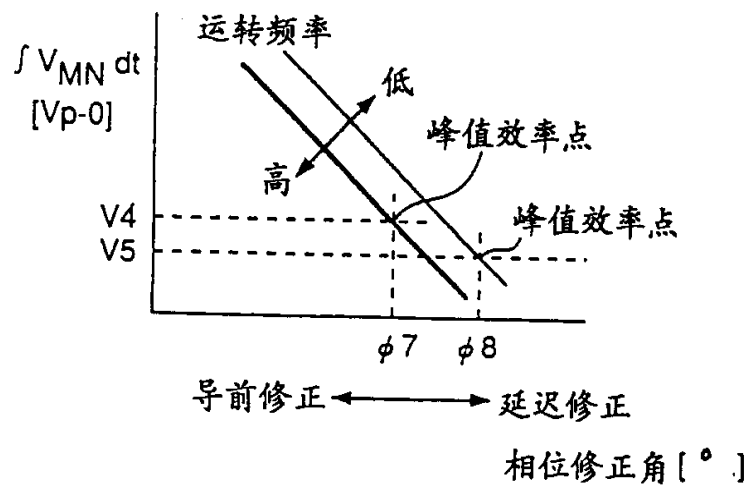
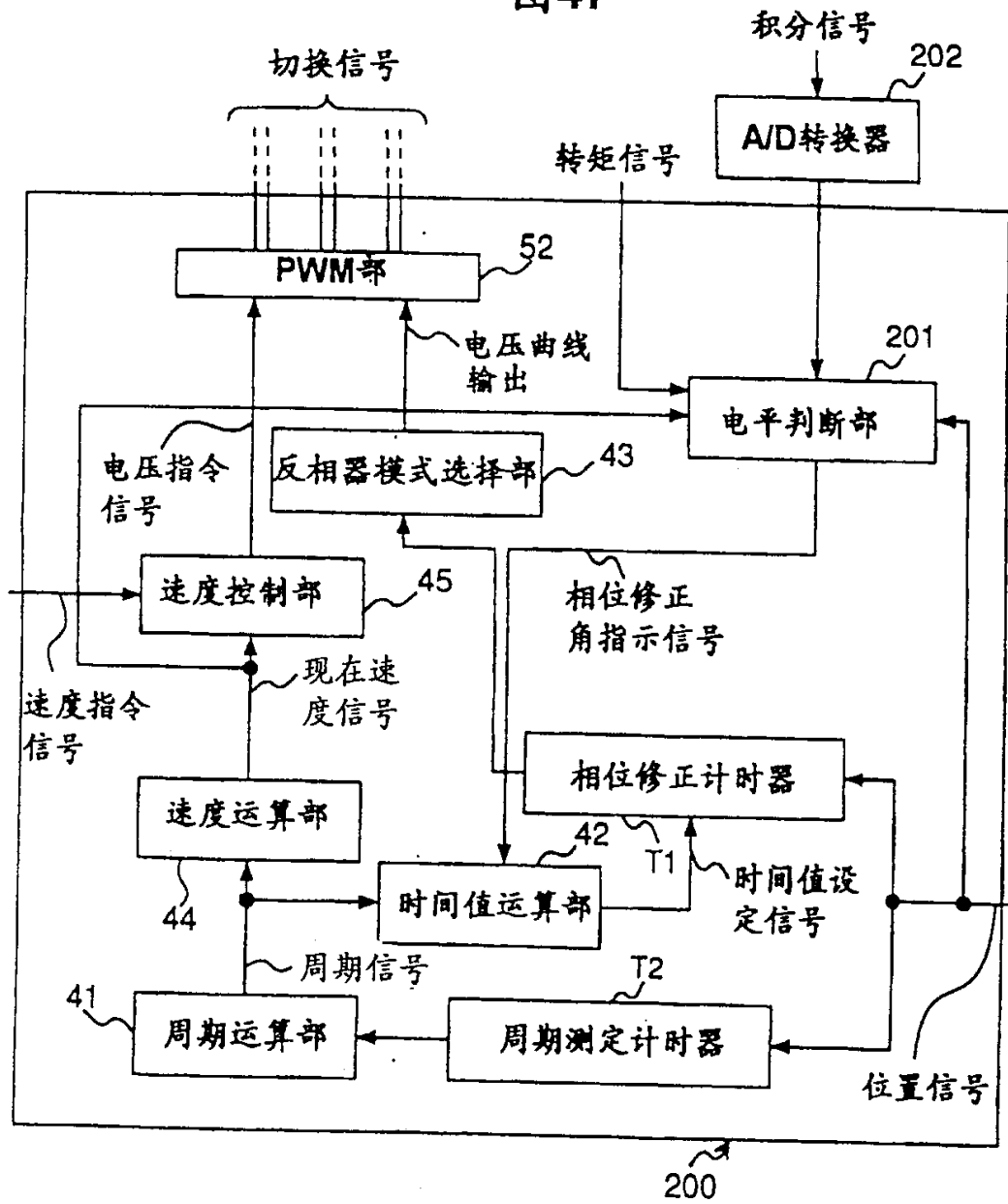


图47



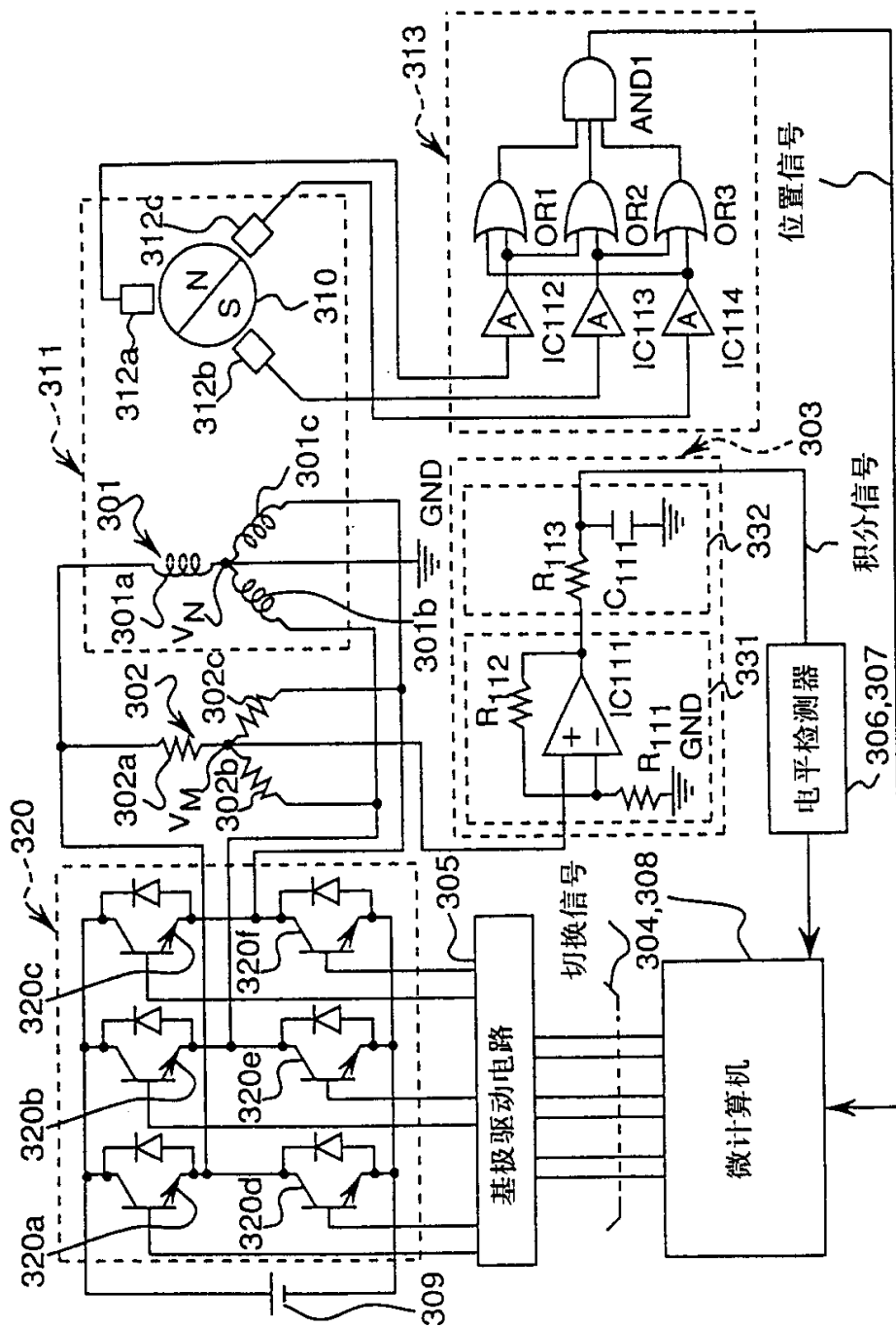


图 48

图49

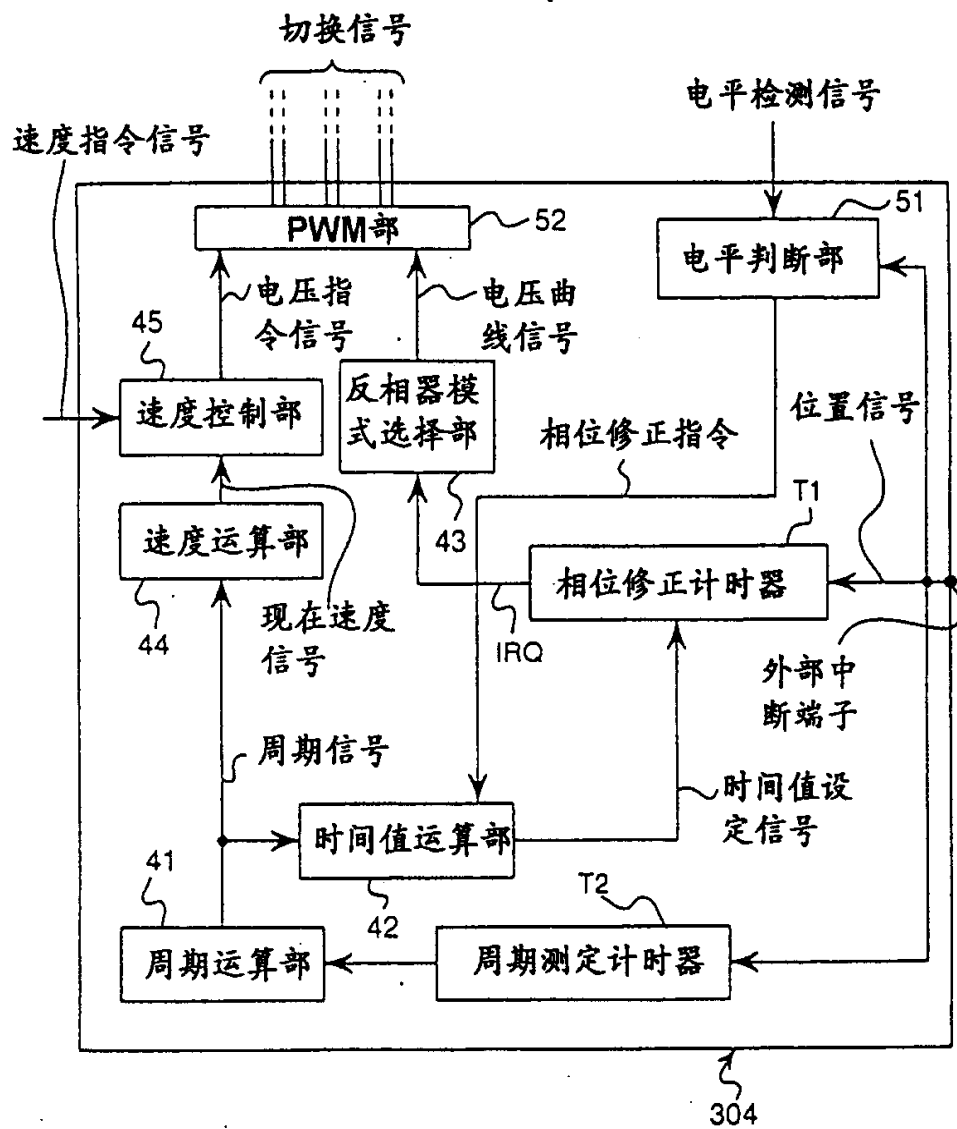


图50

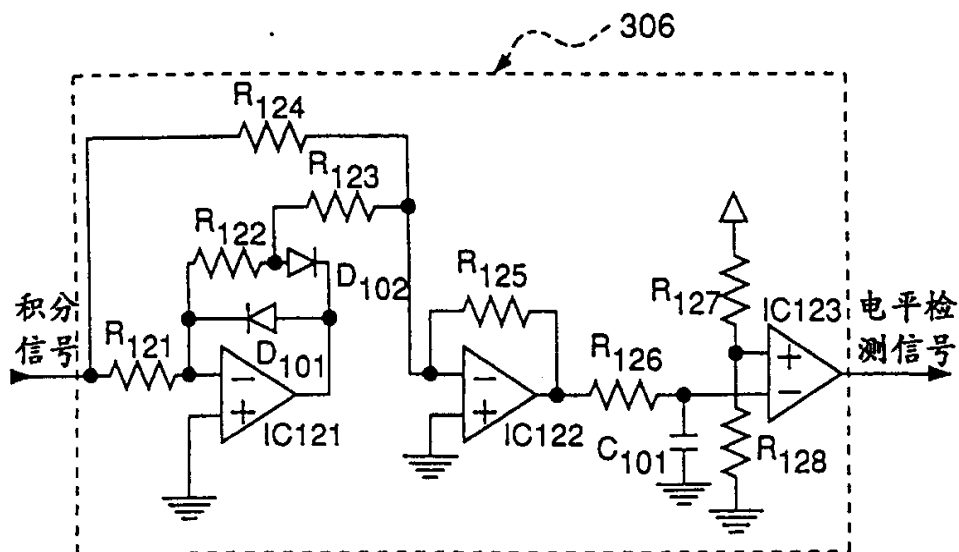


图51

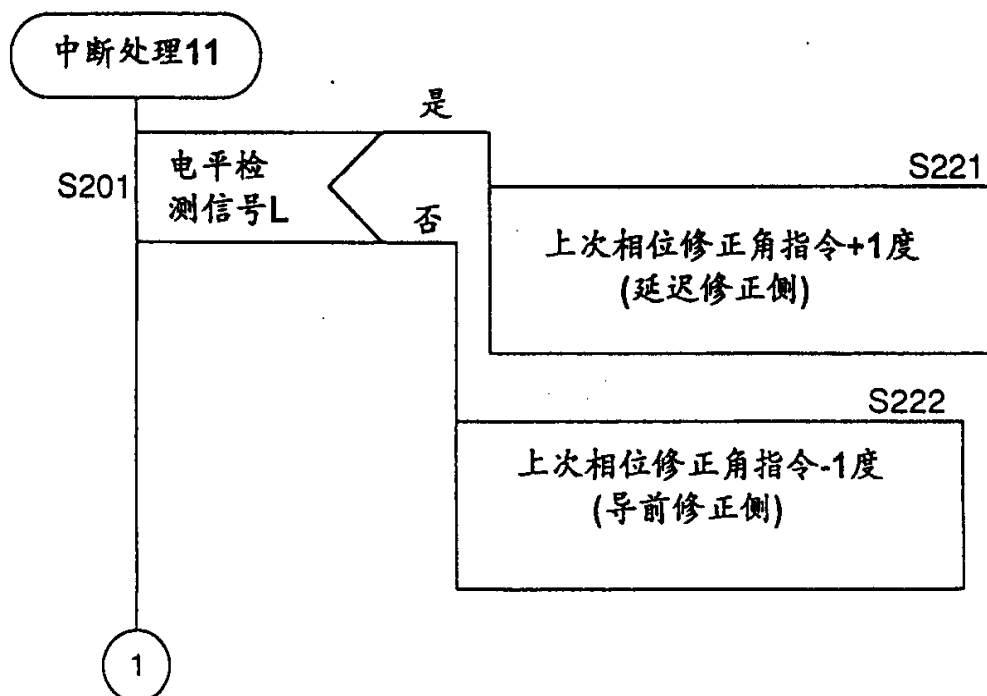


图52

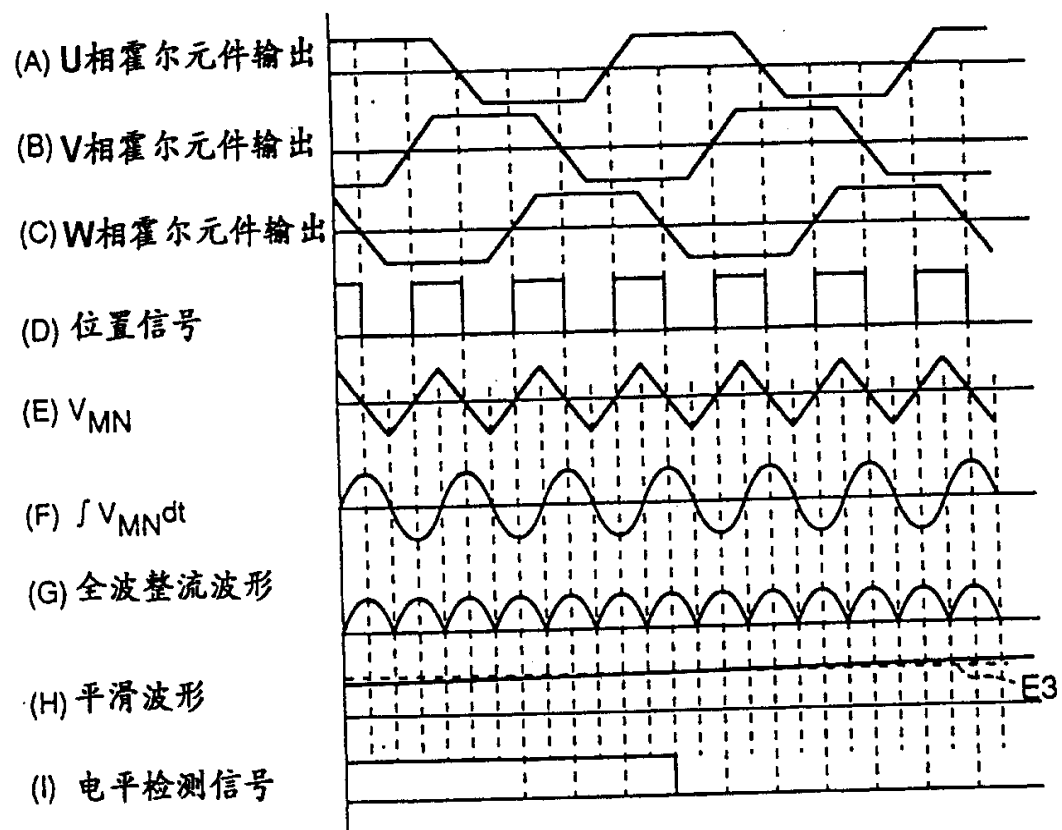


图54

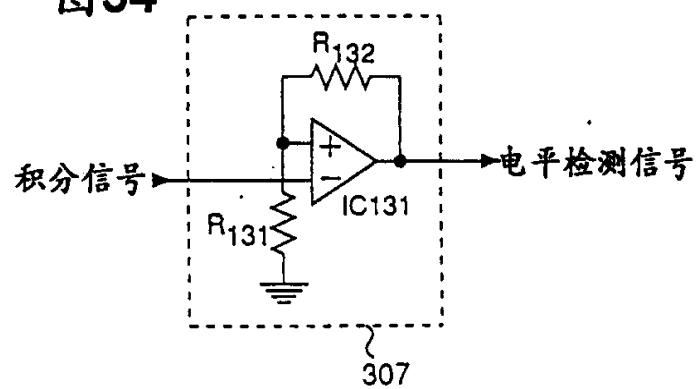


图55

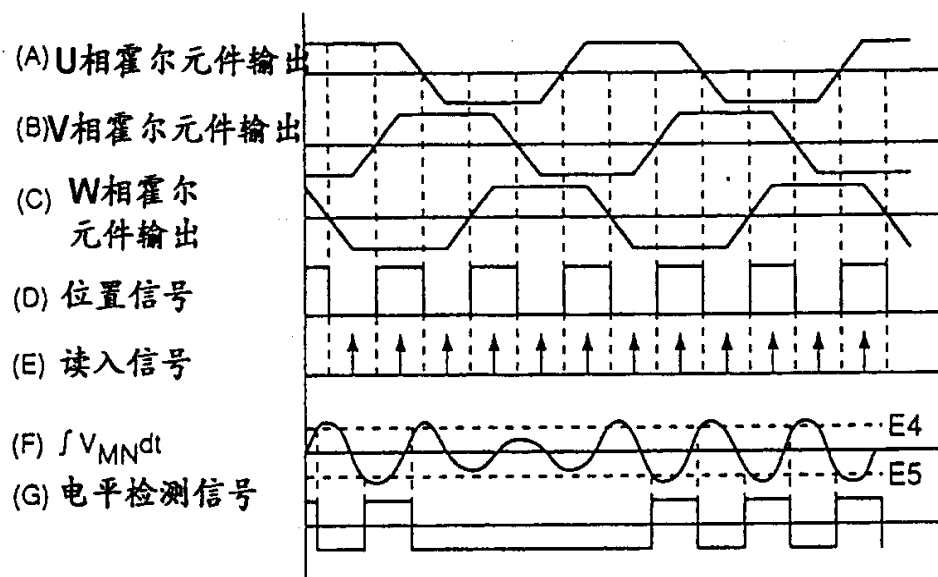
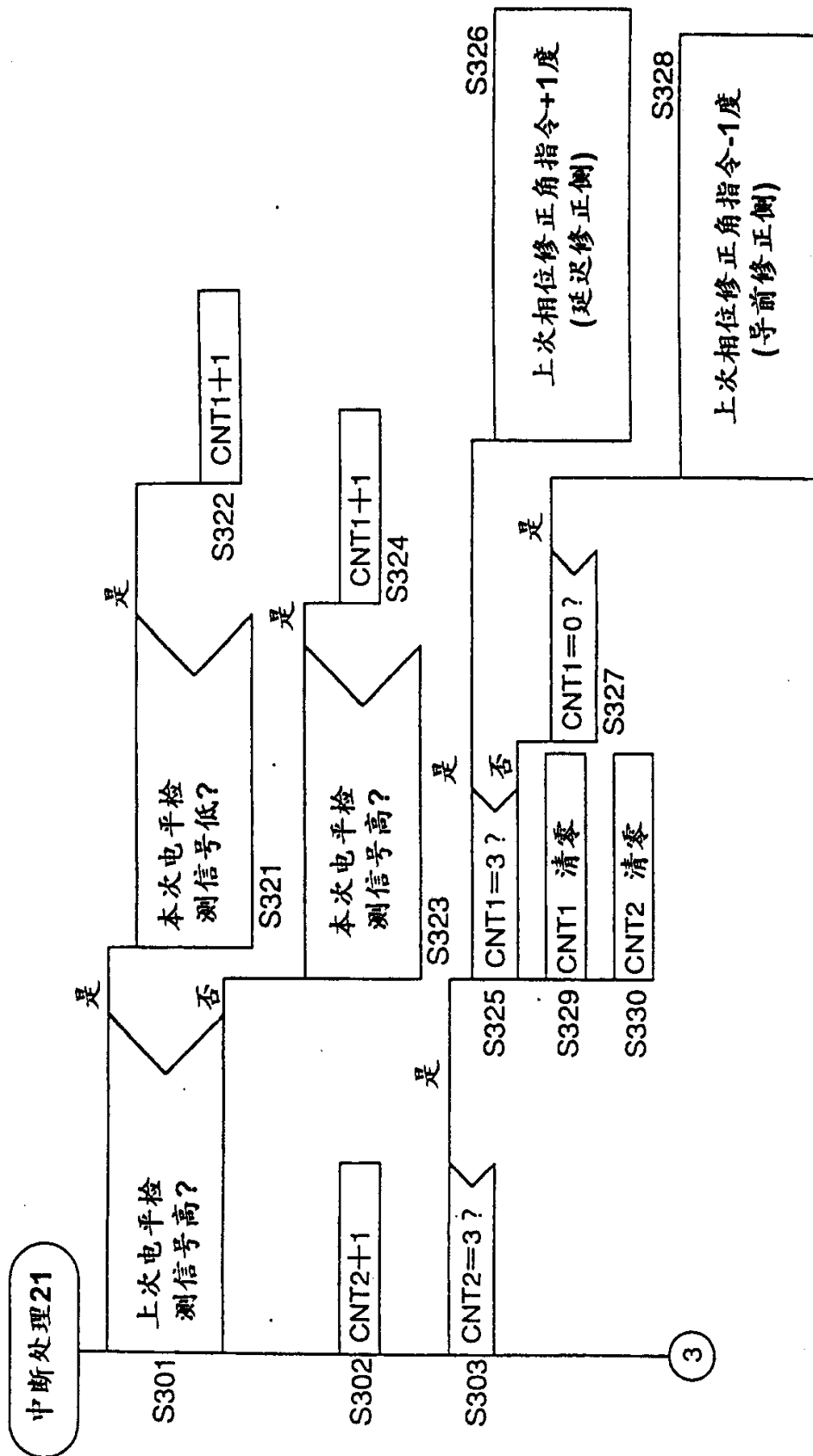
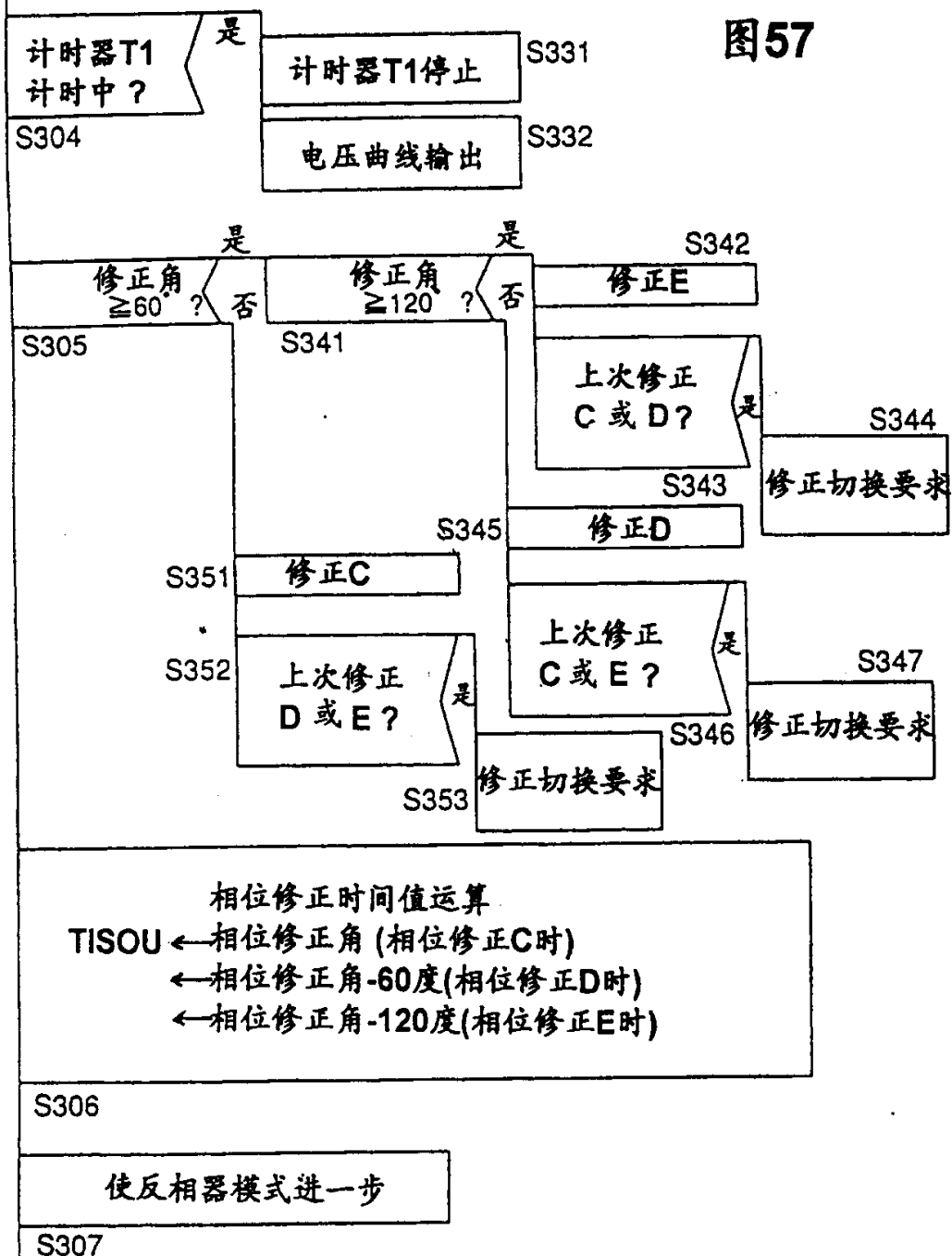


图56



3



4

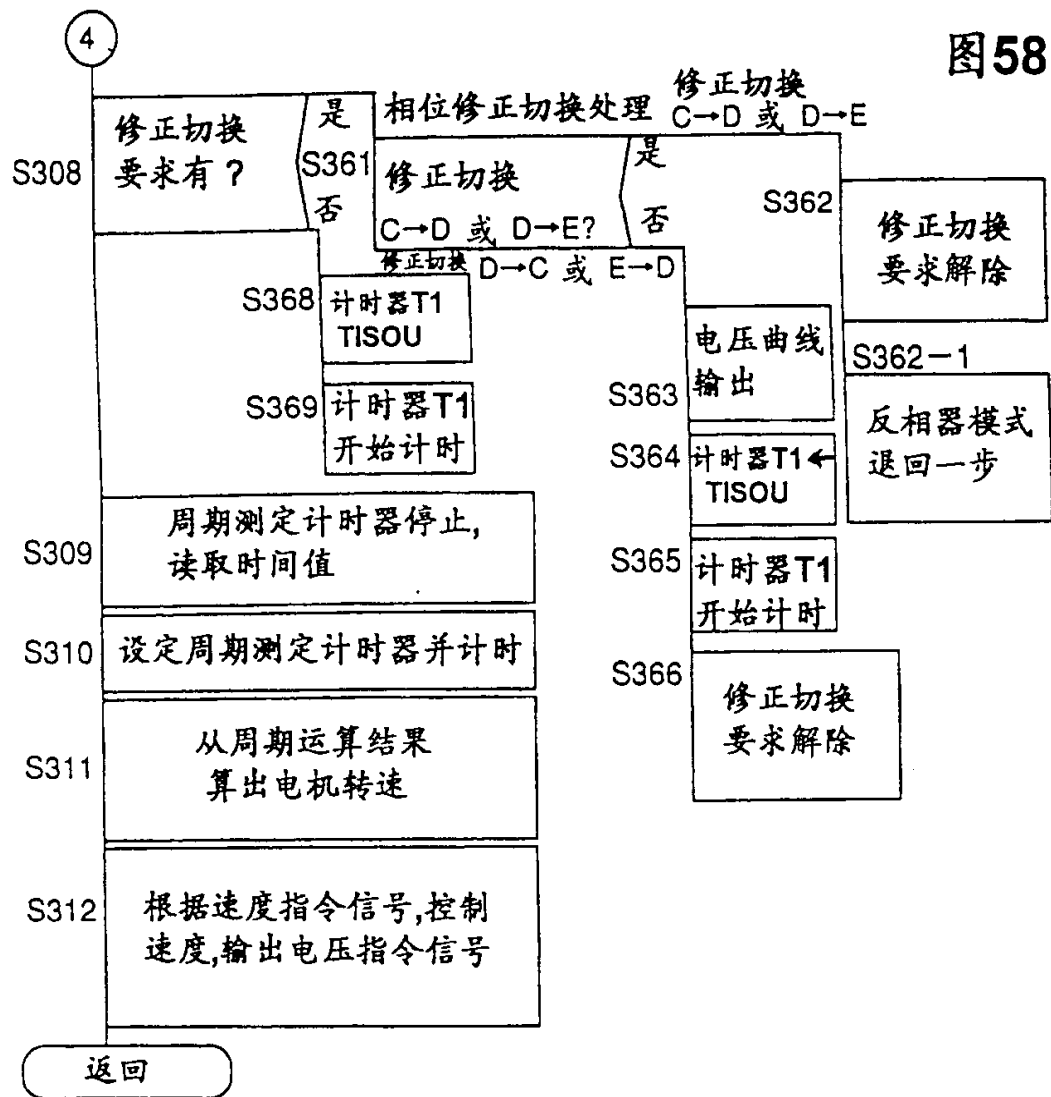


图59A

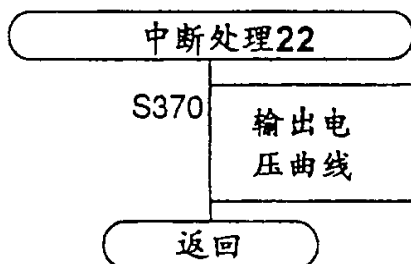


图59B

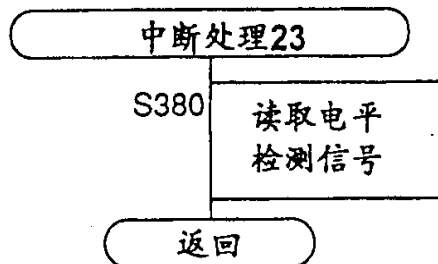


图60

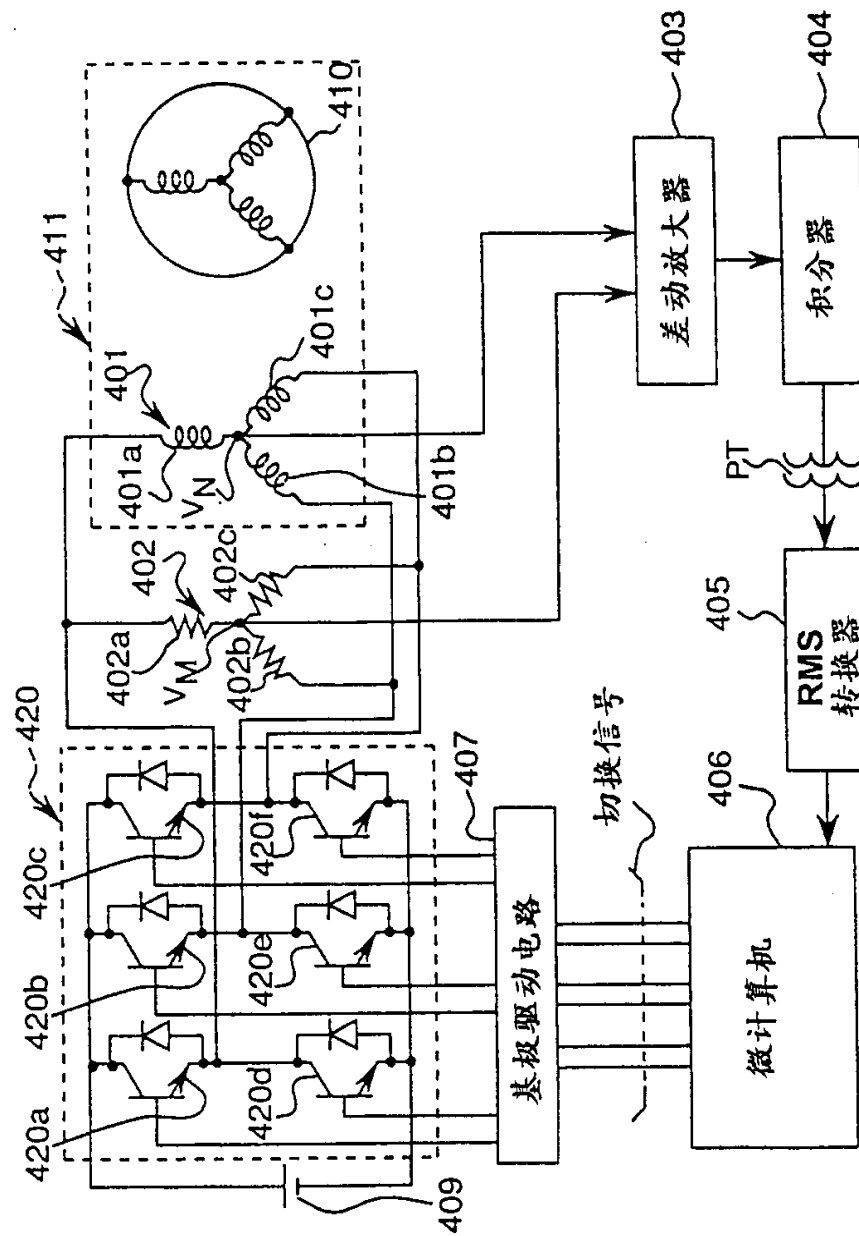


图61

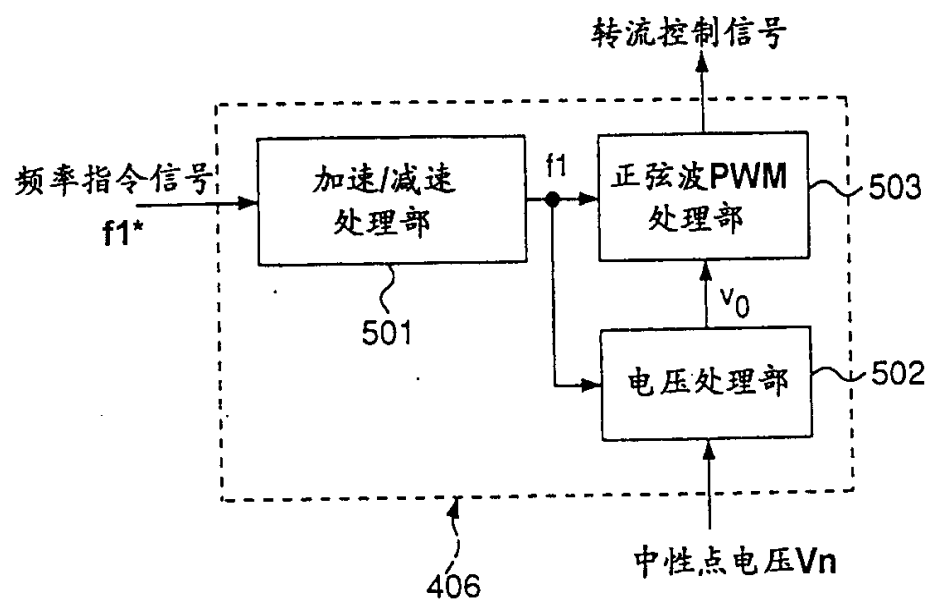


图62

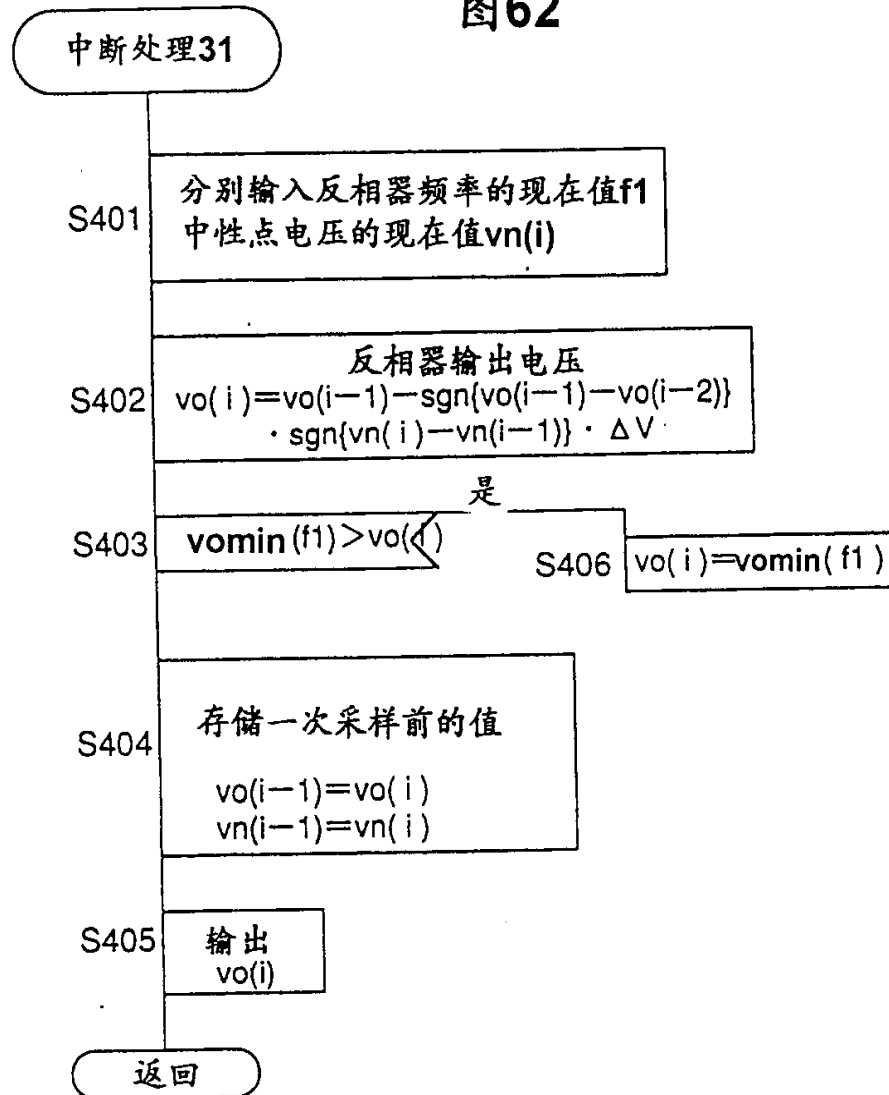


图63

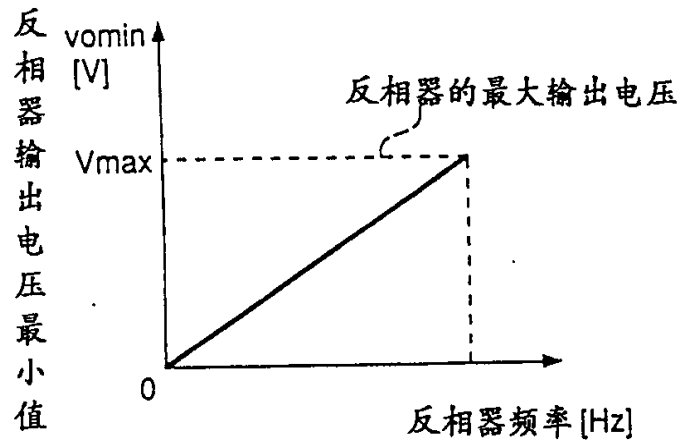


图64

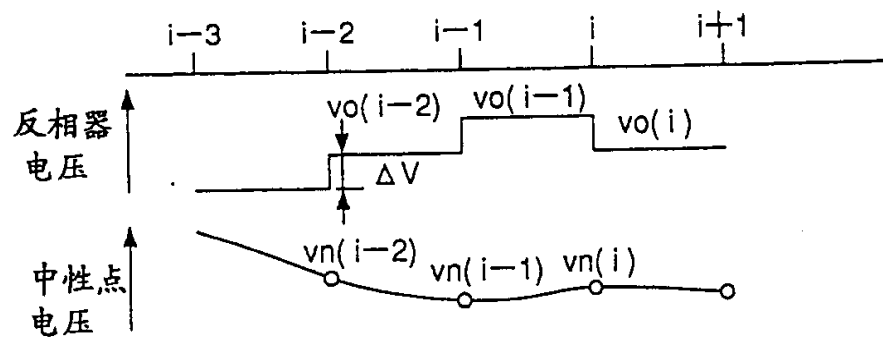
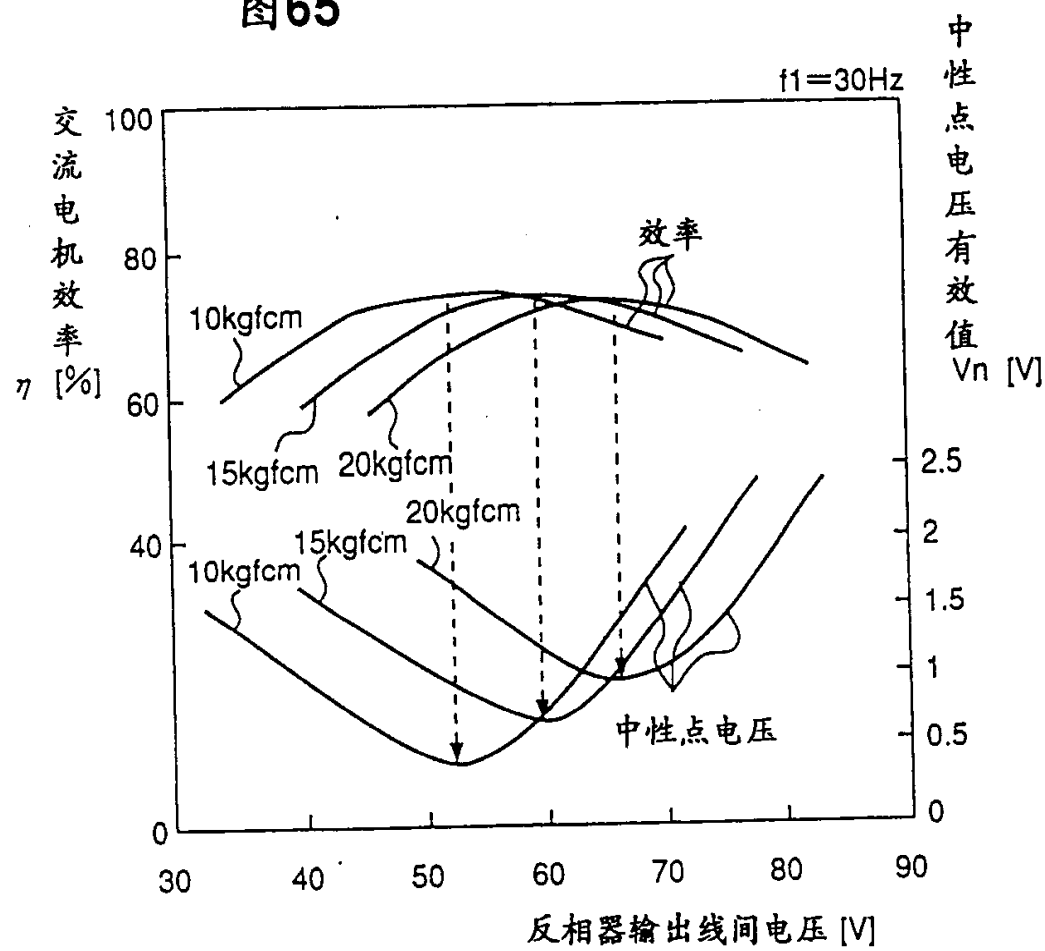


图65



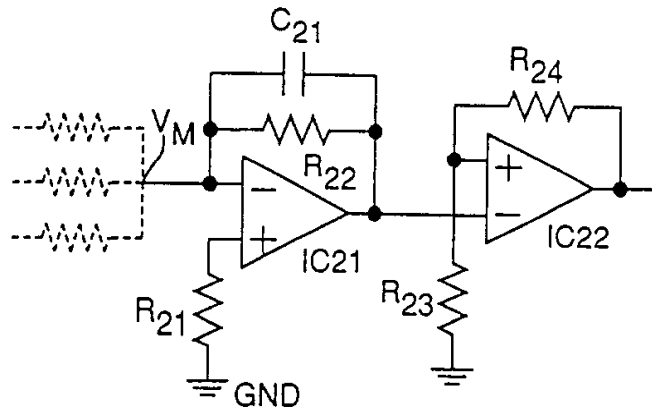


图 66

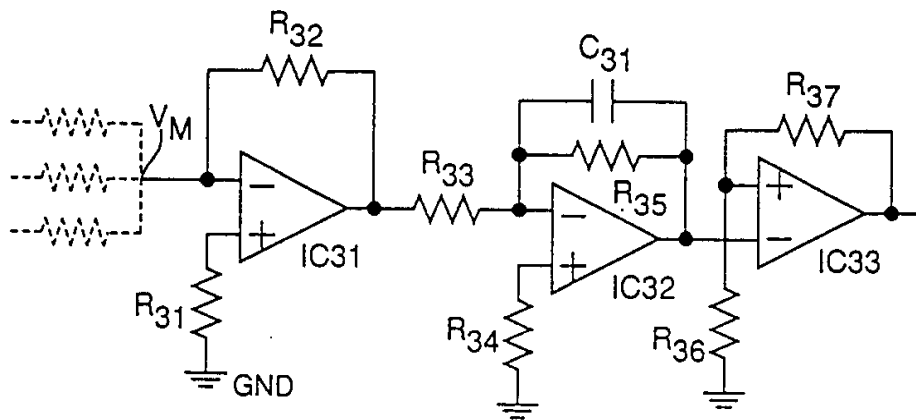


图 67

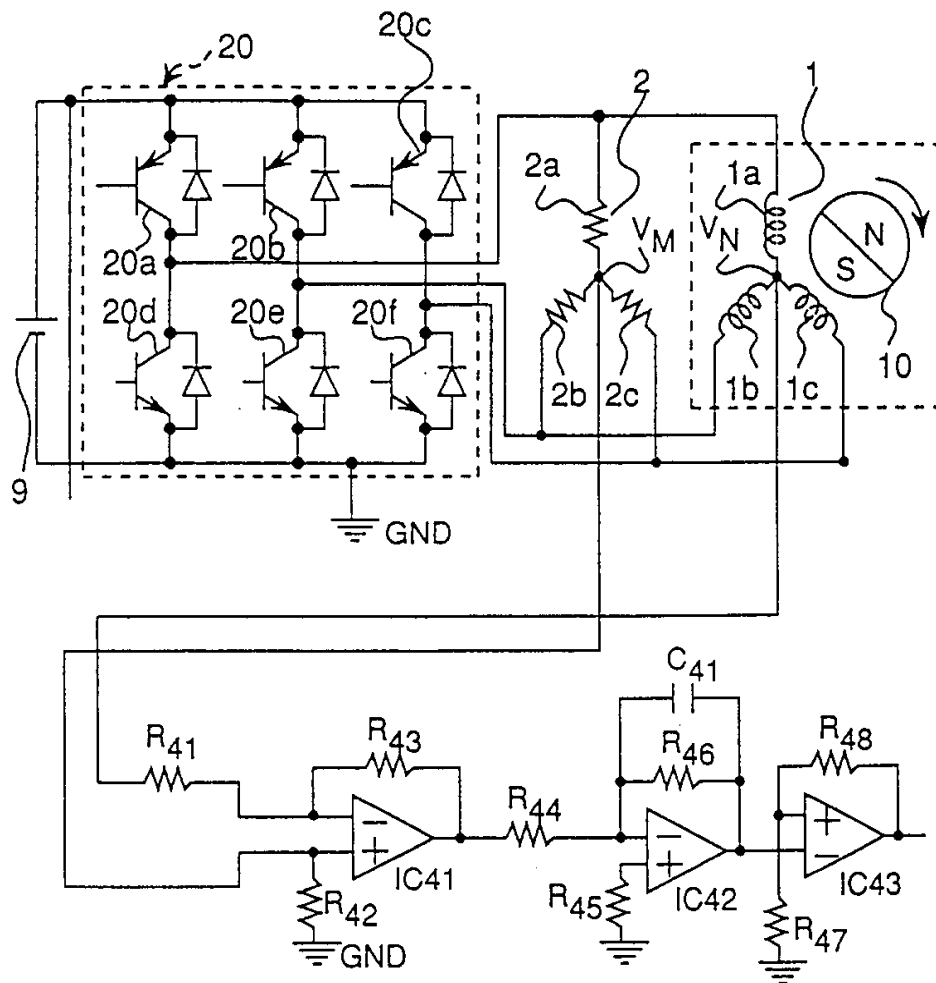


图 68

96.05.07

图69

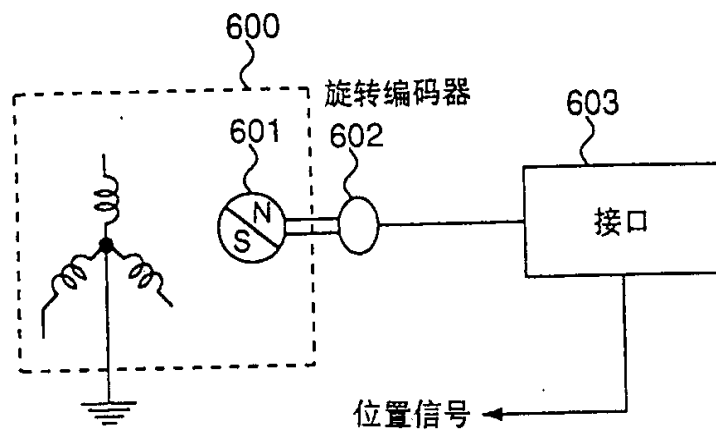


图70

