



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98125531.0

[45] 授权公告日 2004 年 4 月 14 日

[11] 授权公告号 CN 1145577C

[22] 申请日 1998.12.21 [21] 申请号 98125531.0

[30] 优先权

[32] 1997.12.22 [33] US [31] 08/996234

[71] 专利权人 奥蒂斯电梯公司

地址 美国康涅狄格州

[72] 发明人 R·S·科尔拜 A·韦基奥蒂

L·拉蒙塔格内

审查员 李 博

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

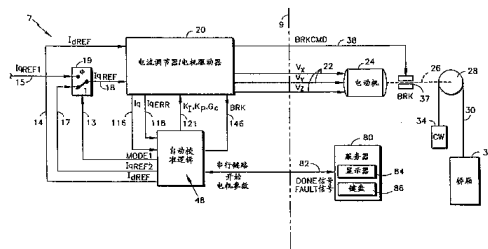
代理人 王 勇 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 5 页

[54] 发明名称 用于转子锁住电梯电机驱动的电流调节器控制补偿的自动校准

[57] 摘要

一种具有逻辑(48)的电梯控制器(7)，其通过在参考电流 I_{qREF} 中注入具有预定的测试频率 (F_{OL} , F_{CL}) 的正弦波，测量开环和闭环传递函数，并调整 K_p 和 K_i ，直到在根据 F_{OL} 而设置的 G_C 下所需的开环和闭环响应达到为止，来自动地计算电流调节器/电机驱动装置(20)的比例增益 (K_p)，积分增益 (K_i)，和整体增益 (G_C)。



1. 一种用于计算电梯电机控制器电流调节器补偿的比例增益、积分器的积分增益以及整体增益的方法，所述控制器和电机形成一个电流环，所述方法包括以下步骤：

- 5 (a) 在步骤 (b) - (f) 期间使积分器对控制器的输出维持在接近为零的数值；
- (b) 把比例增益设为一个初始值；
- (c) 根据第一测试频率设置整体增益；
- (d) 对电流调节器提供第一测试频率的正弦电流参考信号；
- 10 (e) 计算在所述第一测试频率下的电流环的开环增益；
- (f) 改变所述比例增益并进行步 (e)，直到所述开环增益处于 1 的预定允差内；
- (g) 对电流调节器提供第二测试频率的所述正弦电流参考信号；
- (h) 计算在所述第二测试频率下的电流环的闭环增益；以及
- 15 (i) 改变积分增益并进行步 (h)，直到闭环增益处于 1 的预定允差内。

2. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述以所述第一测试频率计算电流环的开环增益的步骤包括计算电流反馈信号的一次谐波对电流误差信号的一次谐波之比的步骤。

- 20 3. 如权利要求 2 所述的方法，其中所述计算比的步骤包括：
计算所述电流误差信号的富氏变换；以及
计算所述电流反馈信号的富氏变换。

4. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述以所述第二测试频率计算电流环的闭环增益的步骤包括计算电流反馈信号的一次谐波对电流参考信号的一次谐波之比的步骤。

- 25 5. 如权利要求 4 所述的方法，其中所述计算一次谐波比的步骤包括：
计算所述电流参考信号的富氏变换；以及
计算所述电流反馈信号的富氏变换。

30 6. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述比例增益的初值是 $0.2 \times L_BASE$ ，其中 L_BASE 使用下式计算：

$$Z_BASE = (PWR_RATED) / (VLL_RATED)^2$$

$$L_BASE=Z_BASE/(2\pi HZ_RATED)$$

其中 PWR_RATED 是以瓦计的电机轴额定功率;

RPM_RATED 是以 RPM 计的电机额定转速;

VLL_RATED 是以 V 计的额定线电压的有效值;

5 HZ_RATED 是以赫兹计的额定频率。

7. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所述电机是三相感应电动机。

8. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所述电机控制器是磁场定向的控制器。

9. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所述步 (a) - (h) 在收到来自服务器的指令时被自动地进行。

10 10. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所述第一测试频率是所需的开环截止频率, 所述第二测试频率是所需的闭环带宽。

用于转子锁住电梯电机驱动的
电流调节器控制补偿的自动校准

5 和本发明同时申请的待审的序列号为 (Otis Docket Nos. OT-3064, OT-3065, OT-3054, OT-4046, OT-4047) 的美国专利包含的主题和本申请的主题相关。

本发明涉及电机/驱动系统的自动校准方法, 尤其涉及用于电梯电机驱动的电流调节器控制补偿的自动校准方法。

10 在电机驱动电路领域中, 使用电流调节器 (或电流控制器) 控制电机电流是公知的。还知道使用电机电流的比例 - 积分 (P - I) 闭环控制。然而, 这种电流调节器必须对于电机的电磁动态性能进行精确地调整, 以便提供电机电流的精确控制, 从而提供在电机轴产生的转矩的精确控制。具体地说, 对于 P - I 控制器, 比例增益 K_p 和积分增益 K_i 应当和电机的动态特性相匹配, 以便提供最佳的性能。

15 用来确定这些控制参数的一种技术是在工程实验室分析电机/驱动系统, 其中使用昂贵的测试设备, 并要由熟练技工或工程师进行费时的高技术的工作。然而, 在现代化的或改进的应用中, 其中在现有的电梯系统中新的驱动代替旧的驱动, 为进行电机计算而从电梯系统中除去电机是不方便的或者成本 - 效果低的一种方法。

另一种用于确定调节器控制参数的技术涉及需要高级工程师到现场使用专用测试设备调整电机驱动系统。然而, 这种技术费用高并且耗时, 因而, 使得现代化的电梯电机驱动系统对大楼所有者没有吸引力。

25 此外, 已经公开了多种用于调整电流调节器的技术, 例如在以下文献中所述的技术: A.M. Khambadkone, 等, "Vector-controlled induction motor drive with self-commissioning scheme", IEEE Trans. Ind. Electronics, 38 卷, 5 期, 1991 年 10 月, 第 322-327 页; H. Schierling, "Self-commissioning-a novel feature of modern inverter-fed induction motor drives", 关于 Power Electronics and Variable Speed Drives 的第三次国际会议, IEEE Conf. Pub. No. 291, pp. 287-290; M. Sumner 等, "Autocommissioning for

voltage-referenced voltage-fed vector-controlled induction motor drives”, IEEE Proceedings-B, 140 卷, 3 期, 1993 年 3 月; T. Kudor 等, “ Self-commissioning for vector-controlled induction motors”, IEEE Pub. ID#0-7803-x/93, 第 528-555 页。

5 这些技术试图测量电机参数, 然后, 根据这些估算按照算法计算电流调节器增益。具体地说, Khambdalkone 和 Schierling 教导对电机施加对电压脉冲, 并使用电流的上升率来估算电机的瞬变电感。Sumner 教导对电机施加电压脉冲的伪随机二进制序列, 并使用递归最小平方计算来估算电机参数。使用估算的电机参数利用磁极替换算法
10 来确定电流调节器参数。Kudor 教导对电流调节器施加阶跃输入, 并根据阶跃响应计算性能指数。使用模糊逻辑规则调节调节器增益, 以便达到最佳的调整。然而, 前述的技术实现起来费用高, 而且复杂。

本发明的目的在于提供一种用于电梯电机驱动装置的电流调节器的控制参数的自动的现场校准方法, 其中不需要从电梯系统中除去或
15 拆下电机。

按照本发明, 一种用于计算电梯电机控制器电流调节器补偿的比例增益、积分器的积分增益以及整体增益的方法, 控制器和电机构成
20 电流回环, 包括以下步骤: (a) 在步骤 (b) - (f) 期间使积分器对控制器的输出维持在接近为零的数值; (b) 把比例增益设为一个初始值; (c) 根据第一测试频率设置整体增益; (d) 对电流调节器提供第一测试频率的正弦电流参考信号; (e) 计算在第一测试频率下的
25 电流环的开环增益; (f) 改变比例增益并进行步 (e), 直到开环增益处于 1 的预定允差内; (g) 对电流调节器提供第二测试频率的正弦电流参考信号; (h) 计算在第二测试频率下的电流环的闭环增益; 以及 (i) 改变积分增益并进行步 (h), 直到闭环增益处于 1 的
30 预定允差内。

本发明通过允许电流调节器控制参数 (K_I , K_P , G_C) 在现场自动地被确定而代表了对现有技术的重大改进。本发明不需要从现场拆下电机或从电梯系统中拆下电机。此外, 本发明不需要专门训练的工程师利用专用的测试设备调整电机/驱动系统。因而, 当新的电机驱动
35 装置在现场安装时, 本发明能够大大降低和调整电流调节器有关的费用。因而, 在现场进行控制参数的自动细调可以节省时间和费用。结

果，本发明对大楼所有者更有吸引力，从而使其将其电梯系统更新为现代控制系统，而这在当前在经济上是不现实的，这是因为，确定在现代化的工作场所中存在的旧的电机的参数需要高额费用。此外，本发明在其整个校准过程中还能使现有的电梯电机控制系统和安全系统保持原样。

5 本发明的上述的以及其它的目的特点和优点通过下面结合附图进行的对本发明的示例的实施例的说明可以看得更加清楚。

图 1 是具有按照本发明的自动校准逻辑的电流调节器/电机驱动装置的电梯电机控制器的部分原理方块图；

10 图 2 是按照本发明的电流调节器/电机驱动装置的原理方块图；

图 3 是按照本发明的图 1 的系统的控制系统方块图；

图 4 是按照本发明的图 3 的控制系统开环传递函数的幅频响应曲线；

15 图 5 是按照本发明的图 3 的控制系统闭环传递函数的幅频响应曲线；

图 6 是按照本发明的图 1 的自动校准逻辑的逻辑流程图。

参看图 1，在线 9 的左面所示的电梯电机控制器部分包括磁场定向的（或矢量控制的）电机控制器，其具有两个控制环，每个相应于一个不同的控制轴，d 轴相应于电机激磁，q 轴相应于转矩。d 轴相应于环具有在线 14 上提供的 d 轴电流参考输入信号 I_{dREF} 。 I_{dREF} 被设置为预定的常数，使得根据电机磁化曲线例如 I_{dRATED} 或 $I_{NO-LOAD}$ 在电机内提供合适的磁通，后面还要讨论。 I_{dREF} 信号被送到磁场定向的电流调节器/电机控制电路 20，后面结合图 2 还要讨论。

25 q 轴电流环具有在线 15 上的第一 q 轴电流参考输入信号 I_{qREF1} ，被输入到开关 19 的一个输入端。 I_{qREF1} 由其它的逻辑提供（未示出），例如速度环补偿逻辑（未示出），其使电机速度环闭合，例如在待审的序列号为 Otis Docket No. OT-3054 的美国专利所述的那样，当不进行自动校准时，其对控制器提供 q 轴电流参考信号。

30 开关 19 的其它的输入是在线 17 上的第二 q 轴电流参考输入信号 I_{qREF2} 。开关 19 的输出是在线 18 上的 q 轴电流环参考信号 I_{QREF} ，根据在线 13 上提供给开关 19 的 MODE1 信号的状态，其被设置为等于 I_{qREF1} 或 I_{qREF2} 。 I_{QREF} 信号被送到磁场定向的电流调节器/电机驱动电路 20，

下面结合图 2 还要说明。

本发明使用的三相交流感应电机的两个例子是由 Loher 生产的型号为 LUGA-225LB-04A, 额定功率为 45KW, 额定电压为 355V, 额定速度为 1480, 额定频率为 50Hz, 用于齿轮结构; 以及由(台湾的)Tatung 生产的, 型号为 156MST, 额定功率 40KW, 额定电压 500V, 额定速度 251, 额定频率 16.7Hz, 用于无齿轮结构中。如果需要, 可以使用具有其它额定参数的电机。

电路 20 在线 22 上对电机 24, 例如三相感应电动机, 提供三相电压信号 V_x, V_y, V_z 。电机 24 通过机械连接装置 26 例如轴与/或齿轮箱和滑轮 28 相连。缆绳或缆索 30 绕在滑轮 28 上, 一端和电梯轿箱 32 相连, 另一端和配重 34 相连。配重的重量一般等于空轿箱的重量加上轿箱内最大负荷的 40-50%。

如果需要把电机 24 的输出转矩转换为电梯轿箱 32 的运动, 也可以使用其它的电梯系统结构, 有或没有配重, 有或没有齿轮箱, 例如双电梯(其中两个电梯轿箱和一个绳索相连, 轿箱沿相反方向运动, 每个轿箱作为另一个轿箱的配重), 鼓形机械(其中绳索被绕在由电机驱动的鼓上), 等。

制动器 37, 例如电磁致动的盘制动器被设置在轴 26 上, 并被来自电路 20 的线 38 上的电制动指令信号 BRKCMD 驱动。制动器 37 当被致动或“落下”时, 便夹在轴 26 上, 从而阻止电机轴 26 转动, 即锁住转子, 因而阻止滑轮 28 运动。

参看图 2, 在磁场定向电机控制领域中知道, 这种控制使用分别相应于 d, q 轴的电流 (I_d, I_q) 和电压 (V_d, V_q) 参数。使用磁场定向时, 电机磁场(或磁通)将被 I_d 控制, 电机转矩被 I_q 控制, 这是公知的。具体地说, 图 1 的磁场定向电流调节器/电机驱动器 20 包括两个电流控制环, 一个用于 d 轴电流 I_d , 一个用于 q 轴电流 I_q 。 I_d 环接收在线 14 上的 I_{dREF} 信号, 被送到加法器 102 的正输入端。在线 104 上的测量的或反馈的 d 轴电流信号 I_d 被送到加法器 102 的负输入端。加法器 102 的输出是在线 106 上的误差信号 I_{dERR} , 被送到控制补偿逻辑 108, 例如比例积分 (P-I) 电流环控制, 其具有提供在线 121 上的比例增益 K_p , 积分增益 K_I , 和整体增益 G_C , 如后面要说明的。逻辑 108 在线 110 上提供 d 轴电压指令信号 V_{dCMD} 。

对于 q 轴, I_q 环接收在线 18 上的 I_{qREF} 信号, 被送到加法器 114 的正输入端。在线 116 上的测量的或反馈的 q 轴电流信号 I_q 被送到加法器 114 的负输入端。加法器 114 的输出是在线 118 上的误差信号 I_{qERR} , 被送到控制补偿逻辑 120, 例如类似于逻辑 108 的比例积分 (P - I) 逻辑, 其具有比例增益 K_P , 积分增益 K_I , 和整体增益 G_C , 和逻辑 108 的增益相同。逻辑 120 的输出是在线 122 上的 q 轴电压指令信号 V_{qCMD} 。

电压指令 V_{dCMD} 和 V_{qCMD} 被送到公知的磁场定向的三相转换逻辑 124, 它把 d, q 轴电压指令转换为在线 126 上的三相电压指令 V_{XCMD} , V_{YCMD} , V_{ZCMD} 。相电压指令 V_{XCMD} , V_{YCMD} , V_{ZCMD} 被送到公知的三相驱动电路 (或逆变器) 128, 其在线 130, 132, 134 (整体上, 线 22) 上分别提供三相电压 V_X , V_Y , V_Z , 用于驱动电机 24 (图 1)。

在驱动电路 128 内 (未示出细节), 在线 126 上的每个电压指令 V_{XCMD} , V_{YCMD} , V_{ZCMD} 被转换为代表相应的输入电压值的百分比占空度指令。百分比占空度指令被转换成脉宽调制的驱动信号, 其驱动功率晶体管, 从而在线 130, 132, 134 上分别提供脉宽调制的可变频率的三相电压 V_X , V_Y , V_Z 。在驱动器 128 中的转换使用在电机驱动电路领域中熟知的电子元件与/或软件完成。也可以使用任何其它类型的接收输入电压指令并提供输出相电压的驱动电路, 并且相电压不一定是脉宽调制的。

分别和相电压 V_X , V_Y , V_Z 相关的相电流 I_X , I_Y , I_Z 利用公知的电流传感器 136, 138, 140 分别进行测量, 例如公知的闭环霍尔效应电流传感器 (例如 LEMS), 并分别被提供在线 141, 142, 143 上。相电流 I_X , I_Y , I_Z 被送到公知的三相到磁场定向的转换逻辑 142, 其在线 104, 116 上提供从相电流到作为反馈电流分别被送到加法器 102, 114 的 d, q 轴电流 I_d , I_q 的转换。

转换器 124, 150 提供矢量参数 (d, q 轴) 和每相参数之间的转换, 例如在 D. Novotny 等的 "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, 1996, Ch 5, pp 203-251 所述。转换器 124, 15 也可以使用微处理器等利用软件实行这种转换。

电机驱动逻辑 111 也包括制动驱动电路 145, 其接收在线 146 上的输入信号 BRK, 并在线 38 上提供 BRKCMD 信号。

参见图 1, 本发明包括自动校准逻辑 48, 其自动地计算控制参数 K_I , K_P , G_C , 并在线 121 上提供给电路 20。逻辑 48 还接收来自电路 20 的 I_{qERR} 和 I_q 。逻辑 48 还向开关 19 提供电流参考信号 I_{qREF2} , 并在线 14 上向电路 20 提供 I_{dREF} 。逻辑 48 还在线 13 上对开关 19 提供 MODE1 信号。MODE1 标记使来自校准逻辑 48 的电流参考信号 I_{qREF2} 被送到逻辑 20。逻辑 48 还在线 146 上对电路 20 提供中断请求信号 BRK。

校准逻辑 48 还和服务器 80 通过串行链路 82 进行通信。服务器 80 包括显示器 84 和键垫 (或键盘) 86, 用于对服务器 80 输入数据, 并通过链路 82 向控制器 7 输入数据。具体地说, 逻辑 48 通过链路 82 接收来自服务器 80 的开始指令和停止指令, 其分别控制自动校准开始和停止 (或中断) 的时间。逻辑 66 还通过链路 82 向服务器 80 提供 DONE 信号和 FAULT 信号。DONE 信号表示自动校准无故障而被完成的时间, FAULT 信号表示在自动校准期间检测到故障时的时间。

逻辑 48 包括公知的电子元件, 其中可以包括能够完成其中所述的功能的微处理器, 接口电路, 存储器, 软件, 与/或固件。

参看图 3, 其中示出了当 MODE1 信号 (图 1) 命令开关 19 设置 I_{qREF} 等于 I_{qREF2} , 作为 q 轴电流环的参考时 (即自动校准方式时), 图 1 和图 2 的具有自动校准逻辑 48 的 q 轴电流环的控制系统方块图的等效图。可以把图 3 的控制系统各个部分比喻为图 1 和图 2 的原理方块图的一部分。具体地说, 图 3 的控制系统包括在线 210 (类似于图 2 的线 18) 上的来自自动校准逻辑 48 的 q 轴电流参考信号 I_{qREF} , 其被送到加法器 212 (类似于图 2 的加法器 114) 的正输入端。在线 214 上的 I_q 电流反馈信号被送到加法器 212 的负输入端。加法器 212 在线 216 上对代表 P-I 控制补偿的补偿 218 提供误差信号 I_{ERR} (类似于图 2 的 q 轴环补偿逻辑)。补偿 218 包括已知的比例积分控制传递函数:

$$G_C (K_P + K_I / s) \quad \text{式 1}$$

其中 K_I 是积分增益, K_P 是比例增益, G_C 是整体增益, “s” 是拉普拉斯变换算子。

补偿 218 在线 220 上对代表电机驱动 111 (图 2) 的传递函数的驱动 222 提供电压指令信号 V_{qCMD} , 驱动 222 在相关的频率范围内的传递函数为 1。驱动 222 在线 224 上对代表电机 (图 1) 24 的传递函数的方块 226 提供每相驱动电压 V_{PH} 。电机 24 的传递函数用由下式表示

的一阶滞后近似:

$$1 / (LS + R) \quad \text{式 2}$$

其中 L 是电机的每相的电感, R 是每相的电阻, “s” 是拉普拉斯算子。电机 24 是三相感应电机, 但也可以是具有相同传递函数的任何类型的电机。电机的 q 轴电流 I_q 在线 214 上被表示, 并被送回加法器 212。
5 I_q 实际上在驱动部分 111 (图 2) 内测量; 不过, 电机的传递函数是如图 3 所示的控制系统闭环动态特性的一部分。

如前参照图 1 和图 2 所述, 自动校准逻辑 48 在线 210 上向 q 轴电流环提供 I_{qREF2} (以及 MODE1 和 I_{dREF} 信号, 图 3 中未示出), 在这种情况下, 其等于 q 轴电流环参考 I_{qREF} , 分别在线 216, 214 (类似于图 2 的线 118, 116) 上接收来自 q 轴电流环的信号 I_{qERR} , I_q , 在线 219 (类似于图 2 的线 121) 上对补偿部分 218 提供控制参数 K_I , K_P , G_C , 并通过串行链路 82 接收和提供参数。
10

参看图 3, 图 4 和图 5, 自动校准逻辑 48 设置 G_C 并调节 K_I , K_P , 从而获得所需的整个驱动/电机环响应而不拆下或除去电机。具体地说, 合并式 1, 式 2 得到控制系统方块图的开环传递函数如下:
15

$$\frac{G_C(K_P S + K_I)}{s} \times \frac{1}{LS + R} \quad \text{式 3}$$

如果 $K_P = L$, $K_I = R$, 则式 3 的开环传递函数简化为 G_C / s , 相当于具有增益 G_C 的积分器, 其提供电机控制系统所需的环路性能。所得的积分器具有在 ω_c (弧度/秒) = G_C (即开环截止频率) 相交于 1 (0dB) 的幅频响应 (或增益)。因而, 积分器增益 G_C 被设置等于以弧度每秒表示的所需的开环截止频率 (即 $G_C = \omega_c = 2\pi F_{OL}$)。对于一个具有等于一个积分器的开环传递函数的系统, 开环增益经过 1 (0dB) 时的频率, 即开环截止频率 (F_{OL}), 等于这样一个频率, 在此频率下, 闭环响应比 1 (0 dB) 小一个预定的量 (例如 3 dB), 即闭环带宽。
20
25

自动校准逻辑 48 通过链路 82 接收来自服务器 80 (计算 G_C 或 F_{OL}) 的 G_C 和/或 F_{OL} 的值, 并向电路 20 提供 G_C 。逻辑 48 还使用二阶处理 (下面参照图 6 详细说明) 确定 K_I 和 K_P 的值。首先, 改变 (或调整) 积分增益 $K_I = 0$ (或接近于 0) 时的比例增益 K_P 。设置 $K_I = 0$ (或接近于 0) 的目的在于, 在这处理的第一步期间, 从对系统响应的贡献中消除或减少补偿 108, 120 的积分器部分。如果需要减少积分器的贡献,
30

也可以使用其它技术，例如暂时解除积分器，使积分器转换到系统之外，或补偿积分器的输出为 0。

5 然后，一个正弦输入信号作为参考电流 I_{qREF} 被提供给环路，其中输入信号具有等于所需的开环截止频率的频率 F_{OL} 。通过计算信号 I_q 和 I_{qERR} 的比来计算开环幅值。改变 K_p 直到开环增益的幅值处于 1 (0 dB) 的预定的允差内。

10 参看图 4 和图 5，如果拐点频率 F_B 比开环截止频率 F_{OL} 足够小，则在开环截止频率处的开环响应和积分器类似。因而，闭环带宽（由点 400 表示），即闭环频率响应或增益开始下降或衰减时所在频率，将基本上等于开环截止频率 F_{OL} 。

15 第二，在由上述的第一步确定的值而设定 K_p 的条件下，调整积分增益 K_i 。在这种情况下，对环路提供正弦输入信号作为参考电流信号 I_{qREF} ，其中输入信号具有 $F_{CL} = 0.8F_{OL}$ 的频率，即所需的环路的闭环带宽。根据系统响应，如果需要，可以使用小于 0.8 的系数。改变 K_i 直到闭环传递函数的幅值处于 1 (0 dB) 的预定的允差内。

参看图 6，更具体地说，用于自动校准逻辑 48 的顶级流程图在步 300 开始，其中检查是否收到来自服务器 80 (图 1) 的开始指令。如果没有收到，则逻辑 48 退出。如果收到开始指令，则步 302 请求并接收所需参数，以便进行自动校准，如后所述。

20 接着，一系列的步骤 304 设置 $K_i = 0$ ， $K_p = K_{p-INIT}$ ， $G_C = 2\pi F_{OL}$ 以及 I_{dREF} 的值，如下所述。此外，步 304 设置变量 $COUNT = 0$ ， $MODE1 = 1$ ， $BRK = 1$ ，其约束制动 37 (图 1)，并锁住转子。

25 使用来自电机铭牌或/与电机数据单的信息计算 K_{p-INIT} 。如上所述，希望 K_p 等于电机电感 L ，作为初始值， K_{p-INIT} 根据电机瞬变电感 $L\sigma$ 的近似值设置，其根据电机的“基本”电感 (L_BASE) 使用下式被近似计算：

$$K_{p-INIT} = 0.1 \times L_BASE$$

30 L_BASE 包括激磁电感 (L_M) 和瞬变电感 ($L\sigma$)，并且 $L\sigma$ 大约是 L_M 的 10-20%。如果需要，可以使用不为 0.1 的系数。使用下式由电机铭牌数据计算 L_BASE ：

$$Z_BASE = (PWR_RATED) / (VLL_RATED)^2$$

$$L_BSDR = Z_BASE / (2\pi HZ_RATED)$$

其中 PWR_RATED 是以瓦计的电机轴额定功率；RPM_RATED 是以 RPM 计的电机额定转速；VLL_RATED 是以 V 计的额定线电压的有效值；HZ_RATED 是以赫兹计的额定频率。

I_{dREF} 被设置如下：

$$5 \quad I_{dREF} = 0.25 \times I_{-BASE}$$

其中 I_{-BASE} 是由铭牌数据按照 $(PWR_RATED) / ((3)^{1/2} \times VLL_RATED)$ 。如果需要，也可以使用 I_{dREF} 的其它设置，只要在电机中产生磁通的合适的值即可。

K_{P-INIT} 和 I_{dREF} 的值可以由逻辑 48 使用由维护人员输入到服务器 80 的铭牌参数 RPM_RATED, VLL_RATED, HZ_RATED, RPM_RATED 进行计算，并经过链路 82 送到逻辑 48。此外， K_{P-INIT} 和 I_{dREF} 的值可以由维护人员计算并输入到服务器 80，并且通过链路 82 送到逻辑 48。

接着，在步 310，设置 I_{qREF} 等于其测试频率 F_{OL} 等于所需的开环截止频率的正弦波，例如 180 至 333Hz。如果需要，也可以使用其它频率。正弦波由信号处理器以数字方式产生，例如数字信号处理器，如摩托罗拉 DSP 56002 处理器，更新（或采样）速率为 5KHz。也可以使用其它的硬件与/或软件技术或更新速率来产生正弦输入信号。

下一步 312 分别监测在线 118, 116 上的信号 I_{qERR} 和 I_q ，并使用上述的数字信号处理器进行各个信号 I_{qERR} 和 I_q 的离散富氏变换 (DFT)，从而获得信号 I_{qERR} 和 I_q 的基波或一次谐波的幅值 (I_{qMAG} , $I_{qERR-MAG}$)，以便计算开环增益。使用一次谐波计算开环增益，从而使控制系统中的非线性不使计算失真。来自 DFT 的测量信号的基波或一次谐波分量是 $A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t)$ ，其中 ω 是测试频率 ($2\pi F_{OL}$)。下一步 314 通过已知公式 $(A^2 + B^2)^{1/2}$ 计算一次谐波的幅值。

25 为了计算 DFT，如所公知的，在逻辑 48 内产生具有测试频率的单位振幅的标准正弦波和余弦波。测量的信号 (I_{qERR} , I_q) 乘以标准的正弦波，并把乘积在一个激磁周期内积分，从而产生信号的富氏系数 A。由标准的余弦波乘以信号并进行积分而产生系数 B。我们发现，在输入信号的 15 个周期内积分便足以滤除系统响应中的任何瞬变分量。这也适用于对闭环增益而进行的 DFT，如后所述。如果需要，也可以使用其它的周期数。此外，如果需要，也可使用其它类型的富氏变换，例如快速富氏变换 (FFT) 等，只要获得所需信号的一次谐波即可。

此外，代替富氏变换，可以使用任何其它的滤波或频谱分析技术来确定所需信号的一次谐波。

接着，步 316 计算开环增益 G_{OL} ，即电流反馈信号 I_{qMAG} 的幅值和电流环误差 $I_{qERR-MAG}$ 的幅值之比。

- 5 接着，步 318 检查 G_{OL} 是否在 1 的 $\pm 0.5\%$ (即 ± 0.005) 之内。也可以使用其它允差。如果不在，步 320 则检查 COUNT 是否大于或等于 10，即循环是否已经至少迭代过 10 次。如果是，则步 322 设 FAULT = 1，并通过串行链路 82 发送到服务器 (图 3)，并在步 324 设 MODE1 = 0, BRK = 0, 然后逻辑退出。如果逻辑迭代次数小于 10，则在
- 10 步 326 检查 G_{OL} 是否大于 1。如果是，则在步 328 使 K_p 减少预定的量。如果 G_{OL} 小于 1，则在步 330 使 K_p 增加预定的量。在每种情况下，下一步 332 使计数器 COUNT 加 1，并且逻辑进入步 310，利用新的 K_p 值重新计算。

- 对 K_p 进行迭代的一种方法是使用对分搜索技术，其中 K_p 的值通过将其设置等于在每次测试之后的上下边界的平均值来确定。上下边界被调整，以便每次使搜索间隔减少 2 倍，直到获得所需的门限值为止。例如，上边界 $K_{p-UPPER} = 3 K_{p-INIT}$ ，下边界 $K_{p-LOWER} = 0$ ，并且 $K_p = (K_{p-UPPER} + K_{p-LOWER}) / 2$ 。如果 K_p 要被增加 (步 330)，则下边界被增加到 $K_{p-LOWER} = K_p$ ，如果 K_p 要被减少 (步 328)，则上边界被减少到 $K_{p-UPPER} = K_p$ 。
- 20 然后，根据修改的上下边界计算 K_p 的下一个值。

此外，每次迭代 K_p 可以改变一个小的量，例如 1%，直到达到所需的允差。如果需要，也可以使用在所需的时间内收敛的任何其它搜索技术。

- 如果在步 318 G_{OL} 的值在所需的预定允差内，则根据对正弦输入
- 25 频率的所需的闭环频率响应确定积分增益 K_I 。具体地说在一系列步骤 340 设 COUNT = 0, $K_I = KI-INT$ 。

为了确定 K_I 的值，将 K_p 的值设为在上述处理的第一步中确定的值，并把 K_I 设为初始值 KI-INT。因为需要使 K_I 等于电机电阻 R，所以 KI-INT 的值被设置为 R 的一个计算值：

30
$$KIINT = 1000X K_p$$

也可以使用不等于 1000 的系数计算 KI-INT。

接着，步 342 设 I_{qREF2} 等于一个正弦波，其测试频率 $F_{CL} = 0.8F_{OL}$ ，

等于所需的闭环带宽，并且 I_{dREF} 仍然按以前设置。正弦波按上述步 310 的开环测试的方法产生。

5 下一步 344 监测在线 116 上的反馈电流信号 I_q ，并计算信号 I_q 的离散富氏变换 (DFT)，以便获得信号 I_q 的基波或一次谐波的幅值 (I_{qMAG})，用于计算闭环增益，使得控制系统中的非线性不会使计算失真，上述方式和上面讨论的用于开环增益的计算类似。众所周知，来自 DFT 的测量信号的基波或一次谐波分量是 $x = A\sin(\omega t) + B\cos(\omega t)$ ，其中 ω 是测试频率 ($2\pi F_{CL}$)。下一步 346 通过已知公式 $(A^2 + B^2)^{1/2}$ 计算一次谐波的幅值。关于 DFT 的积分周期的数量和上面讨论的相同。

接着，步 348 计算闭环增益 G_{CL} ，即电流反馈信号 I_{qMAG} 的幅值和输入电流环参考信号 I_{qMAG} (其由逻辑 48 提供，因而不需测量) 的幅值之比。

15 接着，步 350 检查 G_{OL} 是否在 1 的 $\pm 6\%$ 内。也可以使用其它允差。如果不在，步 352 则检查 COUNT 是否大于或等于 10，即循环是否已经至少迭代过 10 次。如果是，则步 354 设 $FAULT = 1$ ，并通过串行链路 82 发送到服务器 (图 3)，并在步 324 设 $MODE1 = 0$ ， $BRK = 0$ ，然后逻辑退出。如果逻辑迭代次数小于 10，则在步 356 检查 G_{CL} 是否大于 1。如果是，则在步 360 使 K_I 减少预定的量。如果 G_{CL} 小于 1，则在步 358 使 K_I 增加预定的量。在每种情况下，下一步 362 使计数器 COUNT 加 1，并且逻辑进入步 342，利用新的 K_I 值重新计算。

25 对 K_I 进行迭代的一种方法是使用和上述的关于 K_P 的迭代类似的对分搜索技术，其中 K_I 的值通过将其设置等于在每次测试之后的上下边界的平均值来确定。上下边界被调整，使得每次使搜索间隔减少 2 倍，直到获得所需的门限值为止。例如，上边界 $K_{I-UPPER} = 2K_{I-INIT}$ ，下边界 $K_{I-LOWER} = 0$ ，则 $K_I = (K_{I-UPPER} + K_{I-LOWER}) / 2$ 。如果 K_I 要被增加 (步 358)，则下边界被增加到 $K_{I-LOWER} = K_I$ ，如果 K_I 要被减少 (步 360)，则上边界被减少到 $K_{I-UPPER} = K_I$ 。然后，根据修改的上下边界计算 K_I 的下一个值。

30 此外，每次迭代 K_I 可以改变一个小的量，例如 1%，直到达到所需的允差。如果需要，也可以使用在所需的时间内收敛的任何其它搜索或迭代技术。

我们发现，以上讨论的关于 K_p 和 K_I 的对分搜索在大约 8 次迭代内便以足够的精度收敛；不过，如果需要可以使用或多或少的迭代次数。

如果在步 350GCL 的值在所需的预定允差内，则在步 364 设置 DONE 5 标记等于 1，并通过串行链路 82 将其送到服务器 80，在步 324 设 $MODE1 = 0$ ， $BRK = 0$ ，并且使逻辑退出。

如果需要，可以使用其它的闭环带宽和开环截止频率以及其它的输入频率，例如，如果需要，对于两个计算，输入频率可以等于 F_{OL} 。

虽然使用磁场定向驱动装置 20 对本发明进行了说明，但本发明 10 适用于不是磁场定向的任何类型的驱动装置，只要参考电流，电流误差，和反馈电流被逻辑 48 读出即可。

虽然参照示例的实施例对本发明进行了说明，但是本领域的技术人员应该理解，不脱离本发明的构思可以作出各种其它的改变、省略和增加。

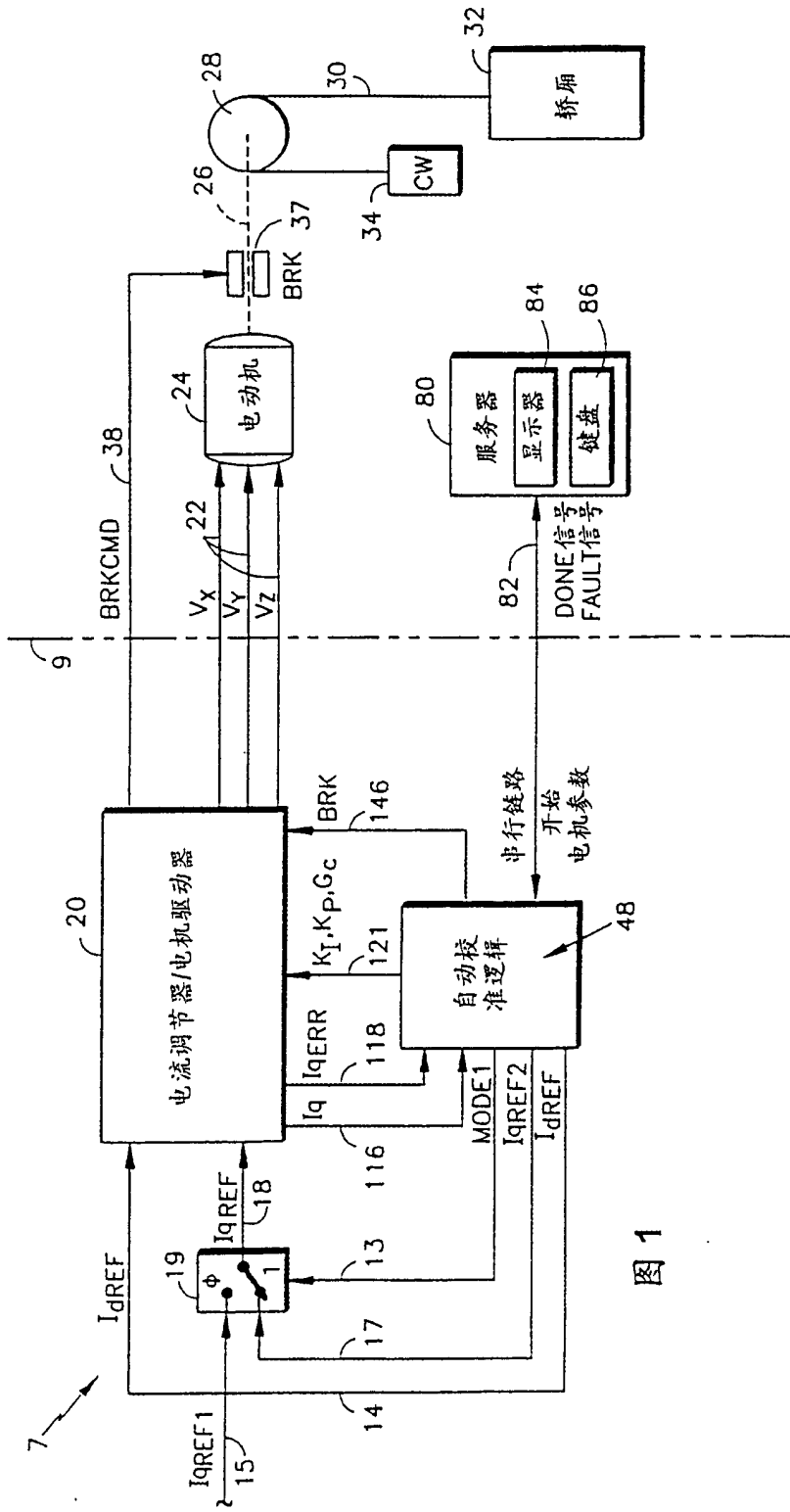


图 1

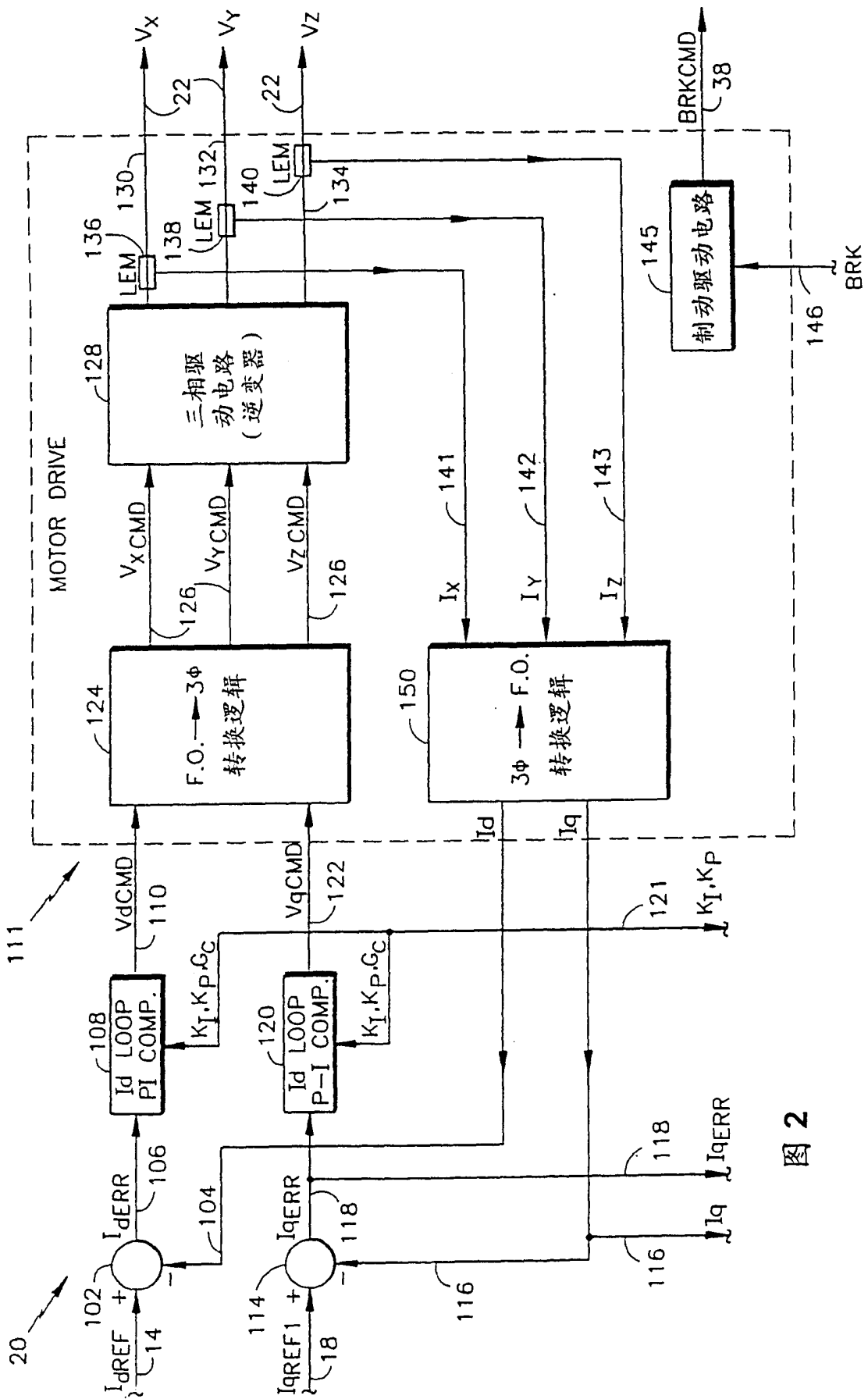


图 2

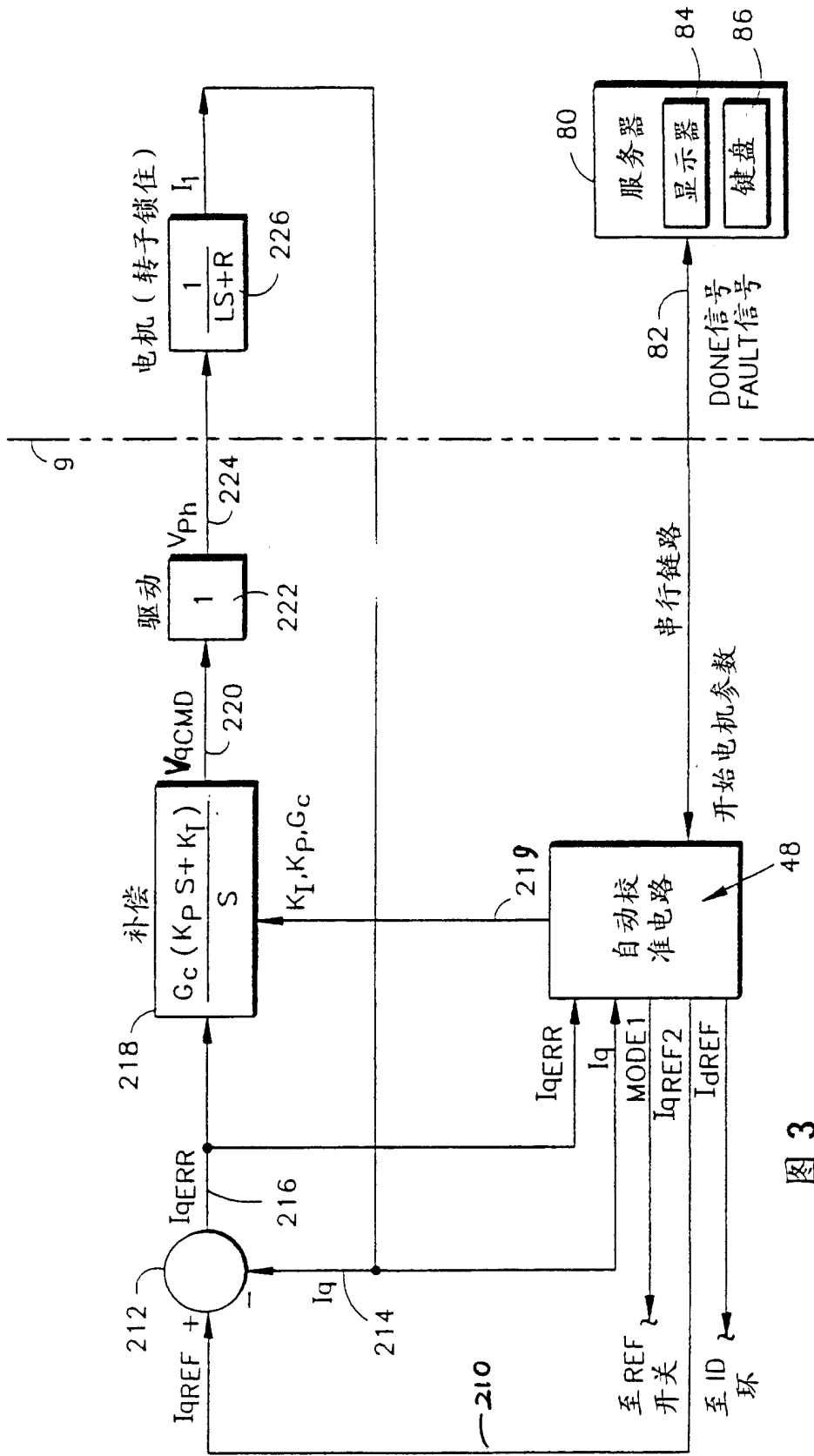


图 3

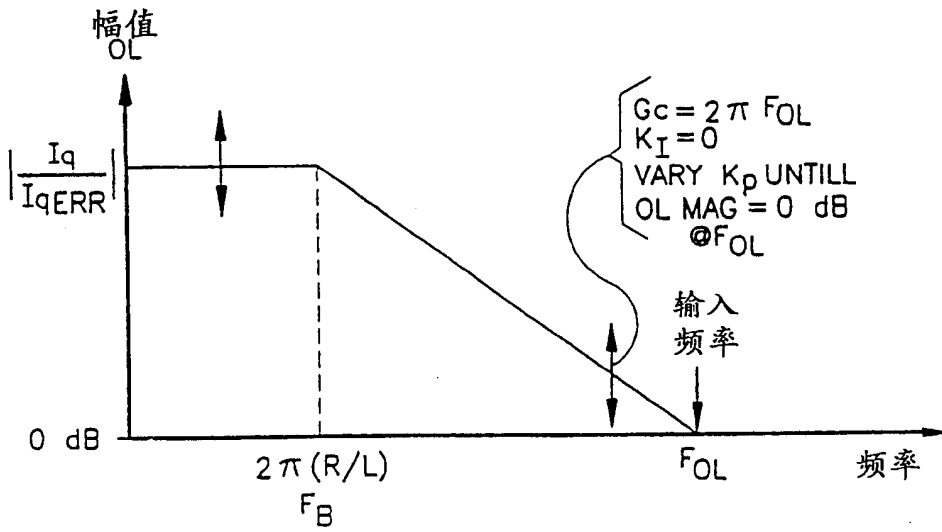


图 4

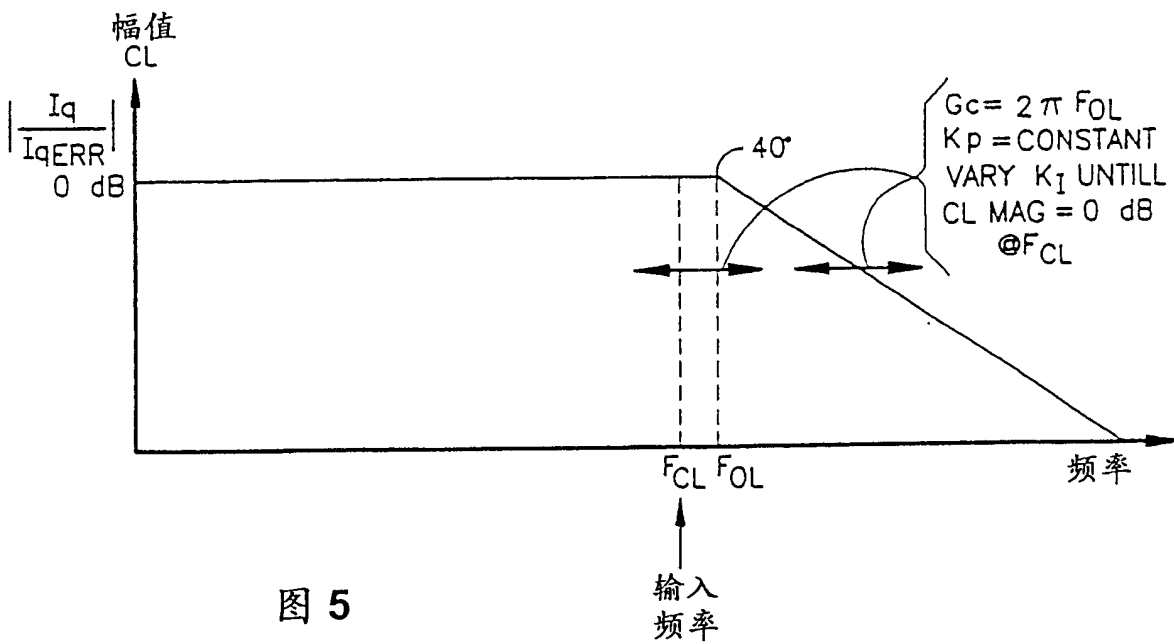


图 5

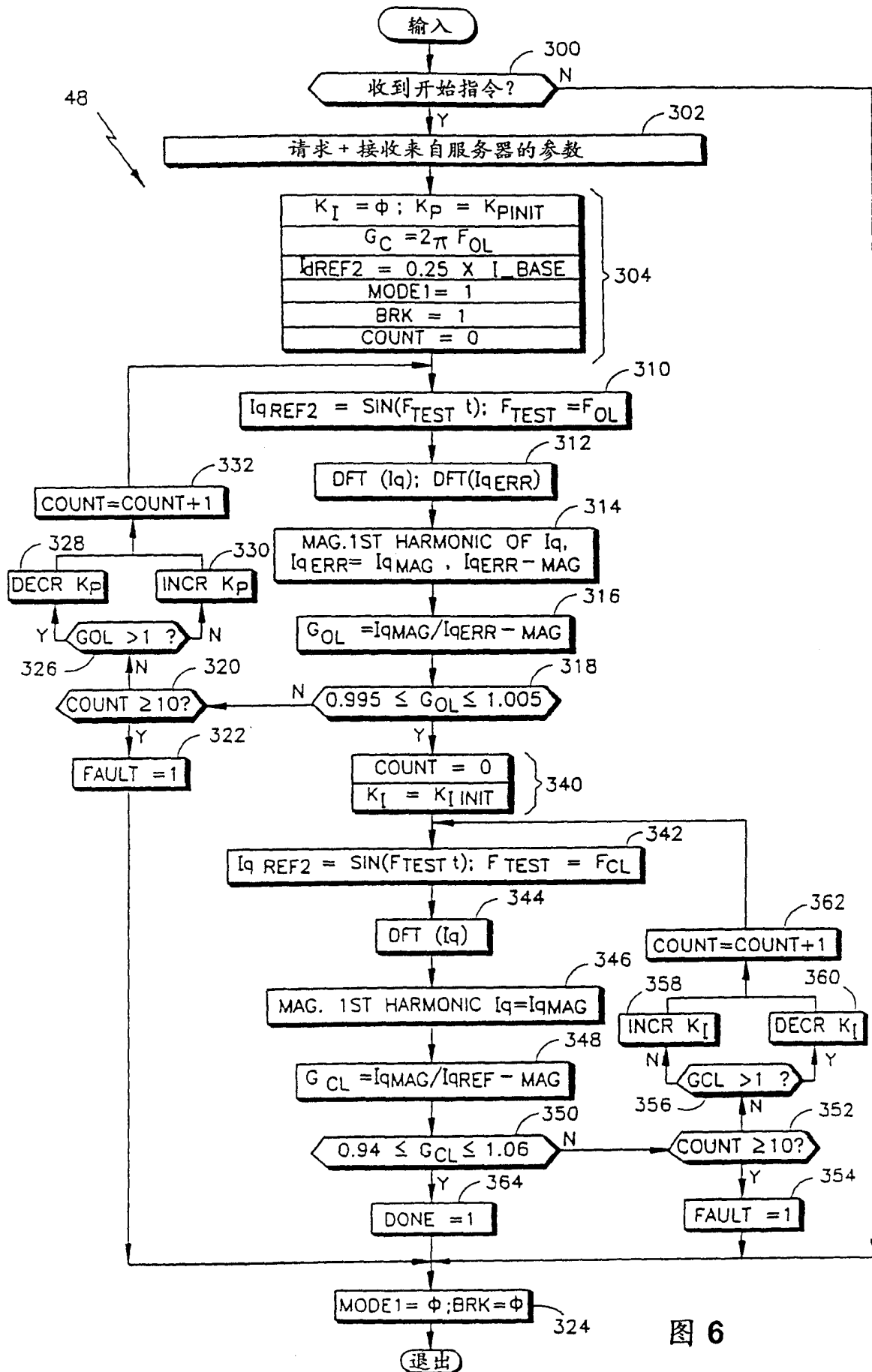


图 6