

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H02P 21/00

B66B 1/30

G05B 11/36

# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98126019.5

[45] 授权公告日 2002 年 5 月 15 日

[11] 授权公告号 CN 1084960C

[22] 申请日 1998. 12. 22

[21] 申请号 98126019.5

[30] 优先权

[32] 1997. 12. 22 [33] US [31] 08/996264

[73] 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 L·M·拉蒙塔格内

A·韦基奥蒂 R·E·特贝奥

N·格雷纳

审查员 张志杰

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

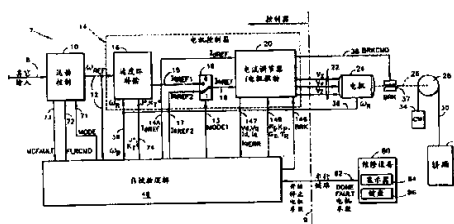
代理人 邹光新 王忠忠

权利要求书 1 页 说明书 34 页 附图页数 22 页

[54] 发明名称 场定向的电梯电机驱动系统的自启动控制器

[57] 摘要

一种磁场定向的电梯电机控制器 14 的自启动控制器 7 包括: 计算该电机控制器的积分增益  $K_I$ 、比例增益  $K_P$  和整体增益  $(G_c)$ ; 取得该电机控制器 14 的转子时间常数  $\tau_R$ 、磁化电流  $I_d$  和电机转矩常数  $K_T^*$  的初始值, 并取得电机瞬态电感  $L_\sigma$  的值; 利用所述瞬态电感  $L_\sigma$  计算所述转子时间常数  $\tau_R$  和磁化电流  $I_d$  的终值; 以及计算电机控制器 14 内部的速度环补偿 16 的系统惯量  $J^*$  参数。控制器 7 还可包括: 计算  $\tau_R$ 、 $I_d$  和  $K_T^*$  的初始值; 以及依赖于从维修设备 80 接收到一命令, 自动执行自启动。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

1. 一种自起动 (self-commissioning) 磁场定向电梯电机控制器的方法, 包括以下步骤:

5 a) 计算该电机控制器的积分增益 ( $K_I$ )、比例增益 ( $K_p$ ) 和整体增益 ( $G_c$ );

b) 取得该电机控制器的转子时间常数 ( $\tau_r$ )、磁化电流 ( $I_d$ ) 和电机转矩常数 ( $K_T^*$ ) 的初始值, 并取得电机瞬态电感 ( $L\sigma$ ) 的值;

c) 利用所述瞬态电感 ( $L\sigma$ ) 计算所述转子时间常数 ( $\tau_r$ ) 和磁化电流 ( $I_d$ ) 的终值; 以及

10 d) 计算该电机控制器的系统惯量 ( $J^*$ ) 参数。

2. 根据权利要求 1 的方法, 其中取得初始值的所述步骤 (b) 包括计算所述初始值。

3. 根据权利要求 1 的方法, 其中依赖于从维修设备接收一命令, 执行所述步骤 (a) - (d)。

# 说明书

## 磁场定向的电梯电机驱动系统 的自启动控制器

### 5 发明领域

与此同时提出的编号为 Nos. (Otis Docket Nos. OT-3066, OT-3064, OT-3065, OT-4046 和 OT-4054) 的共同未决美国申请文件含涉及本文所公开内容的主题。

10 本发明涉及自启动 (Self-Commissioning) 电梯, 尤其涉及自启动电梯磁场定向 (Field Oriented) 的电机驱动系统。

### 发明背景

在电梯系统领域中, 已知用 AC 变频驱动感应电机来向电梯系统提供牵引动力。但是, 驱动/电机组合的特征函数要求可识别电机参数, 并要求将电机/驱动控制参数设定到产生理想系统响应的值。另外, 必须准确  
15 确定运动惯量分量, 以适当控制电机和电梯。

通常, 电机参数和运动惯量分量通过各种技术确定。一种技术包括将电机从现场拆至工程中心, 用以测定电机参数。另一种技术要求派一名工程师去现场, 带着昂贵的测试设备以帮助使电机与驱动协调。对惯量参数的确定可通过对系统重量进行复杂地计算来确定, 系统重量来自于在给定现场提取的可能准确也可能不准确的数据。而且, 在许多情况下, 所有的系统质量不为人准确得知, 因而不易于对系统重量进行准确的计算。上述技术效率低且昂贵, 在某些情况下也不准确。因此, 以新驱动系统代替现有电梯系统中旧驱动系统的现代化或翻新对建筑业来说并无吸引力。

### 25 发明目的

本发明的目的包括提供一种自启动电梯控制器, 它能在一定给定电梯/电机驱动系统的现场自动校验自身。

### 发明方案概述

根据本发明, 一种自启动磁场定向电梯电机控制器的方法包括: a) 30 计算该电机控制器的积分增益  $K_I$ 、比例增益  $K_P$  和整体增益 ( $G_C$ ); b) 取得电机控制器的转子时间常数  $\tau_r$ 、励磁电流  $I_d$  和电机转矩常数  $K_T^*$  的初始值, 并取得电机瞬态电感  $L\sigma$ ; c) 利用所述瞬态电感  $L\sigma$  计算所述转子时



间常数 $\tau_R$ 和励磁电流  $I_d$  的终值; 和 d) 计算电机控制器的系统惯量  $J^*$  参数。

进一步根据本发明, 所述取得步骤包括计算 $\tau_R$ 、 $I_d$  和  $K_T^*$ 的初始值。还根据本发明, 一旦接收来自一维修设备 (service tool) 的命令, 就自动执行步骤 (a) - (d)。

通过提供自动自起动的电机控制器, 本发明相对已有技术显示出显著的进步。本发明能确定现场必要的电机、控制和惯量参数, 而无需拆卸电梯以便进行分开的电机测试, 也无需使用昂贵和/或复杂的测试设备或专门培训的人员。因此, 本发明缩减了将电梯系统调整为一新电机控制器的时间, 并降低了成本, 从而使改进现场旧控制器或使其现代化更具吸引力。本发明自动确定必要参数, 并在自启动完成时或发生故障时与维护人员进行联系。

根据以下对如附图所示本发明的典型实施例的详述, 本发明的前述和其他目的、特征及优点将变得更明显。

#### 附图简述

图 1 是根据本发明的包括自校验逻辑的电梯控制器示意性框图。

图 2 是根据本发明的场定向电流调节器/电机驱动电路的框图, 它在图 1 的控制器内。

图 3 是根据本发明的图 1 中自校验逻辑的顶级 (top-level) 逻辑流程图。

图 4 是根据本发明的图 1 系统的控制系统框图。

图 5 是根据本发明的图 4 中控制系统开环传递函数的幅频响应曲线。

图 6 是根据本发明的图 4 中控制系统闭环传递函数的幅频响应曲线。

图 7 是根据本发明的图 1 中自校验逻辑的逻辑流程图。

图 8 是根据本发明的通过磁场定向控制的感应电机一等效电路模型原理图。

图 9 是根据本发明的图 8 等效电路的简化原理图。

图 10 是根据本发明的图 1 自校验逻辑的逻辑流程图。

图 11 是根据本发明的电机阻抗和转子阻抗的虚部与频率之间的关系曲线。

图 12 是根据本发明的图 10 流程图的一部分逻辑流程图。

图 13 是根据本发明的图 1 自校验逻辑的一部分框图。



图 14 是根据本发明的一磁场定向驱动电机 q 轴变量的感应电机耦合电路图。

图 15 是根据本发明的一磁场定向驱动电机 d 轴变量的感应电机耦合电路图。

5 图 16 是根据本发明的图 1 中自校验逻辑的一部分逻辑流程图。

图 17 是根据本发明的图 16 中一部分流程图的逻辑流程图。

图 18 是根据本发明的速度与时间关系曲线图。

图 19 是根据本发明的的电机沿顺时针方向和逆时针方向运行的无负载时 Vd 与 RPM 关系曲线图。

10 图 20 是根据本发明的上行和下行的损耗分量 XDF 和滤波后上行/下行差 FUDD 与转子时间常数的关系曲线图。

图 21 是根据本发明的图 1 中自校验逻辑的一部分框图。

图 22 是根据本发明的图 1 中控制器一部分的控制系统框图模型。

图 23 是根据本发明的图 22 系统的简化控制系统框图。

15 图 24 是根据本发明的图 23 系统的简化控制系统框图。

图 25 是根据本发明的图 1 中自校验逻辑的一部分逻辑流程图。

图 26 是根据本发明的当内环增益估计值正确时三个电机速度参数与时间的关系曲线图。

20 图 27 是根据本发明的当内环增益估计值正确时图 1 的自校验逻辑中三个参数与时间的关系曲线图。

图 28 是根据本发明的  $X_{AVG}$  与  $J^*$  各种值的估计惯量 ( $J^*$ ) 之间的关系曲线图。

### 优选实施例详细描述

25 参见图 1, 图中示出了线 9 左边为电梯控制器 7 的一部分, 该部分包括一运动控制器或运动控制子系统 (MCSS) 10, 该子系统 10 通过线 8 接收来自运行控制逻辑 (图中未示) 的楼层指定命令, 并通过线 12 将转速 (或速度) 参考信号  $\omega_{REF}$  (形式为速度曲线) 提供给电机控制器或驱动/制动力子系统 (DBSS) 14. 电机控制器 14 包括速度环补偿逻辑 16, 如与本申请同时提出的编号为 (Otis Docket No. OT-3054) 的共同未决 US 专利  
30 申请文件中所述的那样, 该逻辑 16 使电机速度控制环为闭环, 并通过线 15 提供转矩电流参考信号  $I_{qREF1}$ .

电机控制器 14 还包括人们已知的磁场定向 (或基于矢量的

(vector-based)) 电机驱动控制部分, 该部分具有两个控制环, 每个控制环分别对应于不同的控制轴, 即与电机励磁有关的 d 轴和与转矩有关的 q 轴。d 轴环通过线 14 提供 d 轴电流参考输入信号  $I_{dREF}$ , 它设定 d 轴电流  $I_d$ 。将  $I_{dREF}$  (及由此产生的  $I_d$ ) 设定为一预定常值, 以便根据电机磁化曲线在电机内产生适当磁通量。将  $I_{dREF}$  信号送入磁场定向的电流调节器/电机驱动电路 20, 下文将结合图 2 更多地描述该电路 20。

q 轴电流环在线 15 上有第一 q 轴电流参考输入信号  $I_{qREF1}$ , 将该信号送入开关 19 的一个输入端, 该信号由速度环补偿逻辑 16 提供。逻辑 16 在它不处于自校验 (或自启动) 模式时将 q 轴电流参考信号  $I_{qREF1}$  供给电路 20。开关 19 的另一输入信号是线 17 上的第二 q 轴电流参考输入信号  $I_{qREF2}$ 。开关 19 的输出信号是线 18 上的 q 轴电流环参考信号  $I_{qREF}$ , 根据通过线 13 提供给开关 19 的 MODE1 信号状态, 把该参考信号  $I_{qREF}$  设定得等于  $I_{qREF1}$  或  $I_{qREF2}$ 。将  $I_{qREF}$  信号送入下文结合图 2 详述的磁场定向电流调节器/电机驱动电路 20。

电路 20 通过线 22 向电机 24 如三相感应电机提供三相驱动电压  $V_x$ 、 $V_y$ 、 $V_z$ 。电机 24 通过线 36 把表示电机 24 转速的速度反馈信号  $\omega_R$  反馈给控制器 7。

可与本发明一起使用的三相 AC 感应电机的两个实例是: Loher 生产的 Model LUGA-225LB-04A, 额定功率 45KW, 额定电压 355 伏, 额定速度 1480, 额定频率 50Hz, 为齿轮传动结构; (台湾) Tatung 生产的 Model 156MST, 额定功率 40KW, 额定电压 500 伏, 额定速度 251, 额定频率 16.7Hz, 为无齿轮传动结构。必要时也可采用具有其他额定参数的其他电机。

通过机械联动装置 26 如轴和/或齿轮箱, 将电机 24 接至滑轮 28。绳或缆绳 30 绕在滑轮 28 上, 缆绳 30 的一端接到电梯轿厢 32 上, 其另一端接至配重 34。配重的重量一般等于空轿厢重量加上轿厢的 40-50% 额定负载。

必要时, 可以采用其他的带或不带配重、带或不带齿轮箱的电梯系统结构, 用以将电机 24 的输出转矩转换为电梯轿厢 32 的运动, 这些电梯系统结构例如为双升降系统 (其中将两个电梯轿厢接到单独一根绳子上, 两轿厢沿相反方向移动, 每个轿厢为另一辆轿厢提供配重)、滚筒机 (drum machine) (其中将绳绕在一电机驱动的滚筒上) 等等。

制动器 37 如电磁激励盘式制动器设置在轴 26 上并由通过线 38 来自

于电路 20 的电力制动命令信号 BRKCMD 驱动。制动器 37 在启动或“掉电”时抱在轴 26 上，阻止电机轴 26 转动，即，锁住转子，由此阻止了滑轮 28 运动。

参见图 2，如前文所述，在磁场定向电机控制领域中，已知这种控制采用与 d 和 q 轴相对应的电流和电压参数。具体地说，图 1 中的磁场定向电流调节器/电机驱动电路 20 包括两个电流控制环，一个电流控制环用于 d 轴（励磁）电流  $I_d$ ，而另一个用于 q 轴（转矩）电流  $I_q$ 。Id 环接收线 14 上的  $I_{dREF}$  信号，将其送入加法器 102 的正输入端。将线 104 上的测量或反馈 d 轴电流信号  $I_d$  送入加法器 102 的负输入端。加法器 102 的输出是线 106 上的误差信号  $I_{dERR}$ ，其被送入象比例 - 积分 (P-I) 电流环控制这样的控制补偿逻辑 108，如下文详述的那样，该控制补偿逻辑 108 有比例增益  $K_p$ 、积分增益  $K_I$  和总体增益  $G_c$ ，将这些增益置于线 121 上。逻辑 108 通过线 110 提供 d 轴电压命令信号  $V_{dCMD}$ 。

对于 q 轴来说， $I_q$  环接收线 18 上的  $I_{qREF}$  信号，将其送入加法器 114 的正输入端。将线 116 上的测量或反馈 q 轴电流信号  $I_q$  送入加法器 114 的负输入端。加法器 114 的输出是线 118 上的误差信号  $I_{qERR}$ ，其被送入控制补偿逻辑 120，例如类似逻辑 108 的比例 - 积分 (P-I) 逻辑，该逻辑 120 具有比例增益  $K_p$  和积分增益  $K_I$ ，与逻辑 108 的增益相同。逻辑 120 的输出是线 122 上的 q 轴电压命令信号  $V_{qCMD}$ 。由于 q 轴与 d 轴电流环为积分环，所以在稳态时  $I_d$  将等于  $I_{dREF}$ 。

将电压命令  $V_{dCMD}$  和  $V_{qCMD}$  送入已知磁场定向的三相转换逻辑 124，该逻辑 124 将 d 轴和 q 轴电压命令转换为线 126 上的三个相电压命令  $V_{XCMD}$ 、 $V_{YCMD}$ 、 $V_{ZCMD}$ 。将这些相电压命令  $V_{XCMD}$ 、 $V_{YCMD}$ 、 $V_{ZCMD}$  送入已知的三相驱动电路（或逆变器）128，该三相驱动电路 128 分别通过线 130、132、134（总称线 22）提供三相电压  $V_x$ 、 $V_y$ 、 $V_z$ ，以驱动电机 24（图 1）。

在驱动电路 128（其细节图中未示）内，将线 126 上的电压命令  $V_{XCMD}$ 、 $V_{YCMD}$ 、 $V_{ZCMD}$  的每一个转换为占空周期百分比命令，这些命令表示相应的输入电压电平。将占空周期百分比转换为脉宽调制驱动信号，该信号驱动功率晶体管分别通过线 130、132、134 提供脉宽调制后的变频三相电压  $V_x$ 、 $V_y$ 、 $V_z$ 。用电机驱动电路领域中公知的电子元件和/或软件执行驱动电路 128 内部的转换。也可采用接收输入电压命令并提供输出相电压的任意其它类型的驱动电路，而相电压无需受到脉宽调制。

分别通过公知的电流传感器 136、138、140 例如闭环霍尔效应电流传感器（诸如 LEMS）测量分别与电压  $V_X$ 、 $V_Y$ 、 $V_Z$  相关的相电流  $I_X$ 、 $I_Y$ 、 $I_Z$ ，并分别通过线 141、142、143 输出它们。将相电流送入公知的磁场定向转换逻辑 150 的三相端，该逻辑 150 对相电流作人们熟知的转换，使其  
5 变成线 104、116 上的 d 轴电流  $I_d$  和 q 轴电流  $I_q$ ，分别将这些电流作为反馈电流送入加法器 102、114 中。

众所周知，在磁场定向驱动领域中，转子时间常数  $\tau_r$ 、转矩常数  $K_T$ 、额定电机励磁电流  $I_{dRATED}$  和额定电机转矩电流  $I_{qRATED}$  的值必须是已知的。通过线 144 将这些电机参数提供给逻辑 124、150。具体地说， $\tau_r$  用来建  
10 立准确的转差频率  $\omega_s$  以实现磁场定向，还需要这些参数来实现电机在额定转速以及电机额定电压下的理想或额定转矩。线 116、118、104、122、110 总称 147，而线 121、144 总称 149。

转换器 124、150 在矢量（d 和 q 轴）参数与每相参数之间进行公知的转换，例如象 D. Novotny 等人于“Vector Control and Dynamics of AC  
15 Drives”，Oxford University Press, 1996, Ch5, pp203 - 251 中所述的那样。转换器 124、150 可用一微处理器或类似物以软件来完成这种转换。

电机驱动逻辑 111 还包括制动驱动电路 145，该电路 145 接收线 146 上的输入信号 BRK 并通过线 38 提供 BRKCMD 信号。

参见图 1，本发明包括自起动逻辑 48，该逻辑 48 自动计算和通过线  
20 149 提供 P-I 控制参数  $K_I$ 、 $K_p$ 、 $G_C$  与电机参数  $\tau_r$ ，而且计算和提供线 74 上的参数  $J^*$ 、 $K_T^*$  与线 14 上的参数  $I_{dREF}$ ，将它们送入电机控制器 14。该逻辑还通过线 17 提供辅助转矩电流参考信号  $I_{qREF2}$ 。逻辑 48 通过线 147 接收来自电路 20 的参数  $V_d$ 、 $V_q$ 、 $I_d$ 、 $I_q$  和  $I_{qERR}$ 。

逻辑 48 还通过线 13 将 MODE1 信号供给开关 19。MODE1 标志使得电  
25 流参考信号  $I_{qREF2}$  能从校验逻辑 48 被送入逻辑 20。逻辑 48 还通过线 146 向电路 20 提供中断请求信号 BRK。另外，逻辑 66 还分别通过线 71、72 向运动控制逻辑 10 提供 MODE 和 FLRCMD 信号。MODE 标志使得运动逻辑 10 能根据线 72 上的 FLRCMD 信号接受楼层命令。

FLRCMD 信号命令运动控制器 10 用下文讨论的电机控制器 10 中  $\omega_{REF}$   
30 的标准预定速度曲线（例如图 18）执行电梯运动，该运动是沿一指定方向进行的，要经过指定数目的楼层（或到达一专门指定的楼层）。运动控



制逻辑 10 还通过线 73 向逻辑 48 提供电机控制器故障信号 MCFault, 以显示在电梯运动期间是否发生了故障。在电梯运动期间, 电梯利用一空轿厢在一正常速度曲线范围内运行, 确保了正常的特性。

逻辑 48 还通过串行链路 82 与维修设备 80 进行通讯。维修设备 80 包括显示器和用来将数据输入维修设备 80 的键盘 86, 它通过链路 82 接至控制器 7 上。具体地说, 逻辑 48 通过链路 82 接收来自维修设备 80 的起始命令, 它控制自校验何时开始。逻辑 48 还通过链路 82 向维修设备 80 提供 DONE 信号、FAULT 信号, 还可以提供某些电机参数。DONE 信号表示何时完成逻辑 48 而无故障, FAULT 信号表示自起动期间何时检测出故障。

可以利用维修设备 80 手工输入电梯运动命令 (指定楼层), 或者, 可以利用维修设备 80 使电梯在两个预定楼层之间形成循环。还有, 为简化运行并使安全性最高, 电梯的所有运动都可在正常电梯控制系统的控制之下, 并且可以使所有的正常轿厢安全功能有效。

逻辑 48 包括公知的电子元件, 它们可以包括微处理器、接口电路、存储器、软件、和/或固件, 它们能执行这里所述的功能。

参见图 3, 逻辑 48 包括四组测试: 252、258、262、266。前两组测试 252、258 是锁定转子测试, 这些测试在电机停转 (即, 制动器停车) 时进行。另两组测试 256、258 是转子运行测试, 其中令电梯上行和/或下行, 以确定各种电机参数。

具体地说, 自校验逻辑 48 在步骤 250 开始, 步骤 250 检查是否已从维修设备 80 接收到了起始命令。若尚未收到起始命令, 则该逻辑退出。若已收到起始命令, 则步骤 252 执行第一锁定转子测试, 该测试计算电流调节器和电机控制部分 14 内电机驱动电路的电流环补偿部分 108、120 (图 2) 的  $K_I$ 、 $K_p$  和  $G_c$  值, 下文更详细描述电机控制部分 14。锁定转子测试 252 可以和与此同时提出的编号为 (Otis Docket No. OT-3066) 的共同未决美国专利申请文件中所述的一样。然后, 步骤 254 测试是否在前一测试过程中检查出了故障, 或者是否已从维修设备 80 接收到停止命令。若检查出故障或收到停止命令, 则逻辑 48 退出。

接着, 步骤 256 检验是否某些电机参数, 如转子时间常数  $\tau_R$ 、d 轴电流参考值  $I_{dREF}$  (及由此产生的  $I_d$ )、电机转矩常数  $K_T^*$  和瞬态电感  $L\sigma$  可从维修设备 80 获得, 例如从电机数据单中获得。若可获得它们, 则跳过第二锁定转子测试 258, 逻辑 48 转到运行转子测试 262。若不可获得电机

数据单参数，则逻辑 48 执行第二锁定转子测试 258，该测试 258 计算  $\tau_R$ 、 $I_{qREF}$ （及由此产生的  $I_d$ ）和  $K_T^*$  的初始值，并计算诸如下文详细说明了  $L\sigma$  和/或定子电阻  $R_1$  之类的某些其他电机参数。该第二锁定转子测试 258 可以和下文详述的、与本申请同时提出的编号为（Otis Docket No. OT-3064）的共同未决美国专利申请文件中所述的测试相同。然后，步骤 260 检验是否在前一测试过程中检测出故障，或是否已从维修设备 80 接收到停止命令。若检测出故障或收到停止命令，则逻辑 48 退出。

之后，逻辑 48 执行第一运行转子测试 262，该测试 262 利用从测试 258 计算出的或从维修设备 80 接收来的参数值微调  $\tau_R$ 、 $I_{qREF}$ （及由此产生的  $I_d$ ）和  $K_T^*$  的值。第一运行转子测试 262 可以和与本申请同时提出的编号为（Otis Docket No. OT-4046）共同未决美国专利申请文件中所述的测试相同。另一方面，第一运行转子测试 262 可以和与本申请同时提出的编号为（Otis Docket No. OT-3065）的共同未决 U.S. 专利申请文件中所述的测试相同，该申请文件全部在此引入作为参考。然后，步骤 264 检验是否在前一测试过程中检测出故障，或是否已从维修设备 80 接收到停止命令。若检测出故障或收到停止命令，则逻辑 48 退出。

接着，逻辑 48 执行第二运行转子测试 266，该测试 266 计算系统惯量值  $J^*$ 。运行转子测试 266 可以和下文详述的与本申请同时提出的编号为（Otis Docket No. OT-3054）的共同未决美国专利申请文件中所述的测试相同。然后，步骤 268 向维修设备 80 提供四组测试 252、258、262、266 中计算出的一些参数或所有参数，以供维护人员使用。如下文所述，四组测试中的每组都构成自校验逻辑 48 的一部分，以计算该组测试的特定参数。

#### 第一锁定转子测试：

参见图 4，图中示出了具有图 1 与 2 中自校验逻辑 48 的 q 轴电流环控制系统框图的等效图，此时 MODE1 信号（图 1）命令开关 19 将  $I_{qREF}$  设置得等于  $I_{qREF2}$ ，使其作为 q 轴电流环的参考值（即自校验模式）。可将图 4 中控制系统的各部分与图 1 与图 2 中示意性框图的各部分相类比。具体地说，图 4 的控制系统包括来自自校验逻辑 48 的线 210（与图 2 的线 18 类似）上的 q 轴电流参考信号  $I_{qREF}$ ，将该信号送入加法器 212（与图 2 中加法器 114 类似）的正输入端。将线 214 上的  $I_q$  电流反馈信号送入加法器 212 的负输入端。该加法器 212 通过线 216 向逻辑单元 218 提供误差

信号  $I_{ERR}$ ，逻辑单元 218 代表 P-I 控制补偿（与图 2 中 q 轴环补偿逻辑 120 类似）。补偿 218 包括一公知的比例 - 积分（P-I）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”是公知的 Laplace 变换算子。

补偿 218 通过线 220 向逻辑单元 222 提供电压命令信号  $V_{qCMD}$ ，逻辑单元 222 表示电机驱动电路 111（图 2）的传递函数，它在感兴趣的频率范围内传递函数为 1。驱动单元 222 通过线 224 向逻辑单元 226 提供每相驱动电压  $V_{ph}$ ，逻辑单元 226 代表电机 24（图 1）的传递函数。电机 24 的传递函数由具有下式的一阶 Lag 近似得到：

$$1/(Ls + R) \quad \text{式 2}$$

其中 L 是电机的每相电感，R 是电机的每相电阻，“S”是 Laplace 变换算子。电机 24 是三相感应电机，但也可以是具有类似传递函数的任意类型电机。该电机的 q 轴电流  $I_q$  表示于线 214 上，并被反馈到加法器 212 中。 $I_q$  实际在驱动电路 111（图 2）内部受到测量；但是，该电机的传递函数是如图 3 中所示控制系统环路动态特性的一部分。

如前文结合图 1 与 2 所述，自校验逻辑 48 通过线 210 向 q 轴电流环提供  $I_{qREF2}$ （象 MODE1 与  $I_{dREF}$  信号一样），在这种情况下， $I_{qREF2}$  等于 q 轴电流环参考值  $I_{qREF}$ ；自校验逻辑 48 从 q 轴电流环分别接收线 216、214（和图 2 的线 118、116 类似）上的信号  $I_{qERR}$ 、 $I_q$ ；自校验逻辑 48 通过线 219（与图 2 的线 121 类似）向补偿逻辑单元 218 提供控制参数  $K_I$ 、 $K_p$ 、 $G_c$ ；自校验逻辑 48 通过串行链路 82 接收和提供参数。

参见图 4、5 和 6，对于第一锁定转子测试 52 来说，自校验逻辑 48 设定  $G_c$  并调整  $K_I$  和  $K_p$ ，以获得理想的整体驱动/电机环路响应，而不用断开或拆卸电机。具体地说，结合式 1 与 2，控制系统框图的开环传递函数如下：

$$\frac{G_c(K_p S + K_I)}{S} \times \frac{1}{L S + R} \quad \text{式 3}$$

若  $K_p = L$  而  $K_I = R$ ，则式 3 的开环传递函数约减为  $G_c/s$ ，它是增益为  $G_c$  的积分器，提供电机控制系统的理想环路性能。该所产生的积分器有这样一个幅频响应（或增益 - 频率响应），它在  $\omega_c$  (rad/sec) =  $G_c$  时穿过 1

(0dB) (即, 开环交叉频率)。这样, 将积分器增益  $G_c$  设定得等于理想开环交叉频率, 单位为  $\text{rad/sec}$  (即,  $G_c = \omega_c = 2\pi F_{OL}$ )。对于具有与积分器等同的开环传递函数系统来说, 开环增益穿过 1 (0dB) 时的频率, 即, 开环交叉频率 ( $F_{OL}$ ) 等于闭环响应低于 1 (0dB) 预定量 (如 3dB) 即闭环带宽时的频率。

自校验逻辑 48 通过链路 82 从维修设备 80 接收  $G_c$  和/或  $F_{OL}$  的值 (计算  $G_c$  或  $F_{OL}$ ), 并向电路 20 提供  $G_c$ 。逻辑 48 还利用两步过程确定  $K_I$  和  $K_P$  的值 (下文结合图 7 详述)。首先, 改变 (或调整) 比例增益  $K_P$  而同时使积分增益  $K_I = 0$  (或接近零)。设定  $K_I = 0$  (或接近零) 的目的是在该过程的第一步期间消除补偿 108、120 中积分器部分对系统响应的作用或使其最小。必要时, 可以采用其他技术来使积分器作用最小, 例如暂时将积分器切换出系统, 或保持积分器的输出为零。

然后, 把一正弦输入信号作为参考电流  $I_{qREF}$  提供给该环, 其中该输入信号的频率  $F_{OL}$  等于理想的开环交叉频率。通过计算  $I_q/I_{qERR}$  信号比来计算开环幅值。改变  $K_P$ , 直到开环增益的幅值处于 1 (0dB) 的预定容限之内为止。

参见图 5 和 6, 若拐点频率  $F_B$  与开环交叉频率  $F_{OL}$  相比足够小, 则开环交叉频率时的开环响应类似于积分器的响应。因此, 闭环带宽 (由点 300 表示), 即闭环频率响应或增益开始下降或衰减时的频率将基本上等于开环交叉频率  $F_{OL}$ 。

其次, 调整积分增益  $K_I$ , 而同时使  $K_P$  设定在根据前述第一步骤所确定的值。这样, 将一正弦输入作为参考电流  $I_{qREF}$  提供给该环, 其中输入信号的频率  $F_{CL} = 0.8F_{OL}$ , 即该环的期望的闭环带宽。必要时, 根据期望的系统响应, 可采用 0.8 以外的乘法器。改变  $K_I$ , 直到闭环传递函数的幅值处于 1 (0dB) 的预定容限之内为止。

参见图 7, 具体地说, 第一锁定转子测试 252 的顶级流程图从步骤 302 开始, 该步骤 302 请求并接收必要的参数, 以执行下文所述的自校验。接着, 如下所述, 一系列步骤 304 设定  $K_I = 0$ ,  $K_P = K_{P-INIT}$ ,  $G_c = 2\pi F_{OL}$  以及  $I_{dREF}$  的值。而且, 步骤 304 设定变量  $COUNT = 0$ , 设定  $MODE1 = 1$ , 并设定  $BRK = 1$ , 这使制动器 37 (图 1) 抱闸, 锁定转子。

用来自于电机铭牌和/或电机数据单的信息计算  $K_{P-INIT}$  值。如前所述, 期望  $K_P$  等于电机电感  $L$ 。作为初始值, 根据电机瞬态电感  $L\sigma$  的近似值设

定  $K_{P-INIT}$ ，该近似值是用下式根据电机的一个“基本”电感 ( $L_{BASE}$ ) 近似得到的：

$$K_{P-INIT} = 0.1 \times L_{BASE}$$

$L_{BASE}$  包括磁化电感 ( $L_m$ ) 和瞬态电感 ( $L_\sigma$ )， $L_\sigma$  约为  $L_m$  的 10-20%。

5 必要时可采用 0.1 以外的乘法器。 $L_{BASE}$  是用下式根据电机铭牌数据计算得到的：

$$Z_{BASE} = (PWR_{RATED}) / (VLL_{RATED})^2$$

$$L_{BASE} = Z_{BASE} / (2\pi Hz_{RATED})$$

其中  $PWR_{RATED}$  是额定电机轴功率，单位瓦； $RPM_{RATED}$  是额定电机转速，单位 RPM； $VLL_{RATED}$  是额定 RMS 线电压，单位伏； $Hz_{RATED}$  是额定频率，单位赫兹。

$I_{dREF}$  的初始值如下设定：

$$I_{dREF} = 0.25 \times I_{BASE}$$

15 其中  $I_{BASE}$  是电机“基本”电流，它是根据铭牌数据作为  $(PWR_{RATED}) / ((3)^{1/2} \times VLL_{RATED})$  计算得到的。必要时，只要电机内产生适当磁通量，对于  $I_{dREF}$  可采用其他设定。

$K_{P-INIT}$  和  $I_{dREF}$  的值可通过逻辑 252 用铭牌参数  $PWR_{RATED}$ 、 $RPM_{RATED}$ 、 $VLL_{RATED}$  和  $Hz_{RATED}$  计算得出，这些值可由维护人员输入维修设备 80 并通过链路 82 发往逻辑 48。另一方面， $K_{P-INIT}$  和  $I_{dREF}$  的值可由维护人员计算得出并输入维修设备 80，通过链路 82 发往逻辑 48。

25 接着，步骤 310 将  $I_{qREF2}$  设定得等于一正弦波，其  $F_{OL}$  测试频率等于理想的开环交叉频率，例如 180-333Hz。必要时，也可采用其他频率。该正弦信号由诸如数字信号处理器之类的信号处理器用数字方法产生，该数字信号处理器例如是 Motorola DSP56002 处理器，其更新（或采样）速率为 5KHz。也可采用其他硬件和/或软件技术或更新速率产生正弦输入信号。

30 然后，步骤 312 分别监控线 118、116 上的信号  $I_{qERR}$  和  $I_q$ ，并采用前述数字信号处理器对各个信号  $I_{qERR}$  和  $I_q$  进行离散傅立叶变换 (DFT)，从而获得  $I_{qERR}$  和  $I_q$  信号基波或一次谐波的幅值 ( $I_{qMAG}$ 、 $I_{qERR-MAG}$ ) 以计算开环增益。一次谐波用来计算开环增益，以使控制系统中的非线性量不影响计算。众所周知，由 DFT 得到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  $\omega$  是测试频率 ( $2\pi F_{OL}$ )。接着，步骤 314

利用公式:  $(A^2 + B^2)^{1/2}$  计算一次谐波的幅值。

众所周知, 为计算 DFT, 在逻辑 48 内部产生测试频率下的单位幅值标准正弦波和余弦波。用标准正弦波乘以测量信号 (例如  $I_{qERR}$ 、 $I_q$ ), 对其乘积在一个激励周期内进行积分, 产生信号的傅立叶级数系数 A。将测量信号乘以标准余弦并积分产生系数 B。可以看出, 在输入信号的 15 个周期内进行积分, 足以滤除该系统响应内的任何瞬态分量。这也适用于下文所述对闭环增益进行的 DFT。必要时, 也可采用其他的周期数。还有, 必要时, 只要能得到期望信号的一次谐波, 还可采用其他类型的傅立叶变换, 例如快速傅立叶变换 (FFT) 等。另外, 不用傅立叶变换, 可以采用其他的滤除或频谱分析技术, 用以确定期望信号的一次谐波。

接着, 步骤 316 计算开环增益  $G_{OL}$ , 它作为电流反馈信号  $I_{qMAG}$  幅值与电流环误差  $I_{qERR-MAG}$  幅值之比。

然后, 步骤 318 检查  $G_{OL}$  是否在 1 的  $\pm 0.5\%$  之内 (即,  $\pm 0.005$ )。也可采用其他容限。若不在此范围内, 则步骤 320 检验 COUNT 是否大于或等于十, 即, 该循环是否已重复了至少十次。若已重复了十次, 则步骤 322 设定 FAULT = 1, 通过串行链路 82 将其发送给维修设备 80 (图 3), 步骤 324 设定 MODE1 = 0, BRK = 0, 该逻辑退出。若该逻辑的重复次数少于十次, 则步骤 326 检查是否  $G_{OL}$  大于一。若  $G_{OL}$  大于一, 则在步骤 328 使  $K_p$  减小预定量。若  $G_{OL}$  小于一, 则在步骤 330 使  $K_p$  增多预定量。在这两种情况中的任一情况下, 步骤 332 接着使计数器 COUNT 加一, 该逻辑转到步骤 310, 用  $K_p$  的新值重新计算  $G_{OL}$ 。

一种迭代  $K_p$  的方法是用二分法搜索技术, 其中通过在每次测试之后将  $K_p$  值设定得等于上下边界的平均值来确定  $K_p$  值。调整上下边界, 从而每次以因子 2 来减小搜索间隔, 直到得到理想的界限。例如, 上边界  $K_{p-upper} = 3K_{p-INIT}$ , 下边界  $K_{p-lower} = 0$ ,  $K_p = (K_{p-upper} + K_{p-lower}) / 2$ 。若  $K_p$  要增大 (步骤 330), 则将下边界增大到  $K_{p-lower} = K_p$ ; 若  $K_p$  要减小 (步骤 328), 则将上边界减小到  $K_{p-upper} = K_p$ 。然后, 根据修正后的上或下边界计算  $K_p$  的下一个值。

另一方面, 每一次迭代,  $K_p$  可改变很小的量如 1%, 直到达到理想容限为止。必要时可采用在理想时间内收敛的其他搜索技术。

若在步骤 318 时  $G_{OL}$  的值处于理想预定容限范围内, 则根据正弦输入频率的理想闭环频率响应确定积分增益  $K_I$ 。具体地说, 一系列步骤 340

设定  $COUNT = 0$ ,  $K_I = K_{I-INIT}$ .

为确定  $K_I$  的值, 将  $K_p$  的值设定到前述过程第一步骤中确定的值, 而将  $K_I$  设定到初始值  $K_{I-INIT}$ . 由于期望  $K_I$  能等于电机电阻  $R$ , 所以将  $K_{I-INIT}$  的值设定到  $R$  的估计值:

5 
$$K_{I-INIT} = 1000 \times K_p$$

也可用 1000 以外的倍数来估计  $K_{I-INIT}$ .

接着, 步骤 342 将  $I_{qREF2}$  设定得等于一正弦波, 该正弦波的测试频率  $F_{CL} = 0.8 \times F_{OL}$  等于理想闭环带宽, 而仍如前一样设定  $I_{dREF}$ . 如前文结合步骤 310 的开环测试所述, 产生正弦函数.

10 然后, 步骤 344 监控线 116 上的反馈电流信号  $I_q$ , 计算信号  $I_q$  的离散傅立叶变换 (DFT), 以获得  $I_q$  信号的基波或一次谐波的幅值 ( $I_{qMAG}$ ), 该幅值用来计算闭环增益, 从而使控制系统中的非线性量不会影响计算, 其方式与对前述开环增益所采用的方式类似. 众所周知, 由 DFT 得到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  $\omega$  是测试频率 ( $2\pi F_{CL}$ ). 接着, 步骤 346 通过公知的公式  $(A^2 + B^2)^{1/2}$  来计算一次谐波的幅值. DFT 的积分周期数与前述相同.

接着, 步骤 348 计算闭环增益  $G_{CL}$ , 它作为电流反馈信号  $I_{qMAG}$  的幅值与输入电流环参考信号  $I_{qMAG}$  的幅值之比 (该比由逻辑 48 提供, 因而不必测量).

20 然后, 步骤 350 检查  $G_{OL}$  是否在 1 的  $\pm 6\%$  范围之内. 也可采用其他容限. 若未在此范围内, 则步骤 352 检验  $COUNT$  是否大于或等于十, 即, 是否该循环已重复了至少十次. 若已重复了十次, 则步骤 354 设定  $FAULT = 1$ , 通过串行链路 82 将它发送给维修设备 80 (图 3), 而步骤 324 设定  $MODE1 = 0$ ,  $BRK = 0$ , 该逻辑退出. 若该逻辑的重复次数不到十次, 则步骤 356 检查  $G_{CL}$  是否大于一. 若  $G_{CL}$  大于一, 则在步骤 360 将  $K_I$  减去预定量. 若  $G_{CL}$  小于一, 则在步骤 358 将  $K_I$  增加预定量. 在这两种情况的任何一种情况下, 步骤 362 接着使计数器  $COUNT$  加一, 逻辑转到步骤 342, 从而用  $K_I$  的新值重新计算  $G_{CL}$ .

30 迭代  $K_I$  的一种方法是采用二分法搜索技术, 该技术类似前文对  $K_p$  迭代考虑的所述方法, 其中在每次测试后, 通过将  $K_I$  的值设定到等于上下边界的平均值来确定  $K_I$  的值. 调整上下边界, 以便每次以因子 2 减小搜索间隔, 直到得到理想界限为止. 例如, 上边界  $K_{I-upper} = 2K_{I-INIT}$ , 下边界

$K_{I-lower}=0$ , 而  $K_I = (K_{I-upper} + K_{I-lower}) / 2$ . 若要增大  $K_I$  (步骤 358), 则将下边界增大到  $K_{I-lower} = K_I$ ; 若要减小  $K_I$  (步骤 360), 则将上边界减小到  $K_{I-upper} = K_I$ . 然后, 根据修正后的上或下边界计算  $K_I$  的下一个值.

另一方面, 每次迭代都可使  $K_I$  改变较小量如 1%, 直到达到理想容  
5 限为止. 必要时, 也可采用在理想时间范围内收敛的任何其他搜索或迭代技术.

已发现, 前述对  $K_p$  和  $K_I$  的二分法搜索都将收敛于约八次迭代的范围内, 其精度足够; 不过, 必要时也可采用更多或更少次的迭代.

若在步骤 350 中  $G_{CL}$  处于理想容限范围之内, 则步骤 364 将 DONE 标志  
10 设定得等于 1, 经串行链路 82 将其传送给维修设备 80, 而步骤 324 设定  $MODE1 = 0$ ,  $BRK = 0$ , 逻辑 252 退出.

必要时, 可采用其他的闭环带宽和开环交叉频率以及其他输入频率, 例如, 必要时, 两次计算中都可使输入频率等于  $F_{OL}$ .

### 第二锁定转子测试:

15 参见图 8, 感应电机的公知等效电路 90 类似于“Vector Control and Dynamics of AC Drives”, Novotny and Lipo 著, Oxford 1996, Chapter 5 中所述的电路. 图 8 是 AC 稳态运行的每相等效电路, 其中电流  $I_1$  和电压  $V_1$  是复数量 (phasor quantities). 电路 90 包括电阻  $R_s$ , 它与一等效“瞬态”电感  $L_\sigma$  串联连接, 而电感  $L_\sigma$  与转子阻抗  $Z_R$  串联连接, 阻抗  $Z_R$   
20 包括“磁化”电感  $L_\phi$ , 电感  $L_\phi$  与等效电阻  $R_2/S$  相并联. 其中:

$R_s$  (或  $R_1$ ) = 定子绕组电阻

$L_s$  = 定子绕组电感

$L_r$  = 转子绕组电感

$L_m$  = 互感

25  $R_r$  = 转子绕组电阻

$L_\sigma = L_s - L_m^2/L_r$  = 瞬态电感

$L_\phi = L_m^2/L_r$  = 磁化电感

$\omega_E$  = 输入电流的频率

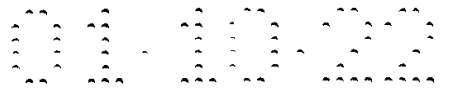
$\omega_R$  = 电机输出转速, 单位是弧度每秒, 称作参考帧

30  $S$  = 转差 =  $(\omega_E - \omega_R) / \omega_E$

$\omega_S$  = 转差频率 =  $\omega_E - \omega_R = (1/\tau_r)(I_q/I_d)$

其中  $\tau_r$  = 转子时间常数,  $I_q$  = q 轴 (或转矩) 电流,  $I_d$  = d 轴 (或磁化)





## 电流

$$R_2 = (L_m^2 / L_r^2) * R_r$$

而且，转子时间常数 $\tau_r$ 与电机转矩常数 $K_T$ 如下与电路 90 的参数有关：

$$\tau_r = L_r / R_r = L\phi / R_2$$
$$K_T = (3/2) (P/2) L\phi I_d = \text{转矩/电流}$$

其中 P = 极数。

参见图 9，电路 92 是图 8 中电路 90 的等效电路，它将转子阻抗  $Z_R$  变换为等效串联电路阻抗，该阻抗有一实部  $\text{Real}(Z_R)$  和等于  $\omega L_X$  的虚部  $\text{Imag}(Z_R)$ 。进行了  $Z_R$  变换的等效电路 92 可用于确定转子时间常数 $\tau_r$ （下文将详述）。

参见图 10，在步骤 402 开始第二锁定转子测试 258 的顶级流程，步骤 402 通过链路 82（图 1）请求并接收来自维修设备 80 的电机参数，它们由维护人员输入。所收到的电机参数是：额定电机轴功率（PWR\_RATED），单位是瓦；额定电机转速（RPM\_RATED），单位是 rpm；额定线电压有效值（VLL\_RETED），单位是伏；额定频率（Hz\_RATED），单位是赫兹；极数（POLES），所有这些数据都可从电机铭牌数据中得到。

然后，步骤 403 设定  $\text{MODE1} = 1$ ， $\text{BRK} = 1$ ，以使制动器 37（图 1）锁定转子， $I_{dREF2} = 0$  安培。对于这里所述的每组测试来说，转子保持锁定（转速 $\omega_r = 0$ ），而  $I_{dREF2} = 0$  安培。当 $\omega_r = 0$  和  $I_{dREF2} = 0$  时，转差  $S = 1$ ，电机电流  $I_1$  等于 q 轴电流  $I_q$ ，电机电压  $V_1$  等于 q 轴电压  $V_q$ 。当  $I_q = 0$  时，根据图 8、9 的电路，电机在单相运行状态下运行。

接着，步骤 404 测量瞬态电感  $L\sigma$ ，测量方法是在频率  $F_{HIGH}$  时将一正弦电流信号加入线 17 上的 q 轴参数电流  $I_{qREF2}$ （图 1），频率  $F_{HIGH}$  足够高例如 31.23 赫兹，以便通过瞬态电感  $L\sigma$  控制电机阻抗。必要时，也可采用其他频率，例如大于 30Hz。通过诸如数字信号处理器之类的信号处理器用数字方法产生正弦波输入信号，信号处理器例如是 Motorola DSP 56002 处理器，更新（或采样）速率为 5KHz。也可采用其他硬件和/或软件技术或更新速率来产生正弦输入信号。

步骤 404 读取 q 轴反馈电流  $I_q$  和 q 轴输出电压  $V_q$ （如前文所述，它们分别等于电机电流  $I_1$  和电机电压  $V_1$ ）。接着，类似前文所述，步骤 404 用前述数字信号处理器执行  $I_q$  和  $V_q$  的离散傅立叶变换（DFT），以确

定一次谐波傅立叶系数。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  $\omega = 2\pi f$  是输入频率（单位 rad/sec）。一次谐波主要用来计算阻抗，以便该系统的非线性量不会影响计算。

众所周知，为计算 DFT，测试频率下单位幅值的标准正弦和余弦波在逻辑 48 内部产生。用标准正弦波乘以测量信号 ( $I_q, V_q$ )，在一个激励周期内对乘积进行积分，产生该信号的傅立叶级数系数 A。用标准余弦函数乘以该信号，积分后产生系数 B。可以看出，在输入信号的 15 个周期内进行积分，足以滤除该系统响应内的任何瞬态分量。必要时，也可采用其他的周期数。还有，必要时，只要能得到理想信号的一次谐波，还可采用其他类型的傅立叶变换，例如快速傅立叶变换 (FFT) 等。另外，不用傅立叶变换，可以采用其他的滤除或频谱分析技术，用以确定理想信号的一次谐波。

然后，步骤 404 通过用上面计算出来的电压和电流的一次谐波分量计算电压与电流之比 ( $V_1/I_1 = V_q/I_q$ ) 来计算电机阻抗  $Z_M$ 。之后，步骤 404 根据傅立叶系数计算  $Z_M$  的实部和虚部。  $F_{HIGH}$  赫兹时电机阻抗  $Z_M$  的虚部受瞬态电感项  $\omega L\sigma$  控制。这样，瞬态电感  $L\sigma$  是瞬态电抗（或  $Z_M$  的虚部），其输入频率等于  $F_{HIGH}H_z$ ，用单位为弧度/秒的频率  $\omega$  即 ( $2\pi F_{HIGH}$ ) 除它，或：

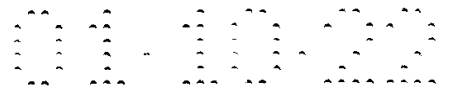
$$L\sigma = \text{Imag}(Z_M) @ F_{HIGH}H_z / (2\pi F_{HIGH})$$

接着，任选步骤 406 测量电路阻抗的总电阻 ( $R_{TOT} = R_S + R_2$ )，即，定子与转子电阻之和，它作为步骤 404 中所确定的电机阻抗  $Z_M$  的实部。因此：

$$R_{TOT} = \text{Real}(Z_M) @ F_{HIGH}$$

具体地说，在步骤 404 中所采用的较高频率  $F_{HIGH}$  时，电路 90 中的电感  $L\phi$  大， $Z_M$  的实部将等于  $R_{TOT}$ 。保存  $R_{TOT}$  的值，以为以后用来计算  $R_S$ （见步骤 412）。

然后，步骤 408 如下所述测量转子时间常数  $\tau_R$ 。步骤 408 产生一系列低频正弦输入 q 轴参考电流  $I_{qREF2}$ ，其频率从 0.1 到 8.0 赫兹，增量由下文所述的搜索算法确定。如前文所述，正弦波输入信号通过步骤 404 用数字方法产生。在每个频率下，电机电流  $I_q$  和电压  $V_q$ （如前文所述，它们分别等于电机电流  $I_1$  和电压  $V_1$ ）受到测量，电流  $I_1$  与电机电压  $V_1$  信号的 DFT 分别受到计算。如前文所述，基波或一次谐波傅立叶系数通过步骤 404 得到。



之后，步骤 408 通过计算电压与电流之比 ( $V_1/I_1$ ) 来计算每个频率下的电机阻抗  $Z_M$ 。然后，步骤 408 根据傅立叶系数计算  $Z_M$  的实部和虚部。随后，步骤 408 计算转子阻抗的虚部  $\text{Imag}(Z_R) = \omega L_X$ ，这是通过将瞬态电抗 ( $\omega L\sigma$ ) 从电机阻抗  $Z_M$  中减去来实现的，其中  $L\sigma$  已预先在步骤 404 中受到计算， $\omega$  是输入频率：

$$\text{Imag}(Z_R) = \omega L_X = \text{Imag}(Z_M) - \omega L\sigma$$

参见图 11，曲线 450 表示电机阻抗的虚部  $\text{Imag}(Z_M) = \omega(L\sigma + L_X)$ ，曲线 452 表示转子阻抗的虚部  $\text{Imag}(Z_R) = \omega L_X$ 。出现曲线 452 最大值 454 的频率  $\omega$  (转/秒) 是转子时间常数的倒数，即， $\omega = 1/\tau_R$ 。一种公知的搜索算法如“黄金分割线搜索 (golden section line search)”算法改变输入频率，并确定出现  $\omega L_X$  最大值的频率  $F_{\text{peak}}$ 。所用的搜索算法类型并非本发明的关键，可采用任何能够改变输入参数并确定输出参数最大值的搜索算法。然后如下计算转子时间常数  $\tau_R$ ：

$$\tau_R = 1/\omega_{\text{peak}} = 1/(2\pi F_{\text{peak}})$$

接着，步骤 410 计算磁化电感  $L\phi$ 。具体地说，在转子时间常数的频率 ( $\omega = 1/\tau_R$ ) 下，其中该频率也是电机传递函数的拐点频率，转子阻抗的实部与虚部相等，即  $\omega L_X = R_X$ 。而且，在同一频率下，(以下) 可以表示出  $\omega L_X$  也等于  $1/2\omega L\phi$  (磁化电抗)。具体地说，转子阻抗  $Z_R$  等于与  $R_2$  并联的  $j\omega L\phi$ ，如下所示：

$$Z_R = j\omega L\phi R_2 / (R_2 + j\omega L\phi)$$

用分母的共轭复数 ( $R_2 - j\omega L\phi$ ) 乘以分子和分母，得到

$$Z_R = \omega^2 L\phi^2 R_2 / (R_2^2 + \omega^2 L\phi^2) + j\omega L\phi R_2^2 / (R_2^2 + \omega^2 L\phi^2) \quad \text{式 4}$$

它具有串联连接的阻抗形式，或如下所示的实部和虚部：

$$Z_R = R_X + j\omega L_X$$

$$Z_R = \text{Real} + j\text{Imaginary}$$

在  $\text{Imag}(Z_R)$  曲线 452 的峰值 454 处，实部与虚部相等，得到：

$$\omega^2 L\phi^2 R_2 / (R_2^2 + \omega^2 L\phi^2) = \omega L\phi R_2^2 / (R_2^2 + \omega^2 L\phi^2) \quad \text{式 5}$$

化简式 5，得到：

$$\omega L\phi = R_2$$

将  $R_2 = \omega L\phi$  代入  $Z_R$  的虚部，并令其等于  $\omega L_X$ ，得到：

$$\text{Imag}(Z_R) = (\omega L\phi)(\omega^2 L\phi^2) / (\omega^2 L\phi^2 + \omega^2 L\phi^2) = \omega L_X \quad \text{式 6}$$

化简式 6，得到：



$$\omega L_x = \omega L\phi/2$$

式 7

这样，如下计算磁化电感  $L\phi$ ：

$$L\phi = 2\text{Imag}(Z_R) / \omega \quad \omega = 1/\tau_R$$

然后，任选步骤 412 通过首先计算  $R_2$  值来计算定子电阻  $R_S$ 。（如下）可知，

5  $\omega = 1/\tau_R$  时的转子阻抗实部  $\text{Real}(Z_R)$  等于  $R_2/2$ 。具体地说，式 4 的实部是：

$$\text{Real}(Z_R) = R_x = L\phi^2 R_2 / (R_2^2 + \omega^2 L\phi^2)$$

代入  $R_2 = \omega L\phi$ ，化简，得到：

$$R_x = R_2/2$$

10 这样，

$$R_2 = 2\text{Real}(Z_R) \quad \omega = 1/\tau_R$$

另一方面， $R_2$  可以用下式计算：

$$R_2 = L\phi/\tau_R$$

其中预先已在步骤 404、408 中计算了  $L\phi$  和  $\tau_R$ 。然后，在这两种情况的任

15 一情况下，通过从步骤 406 中所计算出的 ( $R_{TOT} = R_S + R_2$ ) 中减去  $R_2$  来确定定子电阻  $R_S$ 。这样

$$R_S = R_{TOT} - R_2$$

若已知电机的  $R_S$  值，例如从数据单中得知，则可通过链路 82 将它用于控制，然后还可在步骤 412 中检查  $R_S$  的范围，以确保它处于理想值的预定

20 百分数之内。若  $R_S$  不在期望的范围内，则步骤 412 设置故障标志  $\text{FAULT1} = 1$ 。另一方面，可以计算  $R_S$  值并将其供给维修设备，以帮助维护人员确定装在系统内的电机类型。

接着，步骤 414 用  $L\phi$ 、 $\tau_R$  和在步骤 402 中得到的输入参数  $\text{PWR\_RATED}$ 、 $\text{RPM\_RATED}$ 、 $\text{VLL\_RATED}$ 、 $\text{HZ\_RATED}$  和  $\text{POLES}$  来仿真电机参数，并用来迭

25 代和计算额定磁化电流  $I_{d\text{RATED}}$  与转矩常数  $K_T^*$ ，如图 7 中所示。

参见图 12，仿真的电机参数由星号 (\*) 表示，以避免与前文所述实际测量的电机参数混淆。具体地说，步骤 500 计算电机的额定转速，将它称作电参考帧  $\omega_R\text{-RATED}$ 。接着，步骤 502 将额定线电压 ( $\text{VLL\_RATED}$ )

30 转换成额定相电压（或每相电压） $\text{Vph\_RATED}$ 。然后，步骤 503 根据额定功率和额定 RPM 计算额定转矩  $T\text{-RATED}$ 。之后，步骤 504 计算定子电感  $L_S$ ，它作为瞬态电感  $L\sigma$  和磁化电感  $L\phi$  之和。接着，步骤 506 根据  $I_d$  的一阶近似值用额定电压和转速来计算仿真的 d 轴电流  $I_d^*$  的初始值。然后，步

骤 508 设定变量 COUNT 等于零。

接着，一系列步骤 510 - 522 用以下参数来计算  $K_T^*$  和仿真电机电压  $V_m^*$ ，这些参数即：基于步骤 410（图 10）中计算出的  $L_\phi$  值的各种仿真电机参数；在以上步骤 500 - 508 中计算出的参数，还用一些前文所述的磁场定向电机控制器的公知关系式来计算的参数。具体地说，步骤 510 根据步骤 410（图 10）中计算出的  $L_\phi$  和磁化电流的电流值  $I_d^*$  来计算转矩常数  $K_T^*$ 。然后，步骤 512 计算转矩电流  $I_q^*$ 。接着，步骤 514 计算仿真转差频率  $\omega_s^*$ ，它用于下一步骤 516，用以计算仿真电流频率  $\omega_E^*$ ，它等于电机的转动频率（或转速） $\omega_{R\_RATED}$  加上转差频率  $\omega_s^*$ 。

然后，步骤 518 根据磁化电流  $I_d^*$  计算仿真 q 轴输出电压  $V_q^*$ ，步骤 520 根据转矩电流  $I_q^*$  计算仿真 d 轴输出电压  $V_d^*$ 。然后，步骤 522 计算仿真矢量总和电机总电压  $V_m^*$ ，它等于 d 轴输出电压  $V_d^*$  与 q 轴输出电压  $V_q^*$  分别平方和的平方根。

接着，步骤 524 计算 Ratio 参数，它等于额定相电压  $V_{ph\_RATED}$  与仿真每相电机电压  $V_m^*$  之比。该逻辑一直重复，直到 Ratio 到达 1，在理想容限如 0.001 范围之内。当该比例等于 1 时， $I_d^*$  值会在额定 RPM 下产生额定电压和额定转矩。

然后，步骤 526 计算  $I_d^*$  的下一个值，它等于 Ratio 乘以  $I_d^*$  电流值的值。接着，步骤 528 检查 Ratio 是否在 1 的预定容限如 0.001 范围之内。若它并不在理想容限范围内，则步骤 530 检查 COUNT 是否大于或等于十（即，是否该循环已重复了至少十次）。若该循环已重复了至少十次，则在步骤 532 将 FAULT 标志设定得等于 1，并通过链路 82（图 1）将它输出给维修设备 80，该逻辑退出。若它重复的次数少于十次，则步骤 534 使 COUNT 加一，逻辑 414 转到步骤 510 以便再次重复。

若在步骤 528 中 Ratio 在理想容限范围内，则认为该逻辑已收敛，在收敛时， $I_d^*$  值和  $I_q^*$  值分别等于额定 d 轴电流  $I_{dRATED}$  和额定 q 轴电流  $I_{qRATED}$ 。因此步骤 540 将 d 轴参考电流  $I_{dREF}$  设置得等于  $I_d^*$ ， $I_d^*$  等于  $I_{dRATED}$ ，而步骤 544 设定  $I_{qRATED}$  等于  $I_q^*$ 。然后，逻辑 414 退出，并返回图 10 的逻辑 258。

参见图 10，接着，步骤 416 确定是否已在前述步骤 402 - 414 中任意一步中检查出误差（即，是否  $FAULT1 = 1$ ）。若已检查出故障，则步骤 418 设定  $FAULT = 1$ ，通过串行链路 82 将该 FAULT 发送给维修设备 80（图

1), 步骤 420 设定  $MODE1 = 0$ ,  $BRK = 0$ , 该逻辑退出。若尚未发生故障, 则步骤 422 设定  $DONE$  标志等于 1, 经串行链路 82 将它发往维修设备 80。然后, 在步骤 424 中经串行链路 82 将所有电机参数  $\tau_R$ 、 $K_T^*$ 、 $I_{GRATED}$ 、 $L\sigma$ 、 $L\phi$ 、 $R_S$  和  $I_{qRATED}$  中的一些或全部参数传输给维修设备 80。维修设备 80 显示用于维护人员使用的参数。接着, 步骤 420 设定  $MODE1 = 0$ ,  $BRK = 0$ , 逻辑 258 退出。

第一运行转子测试:

参见图 14 和 15, 用于磁场定向驱动电机的 q 轴与 d 轴变量各自的耦合电路图 180、182 具有如下定义的电路参数:

- 10  $I_d = d$  轴 (或磁化) 电流;  $I_q = q$  轴 (或转矩) 电流;
- $V_d = d$  轴电压;  $V_q = q$  轴电压;
- $R_1 =$  定子电阻;
- $L_{1s} =$  定子漏电感;  $L_{1r} =$  转子漏电感;
- $L_m =$  互感;
- 15  $\lambda_{ds} = d$  轴定子磁通;  $\lambda_{dr} = d$  轴转子磁通;
- $\lambda_{qs} = q$  轴定子磁通;  $\lambda_{qr} = q$  轴转子磁通;
- $\omega_s =$  转差频率;  $\omega_e =$  电机电流的电频率; 和
- $R_2 =$  转子电阻。

众所周知, 对于要存在的磁场定向的条件来说, 图 14 和 15 的感应电机耦合电路图要求:  $\lambda_{qr} = 0$ ,  $\lambda_{dr} = L_m I_d$ ,  $\lambda_{qs} = L\sigma I_q$ , 和  $\lambda_{ds} = L_s I_d$ , 其中  $L_s = L_m + L_{1s}$ , 而  $L\sigma$  是电机的瞬态电感。

这里所说的变频驱动以恒定磁化电流进行工作。这里由下标 “r” 或 “R” 所指的所有电流和电压电机参数是转子参数, 除非另外描述, 所有的电流和电压电机参数是定子参数。

25 还有, 众所周知, 在磁场定向驱动中, 对控制器参数帧进行定向, 以便使 d 轴与转子磁通对准。参见图 15, 在稳态情况下, 瞬态量已稳定 (即  $dI_d/dt = 0$ ,  $dI_q/dt = 0$ ), 电感  $L_m$ 、 $L_{1s}$  两端的电压为 0V。因而, 磁场定向驱动的 d 轴定子电压  $V_d$  的公式如下定义:

$$V_d = R_1 I_d - \omega_e L\sigma I_q \quad \text{式 8}$$

30 其中式 8 的参数如上面结合图 4 定义。

还可知,  $\omega_e = \omega_R + \omega_s$ , 而  $\omega_s = I_q / (I_d \tau_R)$ , 其中  $\omega_R$  是转子的转速。将  $\omega_e$  的这两个公式代入式 8 中, 得到:

$$V_d = R_1 I_d - (\omega_r + I_q / (I_d \tau_r)) L \sigma I_q \quad \text{式 9}$$

将式 9 的右边移到左边，定义出一个新的参数  $V_{dERR}$ ，如下：

$$V_{dERR} = V_d - R_1 I_d + (\omega_r + I_q / (I_d \tau_r)) L \sigma I_q \quad \text{式 10}$$

$V_{dERR}$  的零值表明指驱动是磁场定向的，即，当电机铁芯损耗能被忽略时，

式 8 可满足要求。

但是，我们发现，两个因素可在  $V_{dERR}$  的计算中引入误差。第一个因素是定子电阻估计值 ( $R_1$ ) 中的误差。具体地说，我们发现，定子电阻  $R_1$  难以在驱动时进行测量，原因在于所涉及的信号幅值低，以及对定子电阻的离线测试无法准确地预测驱动运行过程中的 d 轴电压。尽管该误差并不影响间接磁场定向驱动的电流调节器闭环运行（该运行调节电流已达到与  $R_1$  值无关的理想性能），不过它确实影响对  $V_{dERR}$  的计算精度。

第二个因素是感应电机中的铁芯损耗  $L_c$ ，并未在图 14 和 15 的标准感应电机模型中对它建立模型。恒定电机磁通下的铁芯损耗  $L_c$  与电机转速几乎成正比，并表现为电机 d 轴中的一个电压分量 ( $V_d$ )。而且，甚至当无转矩时，即，当 q 轴电流  $I_q$  为零时，铁芯损耗必须由定子电压和电流提供。这样，输入到电机中以供给铁芯损耗的电力表现为  $V_d$  的正向分量。

具体地说，参见图 19，众所周知，对感应电机所作的实验表明， $V_d$  的铁芯损耗分量可以大于额定转速下 IR 电压降分量的两倍。图 19 通过  $V_d$  与电机转速间的关系曲线表示铁芯损耗随速度的增长，该曲线是 32KW 4 极感应电机在空载时运行的曲线。具体地说，在空载时， $I_q = 0$ ，将  $I_q = 0$  代入式 8，得到  $V_d = R_1 I_d$ ，其中  $I_d$  恒定。这样，在整个电机转速下， $V_d$  应恒定。但是，根据图 19 的曲线，可知：

$$V_d = R_1 I_d + L_c (\omega_E)$$

其中铁芯损耗  $L_c$  是电机转速  $\omega_E$  的函数。

这样，不计算  $V_{dERR}$  信号，而是第一运行转子测试 262 可以代之以计算损耗分量  $V_{DX}$ ，该分量  $V_{DX}$  等于定子 I-R 电压降 ( $R_1 I_d$ ) 加上铁芯损耗 ( $L_c$ )，它得出以下公式，该公式由式 10 推导出，并加上铁芯损耗  $L_c$ ：

$$V_{DX} = V_d + \omega_E L \sigma I_q = R_1 I_d + L_c \quad \text{式 11}$$

其中  $I_d$ 、 $I_q$  和  $V_d$  是定子参数。而且， $\omega_E = \omega_r + I_q / (I_d \tau_r)$ ，众所周知，当将其代入式 4 时，得到：

$$V_{DX} = V_d + (\omega_r + I_q / (I_d \tau_r)) L \sigma I_q \quad \text{式 12}$$

若转子时间常数 $\tau_R$ 正确时,在同一转速但在不同负载(即, $I_q$ 不同值)下进行的两组测量值应得出基本上相等的 VDX 值。

已发现, VDX 的符号表示转子时间常数是低还是高。具体地说,当转子时间常数 $\tau_R$ 参数太低时, VDX 将为正;而当 $\tau_R$ 太高时, VDX 为负,这与转矩或方向无关,也与 IR 电压降和铁芯损耗无关。

第一运行转子测试 262 (用正常运动和速度曲线)使电梯带一个空轿厢上行和下行,从而实现两个不同的负载条件。VDX 的值受到计算并滤波,以减小上行和下行过程中的噪音(象信号 XDF),调整 $\tau_R$ 和  $I_{dREF}$  (和由此产生的  $I_d$ ) 值,直到上行和下行的 XDF 值相等或落入预定容限(下文详述)范围之内。上行和下行负载条件间存在差异,这是由于如前文所述配重 34 (图 1) 的重量等于空轿厢重量加上轿厢的额定负载的 40-50%。

一旦已从以上搜索中得到了 $\tau_R$ 的一个值,就调整磁化参考电流  $I_{dREF}$  的值(它导致磁化电流  $I_d$  的相应变化),以实现加载条件下(即,在空轿厢下行过程中)电机电压的正确值。磁化电流的变化将改变磁通水平,因此电机磁饱和特性以及磁通水平的变化将改变所需的转矩电流。由此,转子时间常数 $\tau_R$ 可以改变。这样,用磁化电流  $I_{dREF}$  新调整的值来反复如上所述调整转子时间常数 $\tau_R$ ,之后,检查电机电压,必要时再次调整磁化电流  $I_{dREF}$ ,以便将电机电压调整到额定值的预定容限范围内。

参见图 13,更具体地说,自校验逻辑 48 的第一运行转子测试部分 262 包括 VDX 计算逻辑 50,它接收必要的参数以使用式 11 计算 VDX。仅当转速参数 $\omega_R$ 大于全部或额定或规定转速(RPM\_Duty)的 50%时,才计算 VDX,该转速提供了一个开窗函数,以便能在电压和电流测量值都极精确(即在接近额定转速时)进行计算。这种开窗函数并不是必需的,但它提供更精确的计算。而且,其他的开窗(windowing)或信号定标技术可以用来避免错误信号。例如,可以用电机转速 $\omega_R$ 或 $\omega_E$ 乘以 VDX,该电机转速 $\omega_R$ 或 $\omega_E$ 在高速时会更多地加权 VDX 信号,这时测量值更精确,电机处于额定转速。

通过线 52 将 VDX 的值提供给低通滤波器 62 以减小测量值的噪音,该低通滤波器 62 的拐点频率为  $10H_z$ 。必要时,也可采用滤波器 62 的其他拐点频率。低通滤波器 62 通过线 64 向 $\tau_R$ 、 $I_{dREF}$  计算逻辑 66 提供滤波后的信号 XDF。必要时也可以采用其他类型的滤波器。

逻辑 66 通过线 68 向 VDX 计算逻辑 50 提供常数  $L\sigma$ 。逻辑 66 计算转



子时间常数 $\tau_r$ ，通过线 144 将该常数 $\tau_r$ 提供给电流调节器/电机驱动电路 20 和 VDX 计算逻辑 50。逻辑 66 还计算  $I_{dREF}$ ，通过线 76 将  $I_{dREF}$  提供给电流调节器/电机驱动电路 20。

5 逻辑 66 还分别通过线 71、72 向运动控制逻辑 10 提供 MODE 和 FLRCMD。MODE 标志使运动逻辑 10 能接受来自线 72 上 FLRCMD 信号的楼层命令。

FLRCMD 信号命令运动控制器 10 利用下文所述的电机控制器 10 中的  $\omega_{REF}$  标准预定速度曲线（图 18）来执行电梯的运动，即，沿一命令方向运行指定数目的楼层（或运动到指定楼层）。运动控制逻辑 10 还通过线 73  
10 向逻辑 66 提供电机控制器故障信号 MCFault，以显示是否在电梯运行期间发生了故障。在电梯运行期间，电梯用具有正常的安全特性的空轿厢在正常速度曲线下运行。

参见图 18，由运动控制逻辑 10 所提供的  $\omega_{REF}$  的标准速度曲线 600 有一上升区 A、一恒速区 B（其中电机工作在负载状态下或工作在给定应用的规定转速下）以及一下降区 C。恒速区 B 的持续时间基于 FLRCMD 信号  
15 所命令的楼层数（或指定楼层）。每当在此命令电梯上行或下行时，所命令的楼层数就能使电梯运行的恒速区 B 有一足够长的持续时间，以使系统中的瞬态量趋于稳定，该持续时间例如为至少约 3 秒，它对应于约 3 或 4 个楼层，这取决于建筑物的楼层高度。曲线 600 仅用于说明目的，  
20 只要存在有一足够长的持续时间能使系统瞬态量稳定的恒速区，就可采用其他上升/下降率、工作速度和整体曲线。楼层数目或指定楼层可以由维修设备 80 通过链路 82 来提供。

计算逻辑 66 还通过串行链路 82 与维修设备 80 进行通讯。而且，逻辑 66 接受执行第一运行转子测试 262 所必需的电机参数，例如，下文详  
25 述的  $L\sigma$ 、 $\tau_r$  初始值 ( $\tau_{rINIT}$ ) 和 d 轴电流环参考值  $I_{dREF}$ 。逻辑 66 通过链路 82 向维修设备 80 提供 DONE 信号和 FAULT 信号。DONE 信号表示第一运行转子测试 262 何时完成，FAULT 信号表示在测试 262 期间何时检查出故障。

参见图 16， $\tau_r$ 、 $I_{dREF}$  计算逻辑 66 的顶级流程图开始于步骤 602，步骤 602 请求和接收来自维修设备 80 的必要参数以执行第一运行转子测试  
30 262，例如  $L\sigma$ 、 $I_{dINIT}$ 、 $\tau_{r-INIT}$ 。部分或所有参数  $L\sigma$ 、 $\tau_{r-INIT}$ 、 $I_{dINIT}$  可以分别根据  $R1$ 、 $L\sigma$ 、 $\tau_r$ 、 $I_{dRATED}$  来设定，而后者已如前文所述预先由第二锁定转子测试 258 算出。

另一方面，参数  $L\sigma$ 、 $\tau_{R-INIT}$ 、 $I_{dINIT}$  中的一些或全部可以根据电机数据单参数如下近似得到：

$$L\sigma = L_S - (L_m^2/L_r)$$

$$\tau_{R-INIT} = L_r/R_r$$

5  $I_{dINIT} = I_{NO-LOAD}$

其中  $L_S$  是定子绕组电感， $L_r$  是转子绕组电感， $L_m$  是电机互感， $R_r$  是转子绕组电阻， $I_{NO-LOAD}$  是空载电流，这里  $L_S$ 、 $L_m$ 、 $L_r$ 、 $R_r$  和  $I_{NO-LOAD}$  全都从电机数据单得到。这样，维护人员可以计算参数  $L\sigma$ 、 $\tau_{R-INIT}$ 、 $I_{dINIT}$ ，并通过维修设备 80 将它们提供给逻辑 66。另一方面，维护人员可以通过维修设备 80 向逻辑 66 提供参数  $L_S$ 、 $L_m$ 、 $L_r$ 、 $R_r$  和  $I_{NO-LOAD}$ ，逻辑 66 在步骤 602 计算参数  $L\sigma$ 、 $\tau_{R-INIT}$ 、 $I_{dINIT}$ 。也可采用其他技术来获得执行第一运行转子测试 262 所必需的参数。

对于电机领域的技术人员来说应理解的是，在电机处于空载或无转矩即  $I_q = 0$  的情况下时， $I_{NO-LOAD}$  等于全部的电机电流。这样， $I_{NO-LOAD}$  等于额定 d 轴（或磁化）电流  $I_{dRATED}$ 。

接着，一系列步骤 606 将  $\tau_r$  设定到初始值  $\tau_{R-INIT}$ ，将  $I_{dREF}$  设定到初始值  $I_{dINIT}$ ，设定  $MODE = 1$ ，变量  $COUNT = 1$ 。然后，步骤 612 计算  $\tau_r$  值，而  $I_d$  为在下文结合图 6 详述的电流设定值  $I_{dREF}$ 。接着，步骤 214 检查是否已在步骤 212 中检查出故障。若已查出故障，则逻辑 66 在步骤 615 设定  $MODE = 0$  并退出。

若尚未查出故障，则逻辑 66 执行一系列步骤以检查电机电压，必要时调整磁化电流  $I_d$ 。具体地说，必要时任选步骤 616 使电梯沿向上方向运行，以使电梯在底层之上。然后，步骤 618 使电梯沿向下方向运行，以便进行测量。在电梯正沿向下方向运行时，步骤 620 在转速  $\omega_r$  处于速度曲线恒速区末端（或期间）时保存  $V_d$  和  $V_q$  的值，以得到稳态电压测量值，这一测量值在转速和/或转矩正在改变时无法得到。为得到  $V_m$ ，可以不使电梯向下运行，只要电机正在“驱动”负载，即，电机正工作在与再起或制动运行状态相反的“电动回转”运行状态下，在这种状态下驱动部分正向电机供电，也可以使电梯上行。为实现图 1 所示系统上行的这种条件，轿厢中负载加上轿厢重量必须重于配重。

然后，步骤 622 利用矢量求和公式计算总的电机电压： $V_u = (V_d^2 + V_q^2)^{1/2}$ 。对于单位为 rpm 的铭牌额定转速 ( $RPM\_RATED$ ) 与建筑物应用速度曲

线的单位为 rpm 的最大（或规定或工作）转速（RPM\_DUTY）之间的差来说，在运行恒速部分期间的稳态电压  $V_M$  应近似等于所调整的额定线电压（VLL\_RATED）。因为在自校验过程中电机是带一空轿厢运行，所以，在空轿厢下行过程中的电机电压将稍低于满轿厢上行电压。因此，将空轿厢下行运行的目标电压设定在调整后铭牌电压的 98% 左右。这样，用下式在步骤 623 计算目标电压  $V_T$ ：

$$V_T = (K \times VLL\_RATED \times RPM\_DUTY) / RPM\_RATED$$

其中 K 是预定百分数，如 98%，VLL\_RATED 是额定线电压，RPM\_RATED 是单位为 rpm 的额定转速，VLL\_RATED 和 RPM\_RATED 二者皆来自电机铭牌数据，RPM\_DUTY 是建筑物应用速度曲线的工作或规定或最大转速。所需的参数可以通过维护人员从维修设备 80 通过链路 82 来提供。必要时，也可对常数 K 采用其他百分数。

接着，步骤 624 检验电机电压  $V_M$  是否在目标电压  $V_T$  的 2% 范围之内。若不在 2% 的范围内，则步骤 626 检查该循环是否已重复了至少五次。一般地，对  $I_{dREF}$  的再计算重复约两次，以使磁化电流收敛至准确值。若已重复了五次，则系统中有一问题，步骤 628 设定 FAULT = 1，通过串行链路 82 将 FAULT = 1 发往维修设备 80（图 1），而步骤 615 设定 MODE = 0，该逻辑退出。若重复的次数尚未达五次，则步骤 630 用下式调整  $I_{dREF}$ （和由此产生的  $I_d$ ）： $I_{dREF} = I_{dREF} (V_T / V_M)$ 。然后，步骤 632 使 COUNT 加 1，逻辑 66 转到步骤 612，再次开始重复。若在步骤 624 中  $V_M$  在  $V_T$  的 2% 范围之内，则认为该算法已收敛，步骤 634 设定 DONE = 1，经链路 82 将 DONE = 1 发往维修设备 80，而步骤 615 设定 MODE = 0，逻辑 66 退出，返回主逻辑 48（图 3）。

参见图 17，计算  $\tau_R$  的图 16 步骤 612 在步骤 700 开始设定计数器 COUNT1 = 0。接着，步骤 702 利用前文所述的标准速度曲线（图 18）使电梯沿向上方向运行。在电梯上行期间，步骤 704 在转速  $\omega_R$  在速度曲线恒速区的末端（或期间）时将 XDF 值保存为 XDF（1）。

然后，步骤 706 利用前文所述的标准速度曲线（图 18）使电梯沿向下方向运行。在电梯下行期间，步骤 708 在转速  $\omega_R$  在运行的速度曲线恒速区的末端（或期间）时将 XDF 保存为 XDF（2）。接着，步骤 710 计算等于 XDF（1） - XDF（2）的滤波后上/下差（FUDD）。运行的 FUDD 值将显示  $\tau_R$  是太高（FUDD > 0）还是太低（FUDD < 0）。



实现净负载的不平衡性，本发明也可工作于满载或部分负载的情况下。但是，对于能产生净负载不平衡性从而使轿厢加其负载重于配重的负载条件（如满载）来说，图 20 曲线的斜率会改变，搜索逻辑也相应改变。

不用滤波器 62（图 13），也可以直接通过无滤波器的逻辑 66 来对信号 VDX 采样。这样，逻辑 612 会在步骤 704、708 中运行的恒速区末端（或期间）对 VDX 的值进行采样，VDX 会代替本文任何之处所参考的 XDF。另一方面，代替对 VDX 滤波或除此之外，可以对 VDX 的式 12 的输入信号进行滤波。再有，只有当电机转速超过某一转速或已在工作速度下达预定时间段的时候，VDX 计算逻辑 50 可以计算 VDX。

### 第二运行转子测试：

参见图 21，自校验逻辑 48 的第二运行转子测试部分 266 包括模型逻辑 850，该逻辑 850 对电机控制器和成套设备理想外闭环传递函数的传递函数建立模型（如下文结合图 22 - 24 所述）。逻辑 850 包括加法器 852，它通过线 12 在加法器 852 的正输入端接收  $\omega_{REF}$ ，而通过线 854 在加法器 852 的负输入端接收估计的转速值  $W^*$ 。将加法器 852 的输出送至增益为 G 的积分器 853（G/S）。

逻辑 850 的输出是通过线 854 提供给加法器 855 负输入端的模型（或估计的）转速信号  $W^*$ 。把通过线 36 来自电机 24 的速度反馈信号  $\omega_R$ （或  $\omega_{FB}$ ）送至加法器 855 的正输入端。加法器 855 的输出是线 856 上的模型参考误差信号  $W_{MRE}$ ，它表示实际电机转速  $\omega_R$  与来自模型逻辑 850 的模型电机转速  $W^*$  之间的差。将信号  $W_{MRE}$  送入乘法器 857。将线 12 上的转速参考信号  $\omega_{REF}$  送入 Absolute Value Circuit（绝对值电路）（ABS）861，该电路 861 通过线 862 提供绝对值信号  $W_{ABS}$ ，它表示送入乘法器 857 的  $\omega_{REF}$  的绝对值。乘法器 857 用线 862 上速度参考信号  $\omega_{REF}$  的绝对值乘以  $W_{MRE}$ 。

通过线 858 将乘法器 857 的输出供给乘法器 859，乘法器 859 用线 860 上的 Pass（通过）信号乘以线 858 上的信号。下文将讨论乘法器 857、859 的目的。也可使加法器 855 输入端的极性反向。

还将线 862 上的绝对值信号  $W_{ABS}$  送入比较器 863，它提供 Pass 信号。当信号  $W_{ABS}$  大于电机 RPM\_Duty 全速（或规定或工作）运行速度的一半时，例如 RPM\_Duty = 700rpm，线 860 上的输出信号 Pass 是一。反之，若转速信号  $W_{ABS}$  小于全速 RPM\_Duty 的一半，则来自比较器 863 的输出信号 Pass 为零。全速 RPM\_Duty 取决于目标应用，它可以是 700rpm、1400rpm 或其

他适当速度。RPM\_Duty 的值可以由维护人员通过链路 82 从维修设备 80 提供。

乘法器 859 的输出是线 864 上的信号 DX。当 Pass 等于一时，信号 DX 等于线 858 上的信号；当 Pass 信号等于零时，DX 等于零。将线 864 上的信号 DX 送至积分器 865，积分器 865 通过线 867 向增益计算逻辑 866 提供输出信号 867。逻辑 866 含公知的电子元器件和/或软件，它们能执行这里所述的功能（下文结合图 25 详述）。

还有，增益计算逻辑 866 通过线 870 向积分器 865 提供积分器复位信号。逻辑 866 还分别通过线 71、72 向运动控制器 10 提供 MODE 信号和楼层命令信号 FLRCMD。MODE 信号使运动控制器 10 能根据线 72 上的 FLRCMD 信号接受楼层命令。

FLRCMD 信号命令运动控制器 10 执行电梯沿一命令方向持续运行命令数目楼层的时间（或运行到一特定楼层），这对应于下文详述利用电机控制器 10 中的标准预定速度曲线来使电梯持续运行预定时间。运动控制器逻辑 10 还通过线 73 向逻辑 866 提供电机控制器故障信号 MCFault，以示在电梯运行期间是否发生了故障。逻辑 866 还通过线 74 向电机控制器 14 的速度环补偿逻辑 16 提供  $J^*$  和  $K_T^*$  的估计值。

计算逻辑 866 还通过串行链路 82 与维修设备 80 进行通讯。还有，逻辑 866 接收第二运行转子测试 266 所必须的参数，以计算  $J^*$  和  $K_T^*$  的值（下文详述）。逻辑 866 通过链路 82 向维修设备 80 提供 DONE 信号和 FAULT 信号。DONE 信号表示第二运行转子测试 266 何时完成而无任何故障，FAULT 信号表示在测试 266 期间何时查出故障。

逻辑 866 在每次电梯运行之后都监控线 867 上的信号 X。若 X 值未在预定阈值范围之内，则它计算出  $J^*$  的一个新值，并命令另一次电梯上行/下行。逻辑 866 迭代  $J^*$  值，直到该值在预定容限范围之内，由此得到下文详述的调整后的系统。

参见图 22，图中示出一速度控制环的控制系统框图等效图，该控制环包括电机控制器 14、电机 24 和接至电机 24 的电梯系统部件（图 1 与 21）。可以将图 22 控制系统的各种部分与图 1 与 21 的示意性框图的部分相类比。具体地说，图 22 的控制系统包括来自运动控制逻辑 10 的线 910（类似图 1 的线 12）上转速参考信号  $\omega_{REF}$ 。将线 914 上的速度反馈信号  $\omega_R$  送入加法器 912 的负输入端。加法器 912 通过线 916 向外环前向通路补

偿部分 918 提供误差信号  $W_E$ ，补偿部分 918 包括具有如下传递函数的公知的比例-积分控制逻辑：

$$\frac{G\left(\frac{S}{\omega_c} + 1\right)}{S}$$

式 13

5 其中  $G$  是外开环增益， $\omega_c$  是分子超前 (numerator lead) 的拐点频率，“ $S$ ”是公知的 Laplace 变换算子。

10 补偿逻辑 918 的输出是通过线 920 提供的信号  $W_1$ ，它是速度控制内环 922 的参考信号。将内环速度参考信号  $W_1$  送至加法器 924 的正输入端。将线 914 上的速度反馈信号  $\omega_R$  送至加法器 924 的负输入端。加法器 924 的输出是线 926 上的内环误差信号  $W_{IE}$ ，将它送至乘法器 928，乘法器 928 用常数  $\omega_c \times J^*$  乘以  $W_{IE}$ ，其中  $J^*$  是估计的系统惯量。乘法器 928 的输出是线 932 上的转矩信号  $T_1$ ，将它供给乘法器 934，乘法器 934 用  $1/K_T^*$  乘以信号  $T_1$ ，其中  $K_T^*$  是估计的电机转矩常数。乘法器 934 的输出是线 936 上的电流命令  $I_1$ 。将电流命令  $I_1$  供给单元 938，单元 938 表示电流调节器 / 电机驱动部分 20 (图 1) 的传递函数，其传递函数为 1，处于本发明感兴趣的频率范围内。

15 驱动部分 938 通过线 940 向单元 942 提供驱动电流  $I$ ，单元 942 代表电机 24 (图 1) 的电流-转矩乘法器 (或转矩常数  $K_T$ )。众所周知，转矩常数  $K_T$  是电机转矩与电机电流之比。电机 24 是三相感应电机，但也可以是具有一转矩常数的任意类型电机。对于磁场定向控制的感应电机来说，电流  $I$  代表参考  $q$  轴矢量电流  $I_{qREF}$ 。乘法器 942 的输出是线 944 上的电机输出转矩  $T_E$ ，将它提供给加法器 946 的正输入端。加法器 946 的负输入信号是线 948 上的信号  $T_{LOAD}$ ，它表示电梯操作室系统上的附加外负载干扰，如摩擦力或轿厢与配重之间的负载不平衡。通过线 950 将加法器 946 的输出供给单元 952，单元 952 表示电梯惯量  $J$  的动态特性，将它取模型为积分器  $1/J_S$ ，增益为  $1/J$ 。线 914 上单元 952 的输出是电机 24 的转速  $\omega_R$  (或  $\omega_{FB}$ )。数字 912 - 934 表示速度补偿逻辑 16 内的控制逻辑 (图 1)。

25 参见图 23，可以通过将内环 922 表达为下式表示的闭环传递函数来简化图 22 的框图：

$$\frac{1}{\left(\frac{S}{\omega_c K_1} + 1\right)}$$

其中  $K_1 = (J^*/K_T^*) \times (K_T/J)$ 。这样，该内闭环传递函数是拐点频率在  $\omega_c K_1$  的一阶 lag 函数。

5 参见图 24，若常数  $K_1$  等于 1，则外开环传递函数 918 的分子（超前量）配合并抵消了内闭环传递函数 922 的分母（滞后量，lag）。最终的传递函数 960 是增益为  $G$  的积分器 ( $G/S$ )。已发现，当  $K_1 = 1$  时，电梯/电机系统表现出理想的响应。

10 参见图 25，增益计算逻辑 866 的流程图开始于步骤 1202，步骤 1202 请求并接收执行第二运行转子测试 266 所必须的参数，例如从维修设备 80 请求并接收  $J^*_{INIT}$ 、 $K_T^*_{INIT}$ 。

参数  $K_T^*_{INIT}$  可以从以前运行第二锁定转子测试 258 中得到。参数  $J^*_{INIT}$  的值可以如下所示近似得到，而可以替代从前面的电机测试中接收  $K_T^*_{INIT}$  的方法是如下所示近似得到：

$$15 \quad J^*_{INIT} = 2.0 + 6.0 \times \text{Load\_Duty} \times \left( (\text{RPM\_Duty} \times 60) / \text{RPM\_Rated} \right)^2$$

$$K_T^*_{INIT} = T_{RATED} / \left( I_{FULL-LOAD}^2 - I_{NO-LOAD}^2 \right)^{1/2}$$

其中  $T_{RATED}$  是从电机数据单得到的额定转矩， $I_{FULL-LOAD}$  是从电机数据单得到的满载电机电流， $I_{NO-LOAD}$  是从电机数据单得到的空载电机电流， $\text{RPM\_Duty}$  是电机为应用目的运行的规定或工作或最大转速， $\text{Load\_Duty}$  是为应用目的电梯的工作或最大负载， $\text{RPM\_Rated}$  是从电机铭牌得到的额定电机转速。这样，维护人员可以计算参数  $J^*_{INIT}$ 、 $K_T^*_{INIT}$ ，并通过维修设备 80 将它们提供给逻辑 866。另一方面，维护人员可以通过维修设备 80 将参数  $\text{Load\_Duty}$ 、 $\text{RPM\_Duty}$ 、 $\text{RPM\_Rated}$ 、 $I_{FULL-LOAD}$ 、 $I_{NO-LOAD}$ 、 $T_{RATED}$  提供给逻辑 866，逻辑 866 在步骤 1201 计算参数  $J^*_{INIT}$ 、 $K_T^*_{INIT}$ 。必要时可以采用初始参数  $J^*_{INIT}$ 、 $K_T^*_{INIT}$  的其他值；但是，为  $J^*_{INIT}$ 、 $K_T^*_{INIT}$  所选的值将确定如何调整  $J^*$ （下文详述）。也可采用其他技术来得到执行第二运行转子测试 266 所必须的初始参数。

30 接着，一系列步骤 1201 将  $J^*$  和  $K_T^*$  分别设定到初始值  $J^*_{INIT}$ 、 $K_T^*_{INIT}$ ，设定  $\text{Count} = 0$  以对循环计数器清零，设定  $\text{MODE} = 1$ 。然后，步骤 1206 将积分器 865（图 21）的输出复位到零。



然后，步骤 1210 设定 FLRCMD 信号，以利用下文所述的标准速度曲线使电梯沿向上方向运行。电梯最初所在的楼层将确定电梯向哪个方向运行。

在电梯上行/下行完成之后（和电梯运行过程中），步骤 1212 通过读取线 73（图 21）上的 MCFAULT 信号来确定电梯运行期间是否发生了故障。若已查出故障，则步骤 214 将 FAULT 信号设定得等于 1，通过链路 82 将该信号发往维修设备 80。

若在电梯运行期间尚未查出故障，则逻辑 866 在步骤 1216 检查是否已从维修设备 80 收到一停止命令。若已收到一停止命令，则步骤 1215 设定 MODE = 0，该逻辑退出，第二运行转子测试 266 中断。若尚未收到停止命令，则该逻辑读取线 867（图 21）上的信号 X，并在步骤 1218 中将其保存为变量 X（1）。

接着，步骤 1220 利用下文所述的标准速度曲线使电梯沿 DOWN 方向运行（与步骤 1210 中的运行方向相反）。当电梯上行/下行完成时（和运行期间），步骤 1222 通过监控 MCFAULT 信号来检查在电梯运行过程中是否发生了故障。若发生了故障，则步骤 1214 设定 FAULT 信号等于 1（图 4），通过链路 82 将其发往维修设备 80，步骤 1215 设定 MODE = 0，逻辑 866 退出。若尚未查出故障，则步骤 1224 检查是否已从维修设备 80 收到一停止命令。若已收到一停止命令，则步骤 1215 设定 MODE = 0，该逻辑退出，自校验过程中断。若未收到停止命令，则步骤 1226 将 X 值保存为变量 X（2）。必要时可使上行/下行顺序反向。

然后，步骤 1228 如此计算上行/下行的 X 平均值： $X_{AVG} = [X(1) + X(2)]/2$ 。之后，在步骤 1230 检查  $X_{AVG}$ ，以查明是否已从最后的上行/下行改变了符号（或极性）。若尚未改变符号，则步骤 1232 检查 Count 是否大于或等于 10 次重复值。若该循环重复的次数少于十次，则步骤 1234 设定 Fault 标志为一，并通过链路 82（图 21）将其发送给维修设备 80。若 Count 不大于和不等于 10 次，则步骤 1236 使 Count 加一，步骤 1238 计算 J\*的下一个值。例如，若如前文所述将  $J*_{INIT}$  设定为高，则在步骤 1238 减小 J\*预定量例如 20% 或  $J*(n+1) = J*(n) \times 0.8$ ，逻辑 866 返回步骤 1206 以执行电梯的下一个上行/下行。也可采用 J\*的其他百分数。相反，若将  $J*_{INIT}$  设定为低，则在步骤 1238 中使 J\*加上预定量。

若  $X_{AVG}$  已改变符号，则测试 1230 的结果将为“是”，在步骤 1240 内

插值，以确定  $X_{AVG}$  过零的  $J^*$  值。具体地说，参见图 28，曲线 1360 表示对于  $J^*$  值的给定估计组所绘制的  $X$  值。当  $X$  值过零时，内插与零点两侧数据点 1362、1364 相关的  $J^*$  值，以确定曲线 1360 的过零点 1366。该内插的结果是系统惯量  $J^*$  的近似值，它将被电机控制器 8（图 21）所采用。

5 必要时，只要其他增益调整算法能收敛于理想容限范围内的  $J^*$  准确值，就可对逻辑 866 采用这种算法。而且，这里所述的逻辑可以用只从上行或下行得来的  $X$  值（即，没有平均）来执行；但是，对从上行和下行得来的  $X$  取平均值，为  $J^*$  提供了最可靠的值。

10 参见图 26，参考信号  $\omega_{REF}$ 、理想模型 850（图 21）的输出  $W^*$  和电机的实际转速  $\omega_R$ （或  $\omega_{FB}$ ）分别由曲线 1340、1342、1344 表示。速度曲线参考曲线 1340（ $\omega_{REF}$ ）是指一电梯的典型速度曲线，如前文所述，它包括上升（或增大或加速）速度区 A、恒速区 B（其中电机运行于给定应用的工作或规定或全速下）和下降（或降低或减速）速度区 C，返回零点。

15 恒速区 B 的持续时间基于 FLRCMD 信号所命令的楼层数（或指定楼层）。恒速区 B 的持续时间对用第二运行转子测试 266 来确定  $J^*$  并非是关键。但是，速度曲线的加速区 A 和减速区 C 为确定  $J^*$  的准确值提供信息。而且，速度越高， $J^*$  的测量值越好；这样，使电梯一直运行至工作速度。

20 曲线 1340 仅用于说明的目的，也可采用其他的上升/下降斜率、工作速度和整体曲线。楼层数或指定楼层可以由维修设备 80 通过链路 82 提供。

若图 22-24 的模型参数如下设置： $J^* = 4.0$ （高）； $1.0$ （低）； $2.28$ （准确）。则  $K_T^* = 2.44$ ， $K_T = 2.44$ ， $J = 2.28$ ， $G = 8$ ， $\omega_c = 4$ ，这给出  $K1$  值，如  $K1 = J^*/2.28$ ，当在  $J^* = 1, 4.0, 2.28$  时求值，分别得到  $K1 = 0.44, 1.75, 1$ 。

25 参见图 26 和 27，若惯量值  $J^*$  是准确值（即  $K1 = 1.0$ ， $J^* = 2.26$ ），则参数  $\omega_{REF}$  由曲线 1340 表示，参数  $W^*$  由曲线 1342 表示，参数  $\omega_R$  由曲线 1344 表示。如所预料的那样，反馈信号  $\omega_R$  基本上等于理想信号  $W^*$ ，其超调量或欠调量极小。参见图 27，参数  $W_{MRE}$  由曲线 1350 表示，参数  $DX$  由曲线 1352 表示，而参数  $X$  由曲线 1354 表示。如所预料的那样，参数  $X$   
30 在电梯运行的末尾接近零，表明理想速度输出与实际速度输出之间的误差很小且在理想容限范围之内。

但是，若惯量  $J^*$  值为高，例如  $J^* = 4.0$  且由此  $K1 = 1.75$ ，则实际的

电机速度响应将表现出粘滞 (sluggish) 响应。这样, X 值在运行结尾处为负。相反, 当惯量值  $J^*$  为低值时, 例如  $J^* = 1.0$  且由此  $K_1$  等于 0.44, 实际的电机速度响应会有一超调量。这样, 随着惯量估计为低, 单台电梯运行结尾处的 X 的终值为正。

5 参见图 21, 乘法器 857 向积分器 865 提供误差信号  $W_{MRE}$  的速度定标 (scaling) 或开窗 (windowing), 以便在低速下, 即, 在速度曲线的上升与下降区域期间, 使误差信号  $W_{MRE}$  按比例减小。进行这种定标的原因在于模型逻辑 850 并不考虑电梯系统上的负载转矩, 它包括摩擦力和提升间的不平衡且通常难以量化。摩擦力是非线性量, 尤其对齿轮传动式电  
10 梯系统和齿轮箱来说, 摩擦力会在低速时更高, 随着速度达到全速而逐渐减小到最低值。

还有, 乘法器 859 提供开窗死区函数, 它通过迫使 DX 为零而迫使积分器 865 忽略低速时的模型参数误差, 直到速度超过全速的预定百分数为止。比较器 863 把系统全速值的 50% 用作死区宽度; 不过也可采用其  
15 他值。

尽管乘法器 857、859 对于本发明来说并不是必须的, 不过它们提供最佳的性能。还有, 不用两个乘法器 857、859 对积分器 865 的输入信号 DX 定标和开窗, 而是必要时单独采用二者之一以产生类似作用。还有, 也可采用其他开窗或信号定标技术以避免错误信号。

20 这里所用的“环增益”一词是指速度环补偿 16 内的速度内环 922 (图 22) 的增益参数 (或因子)  $J^*$ , 它如本文所述变化, 还指整体环路增益 (例如  $\omega_c J^*/K_T^*$ )。速度环的其他因子  $\omega_c$ 、 $K_T^*$  为常数, 因此  $J^*$  的变化导致速度环增益的变化。还有, 应理解, 不提供变量  $J^*$  和常数  $K_T^*$ , 逻辑 866 可以向逻辑 16 提供等于环路增益因子的结合 (例如  $J^*/K_T^*$ ) 或等于整体  
25 环路增益 (例如  $\omega_c J^*/K_T^*$ ) 的单变量参数。在这两种情况下, 环增益的值都如本文所述变化, 直到实现理想响应为止。

不用积分器 865, 而可以用一低通滤波器或任何类型的滤波器, 以滤除 DX 中的瞬态分量, 并提供整个给定运行中的 DX 平均值。这样, 可以在 Pass 或  $\omega_r$  到达零点之前, 例如在运行的恒速区或工作速度区期间, 通  
30 过逻辑 866 对滤波器 865 的输出采样。而且, 可以修改乘法器 857、859 以与所选的滤波器一起工作, 从而提供理想的输出信号。

另一方面, 不用积分器 (或滤波器) 865, 可以通过不含滤波器或积



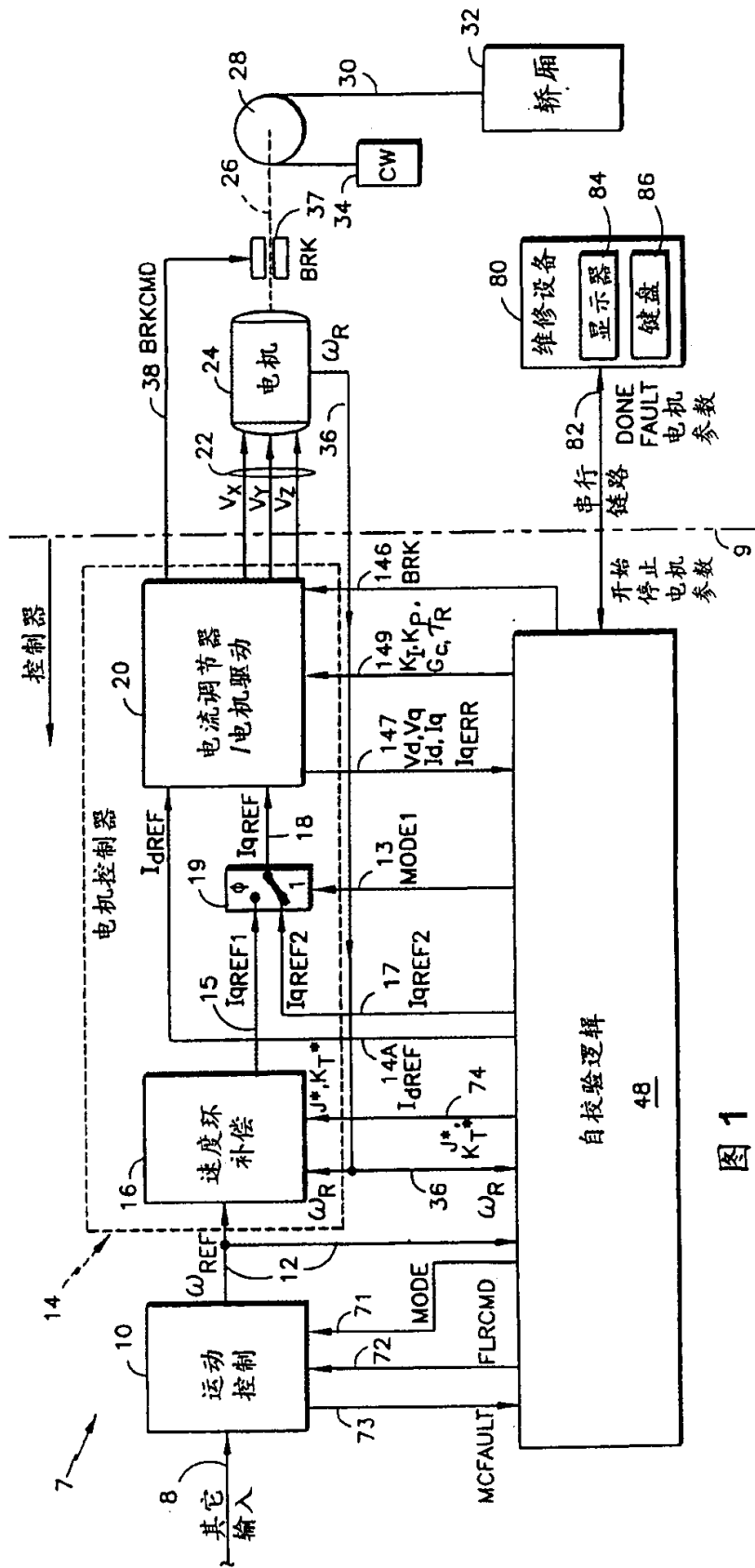


图 1

电流调节器/电机驱动

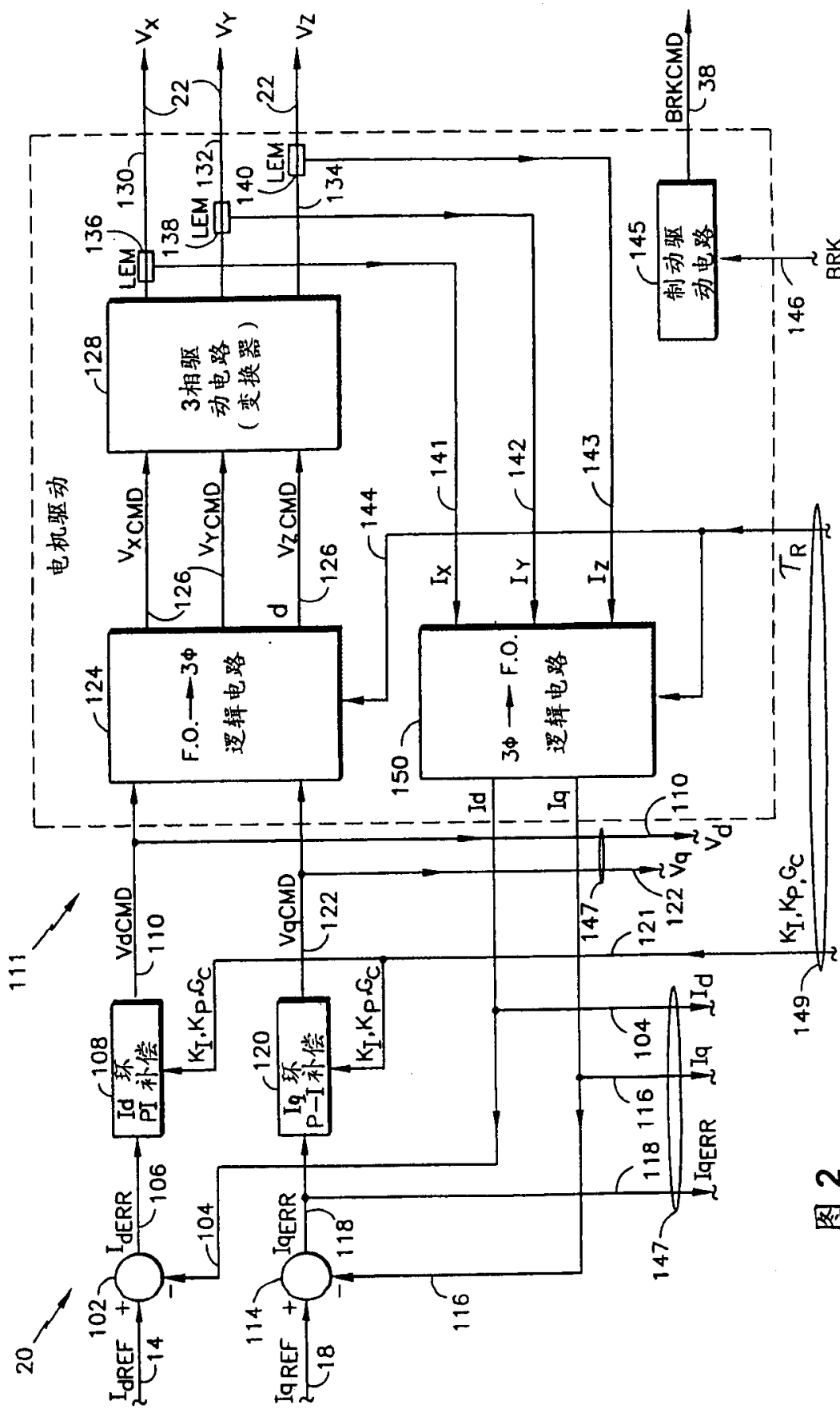


图 2

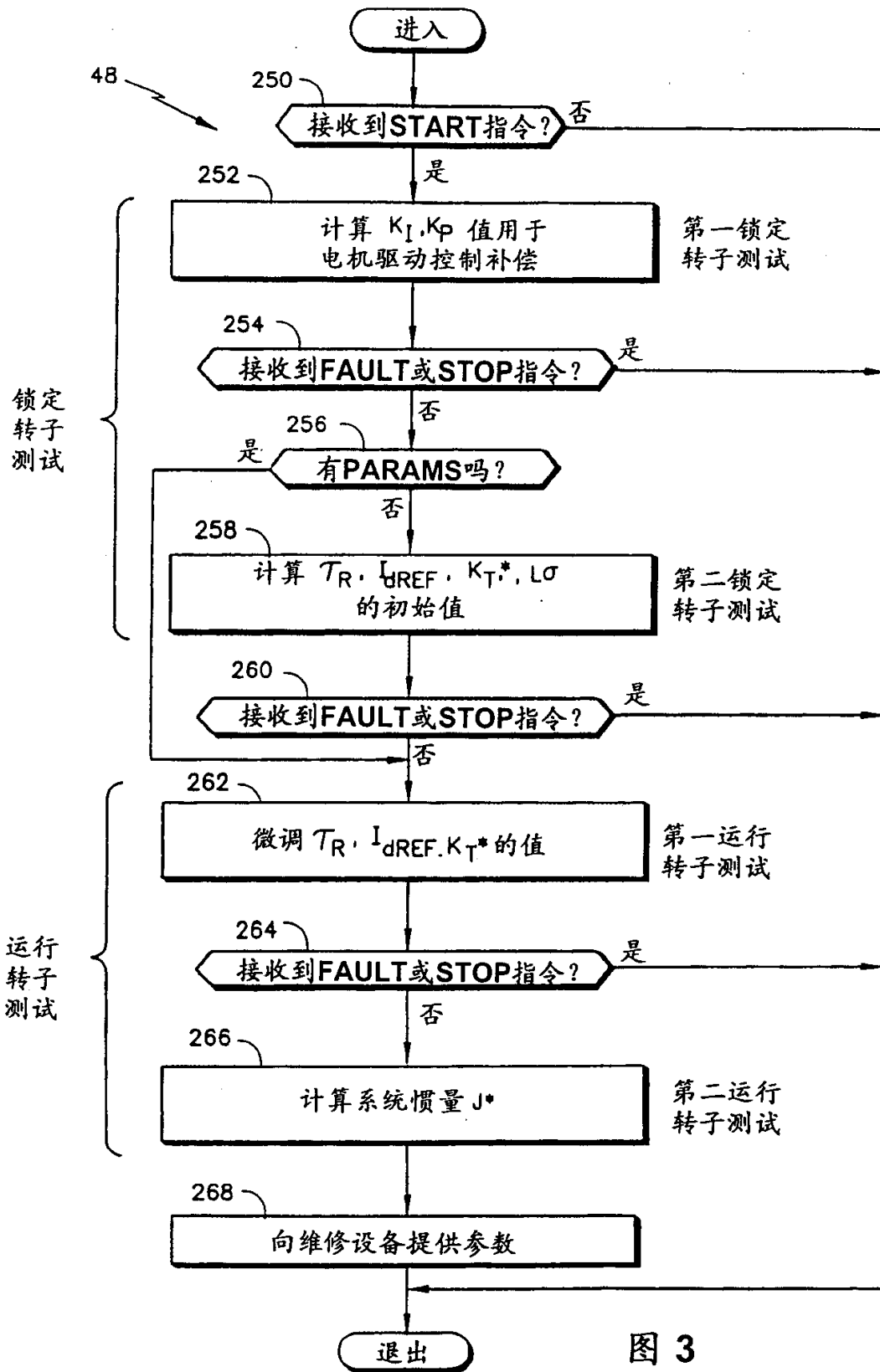


图 3

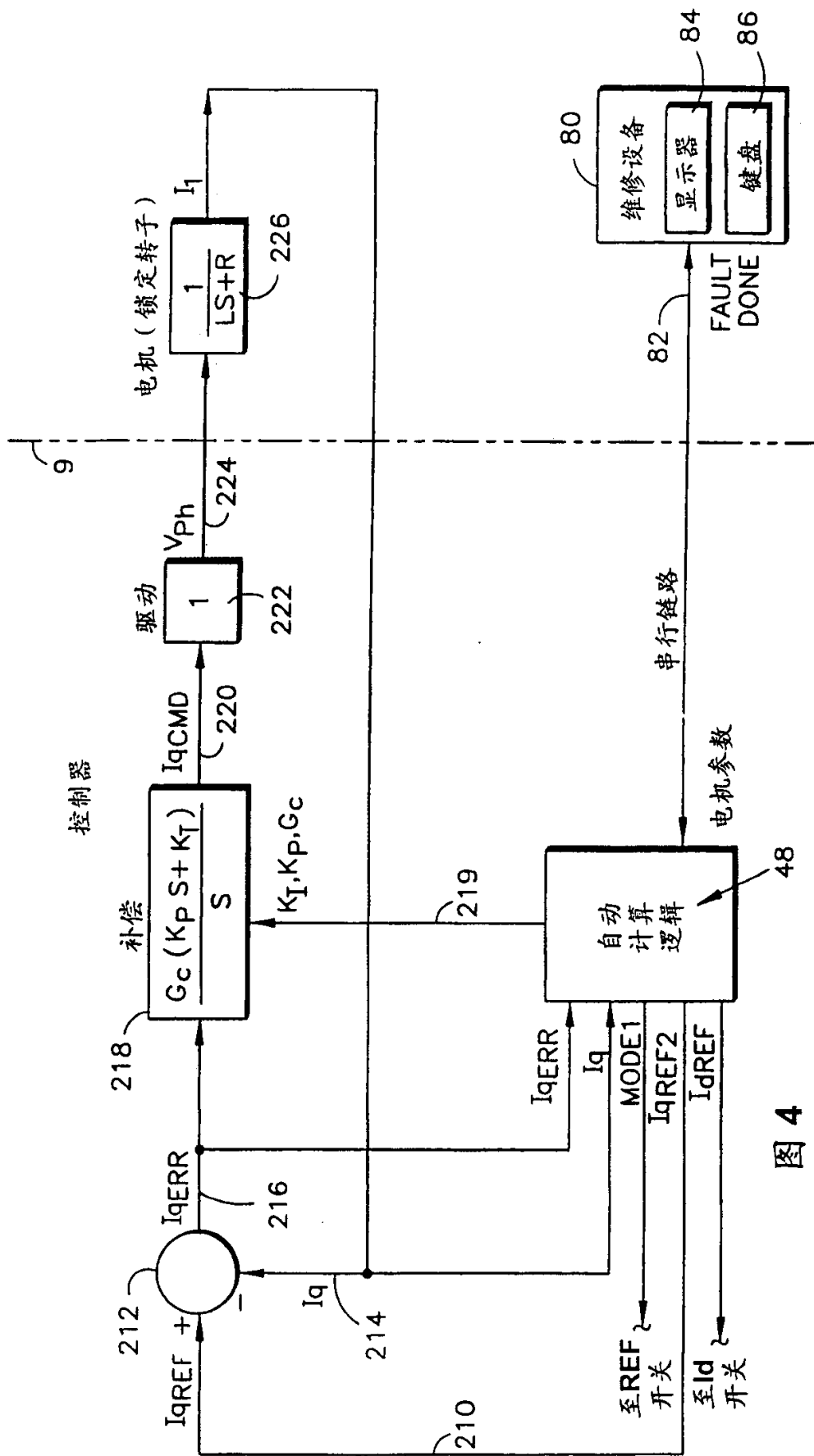


图 4



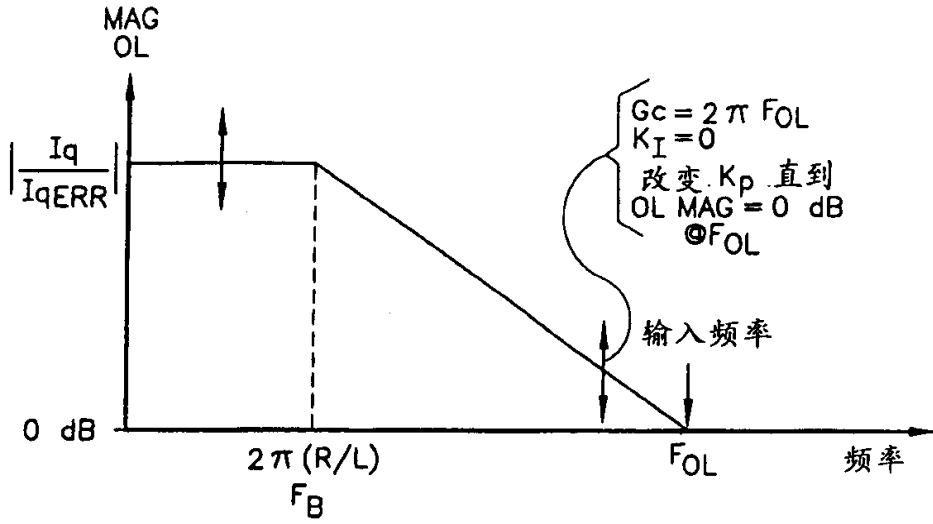


图 5

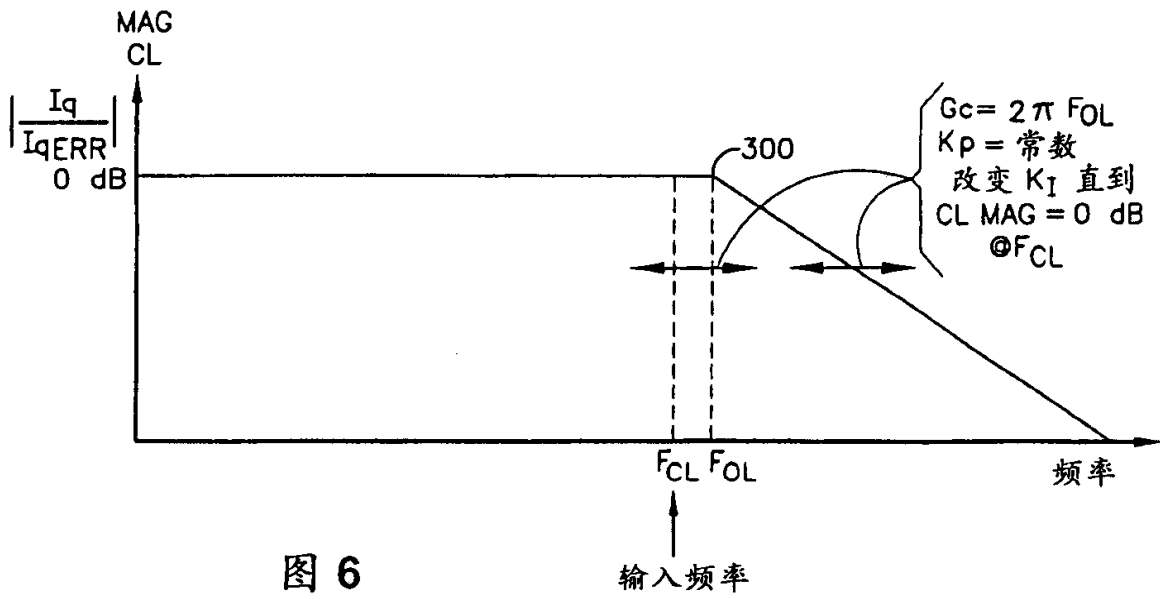
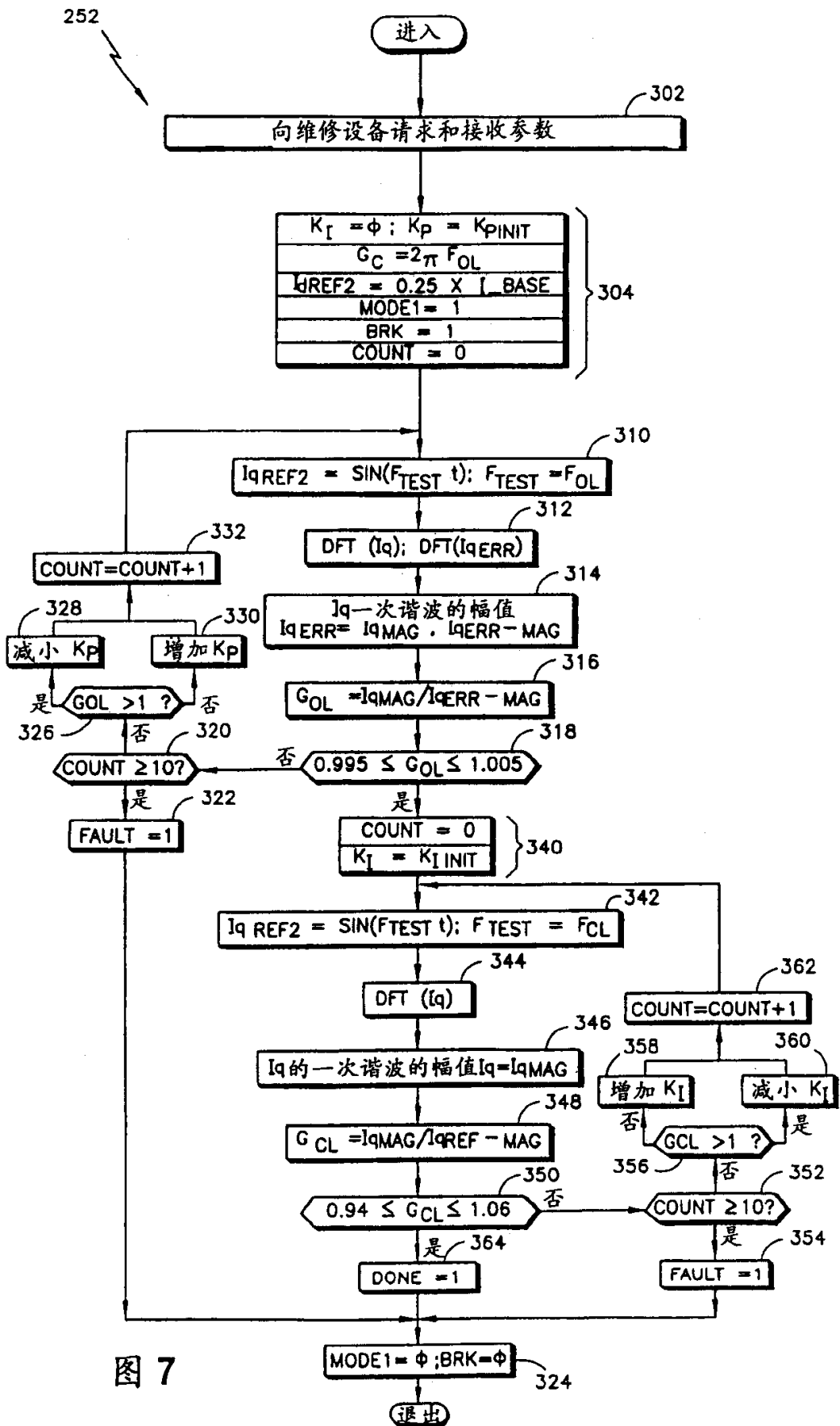


图 6



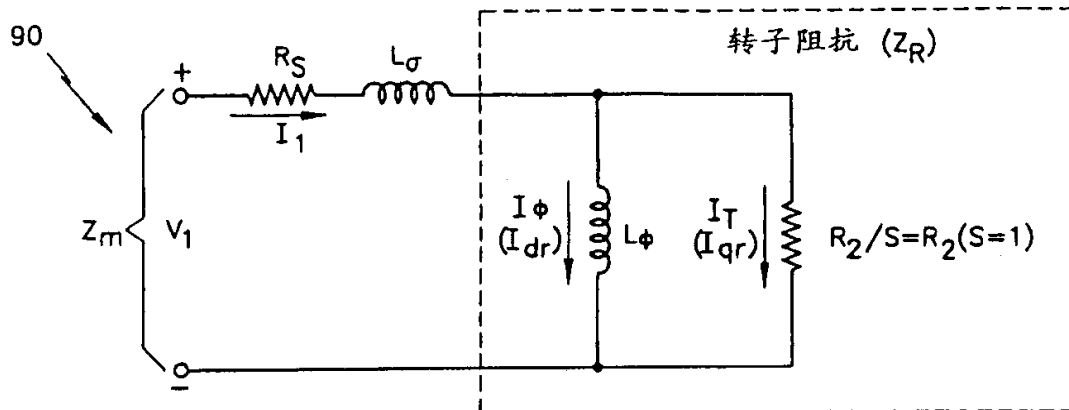


图 8

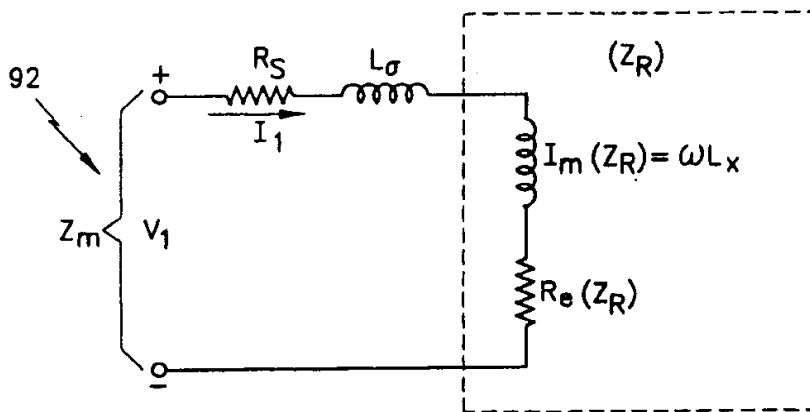


图 9

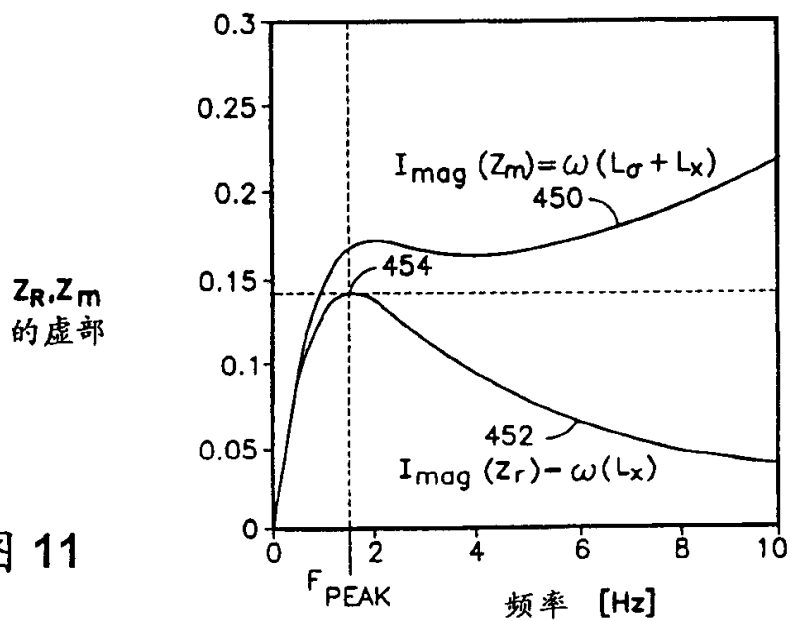
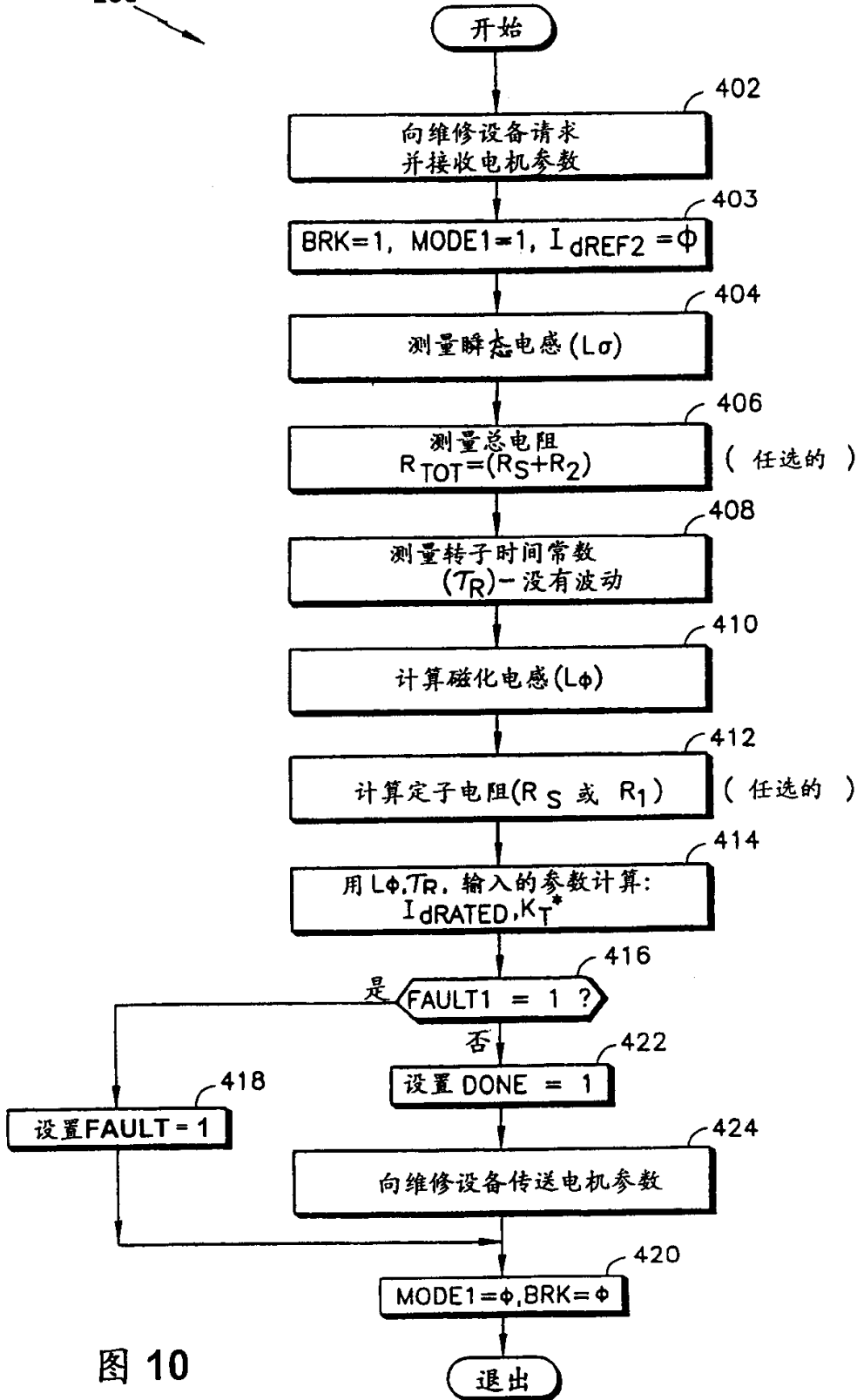


图 11



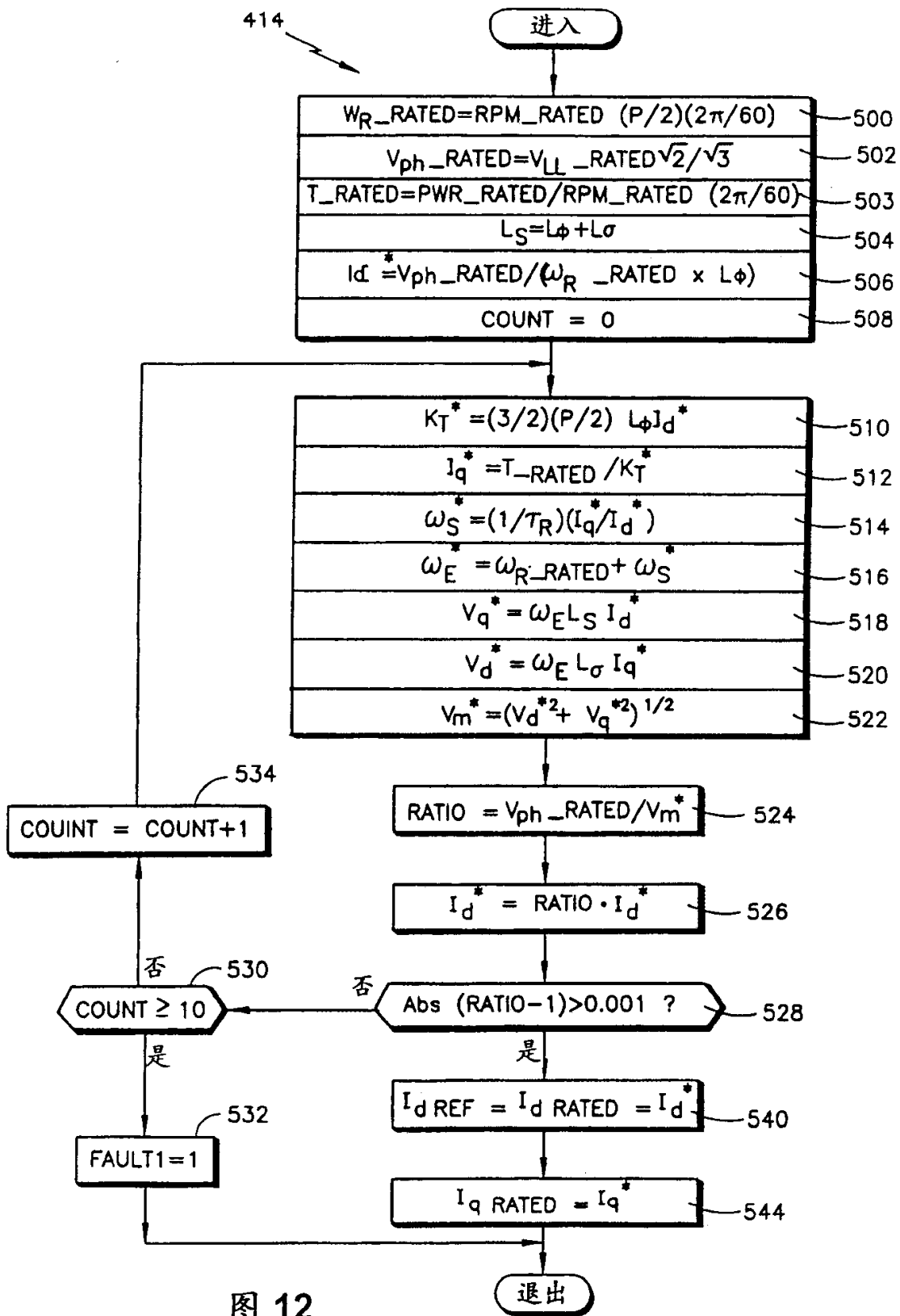


图 12

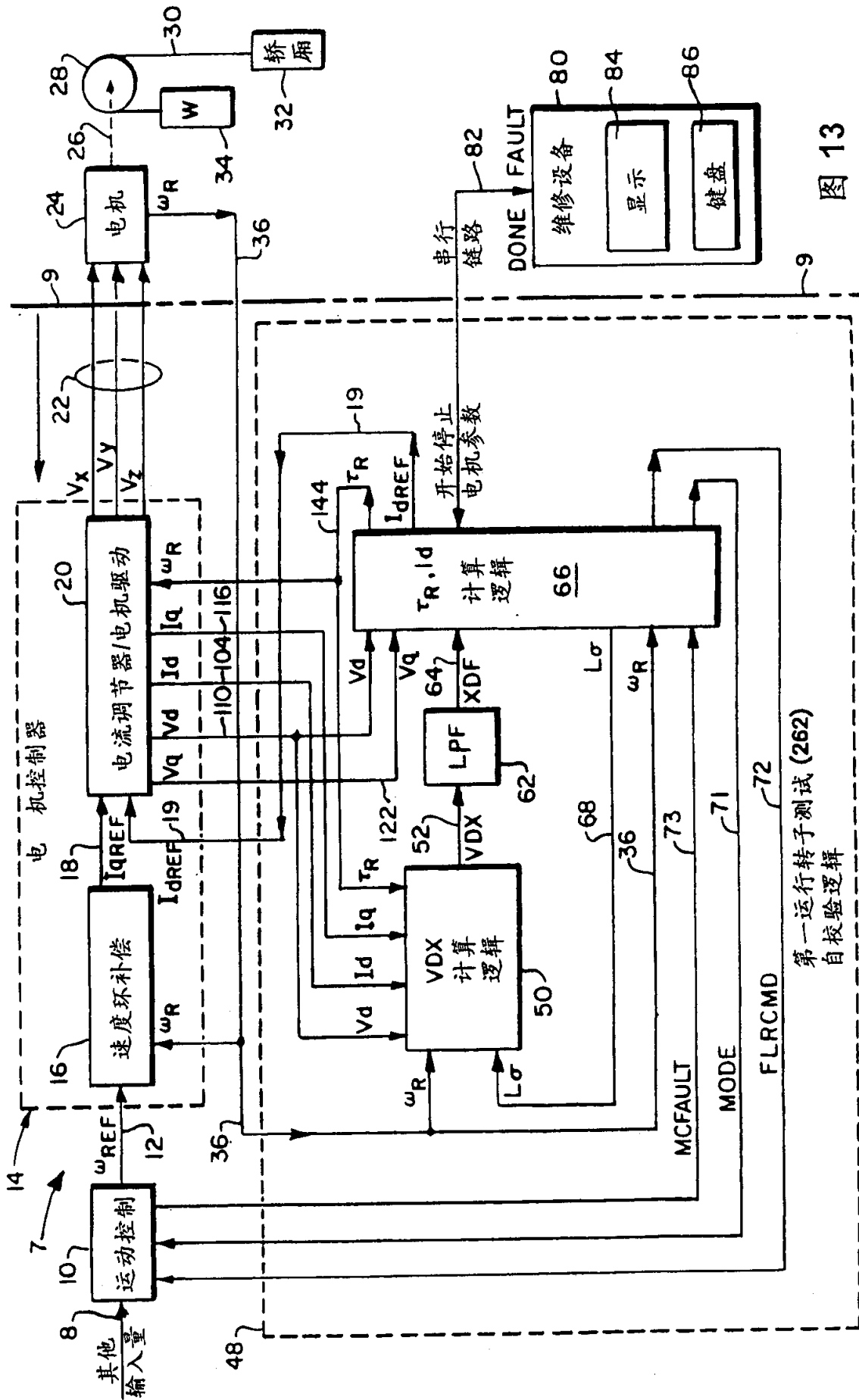


图 13

第一运行转子测试 (262)  
自校验逻辑

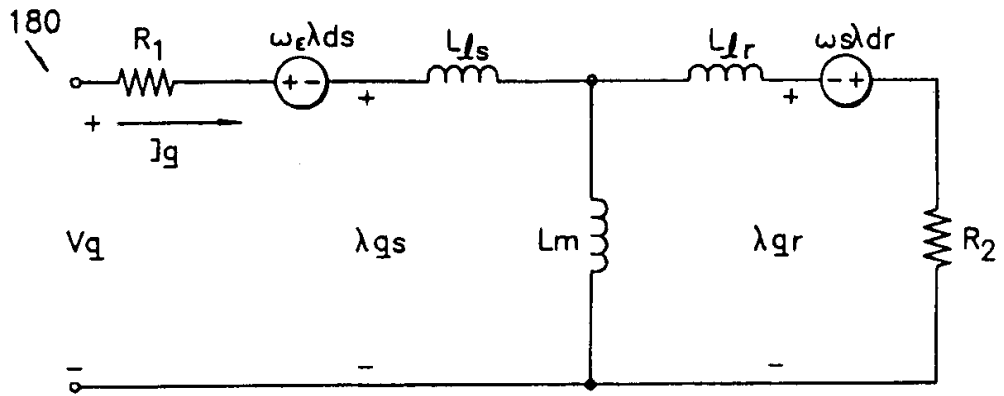


图 14

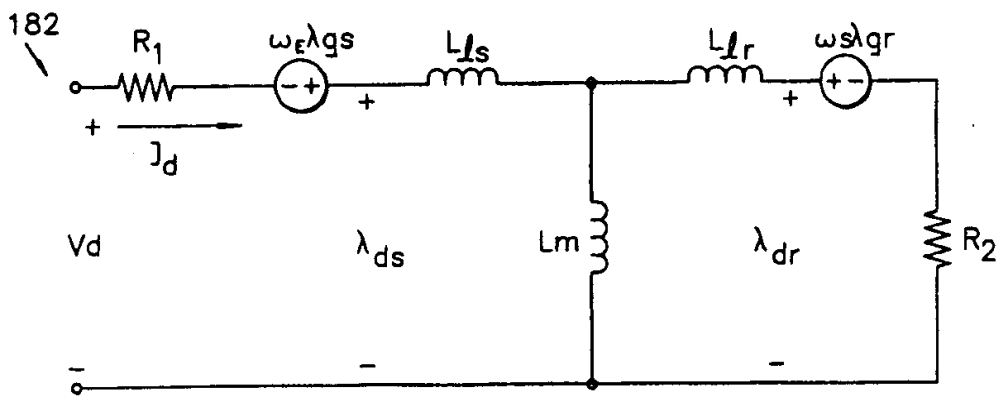
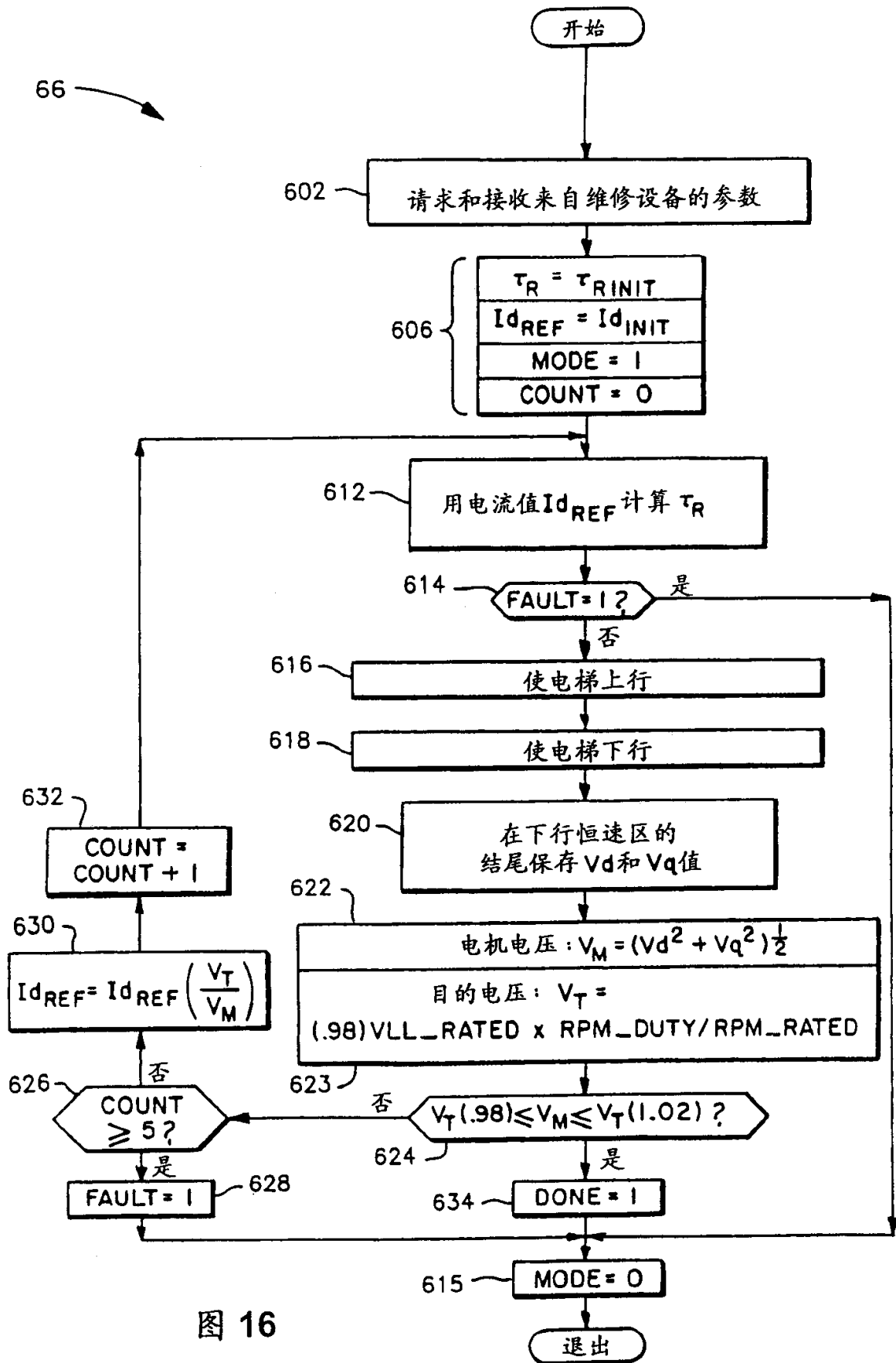


图 15





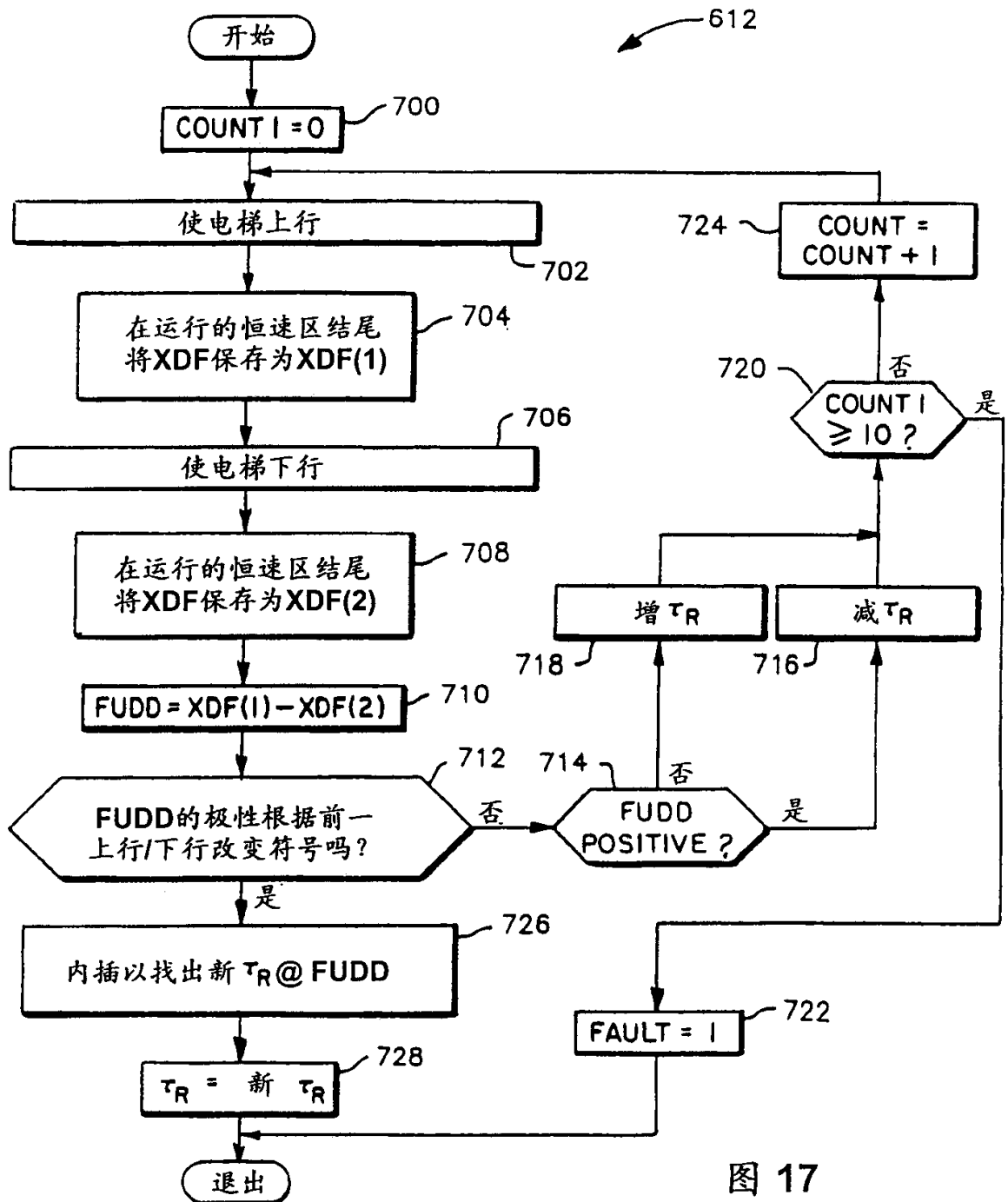
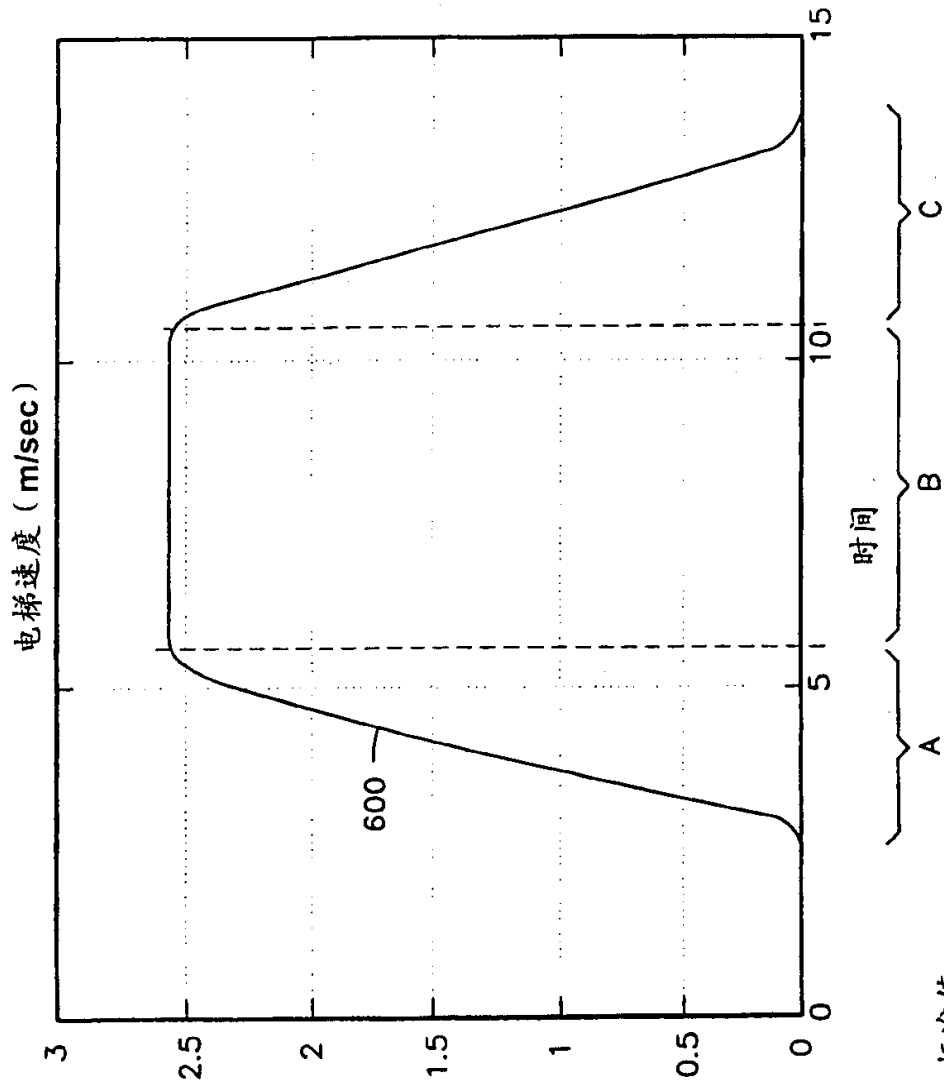


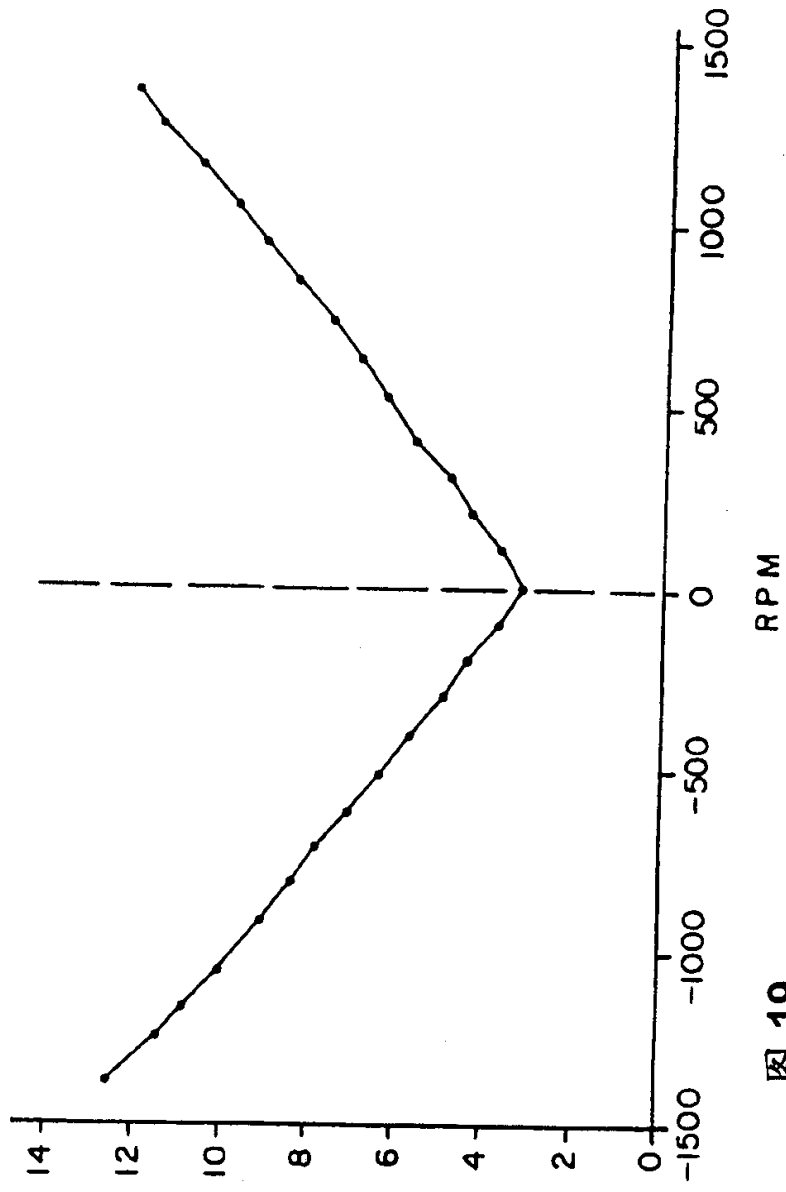
图 17



速度曲线  
(米/秒)  
 $\omega$  REF.

标准值  
 $\left. \begin{array}{l} \text{SPEED} = 2.54 \text{ m/s} \\ \text{AXCEL.} = 1.00 \text{ m/s}^2 \\ \text{JERK} = 1.56 \text{ m/s}^3 \end{array} \right\}$

图 18



空载时的VD与  
RPM关系曲线

VD (伏)

图 19

FUDD  
RTC 微調

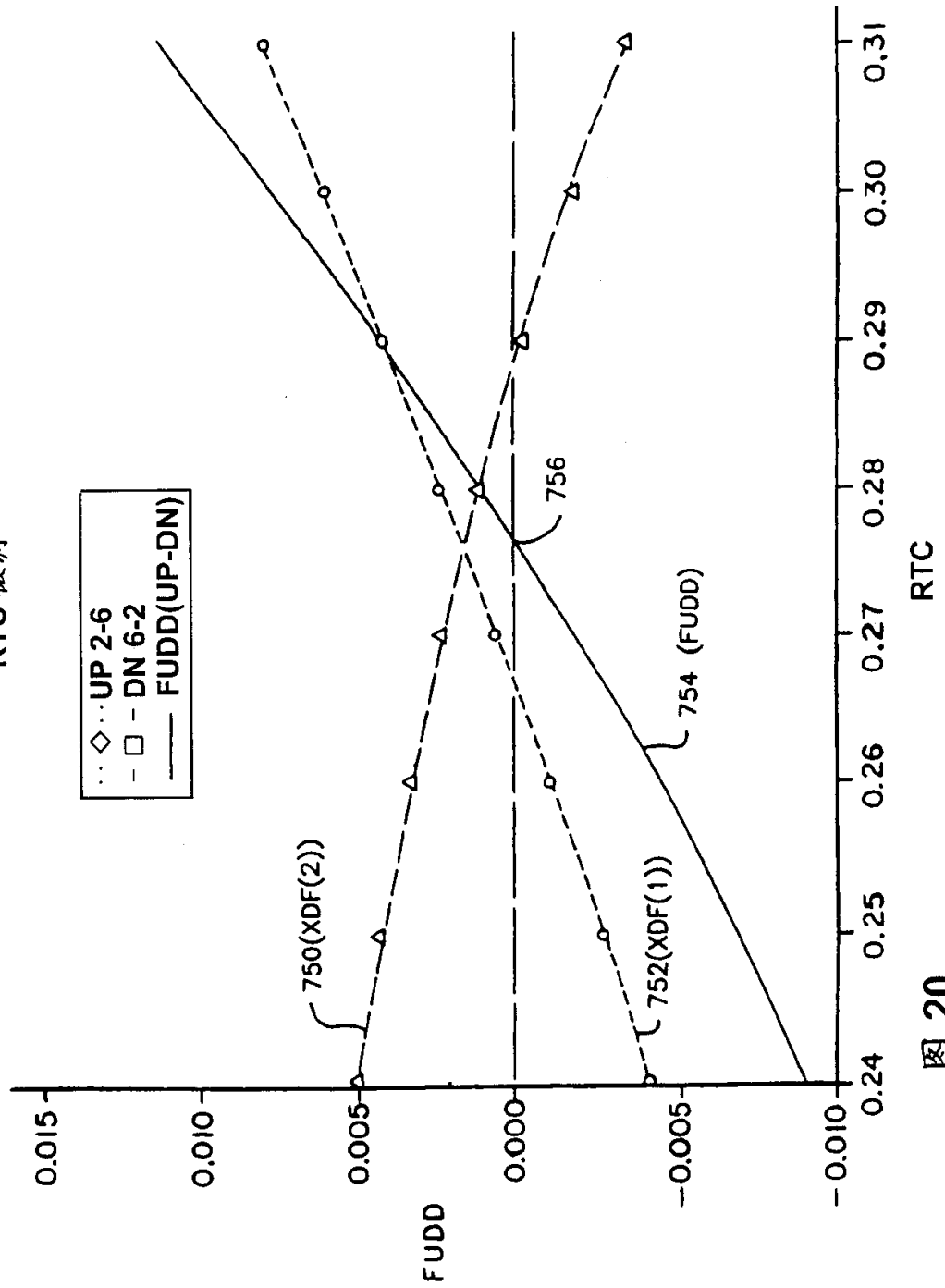


图 20

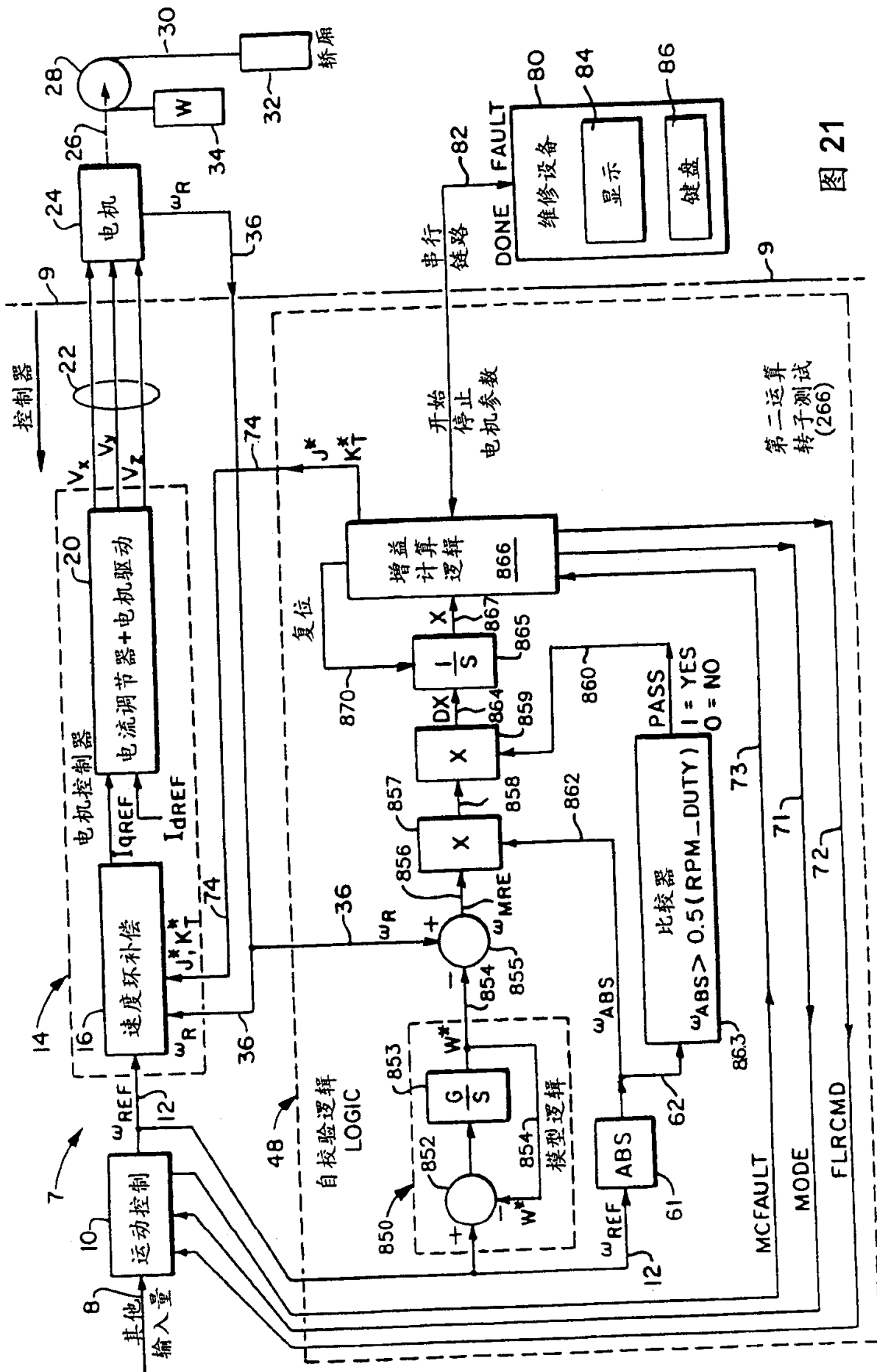


图 21

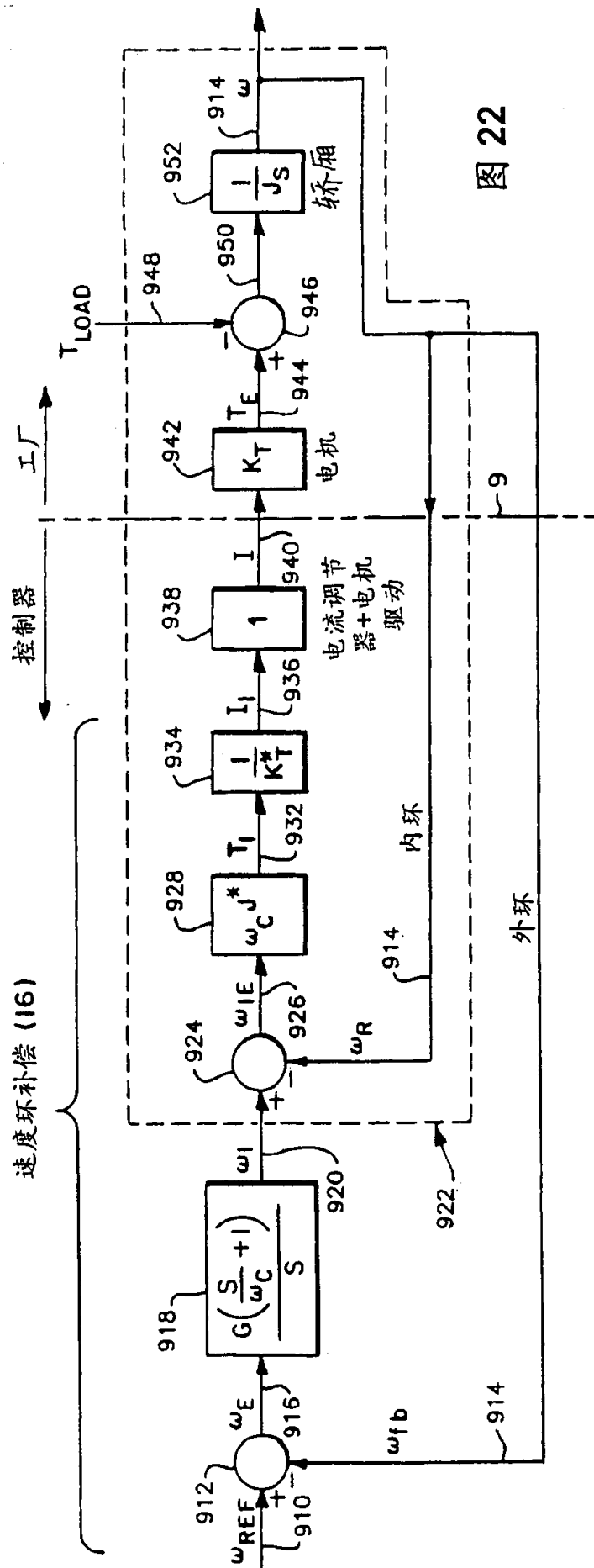
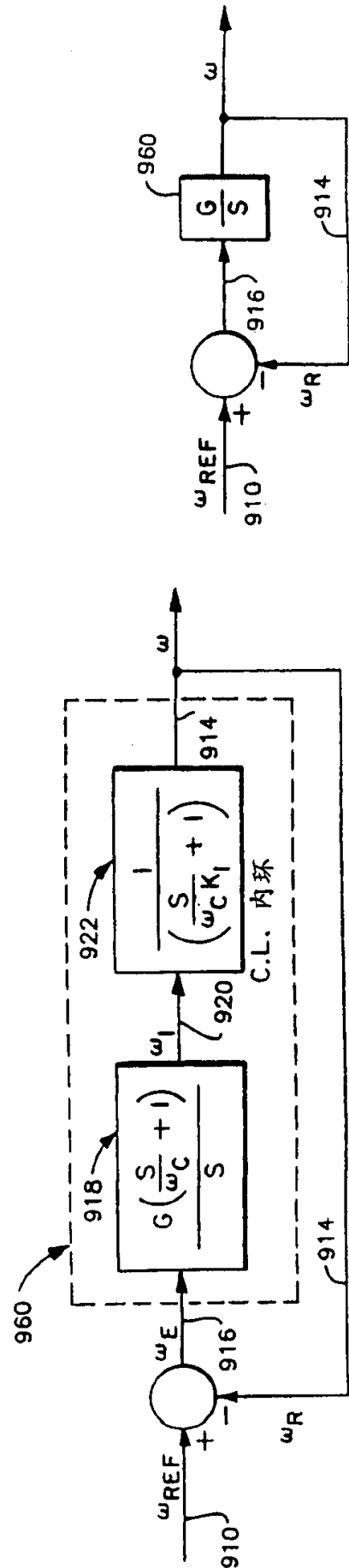


图 22

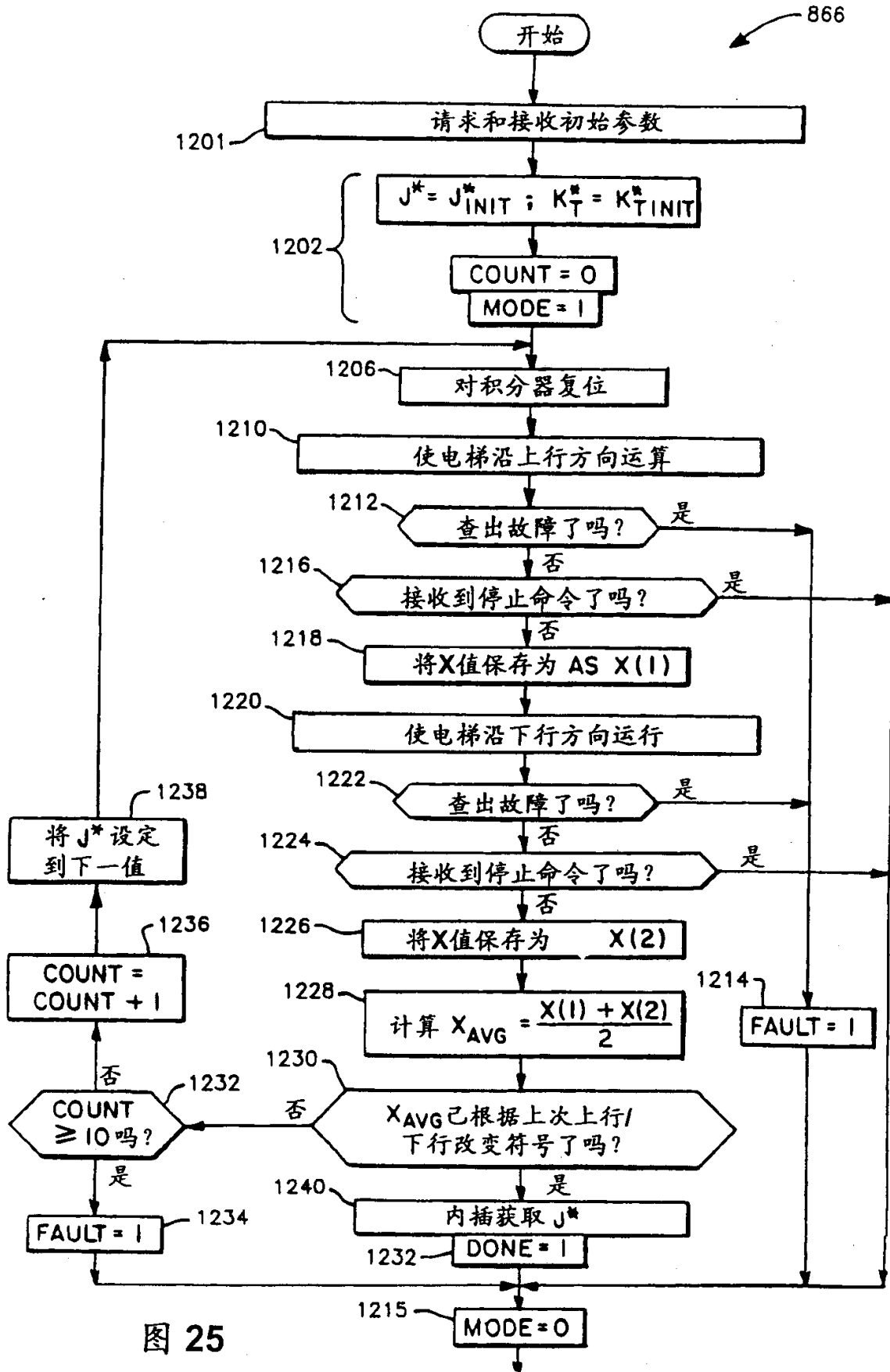


其中:  $K_1 = 1$

图 24

其中:  $K_1 = \frac{J^* \cdot K_T}{K_T^* \cdot J}$

图 23



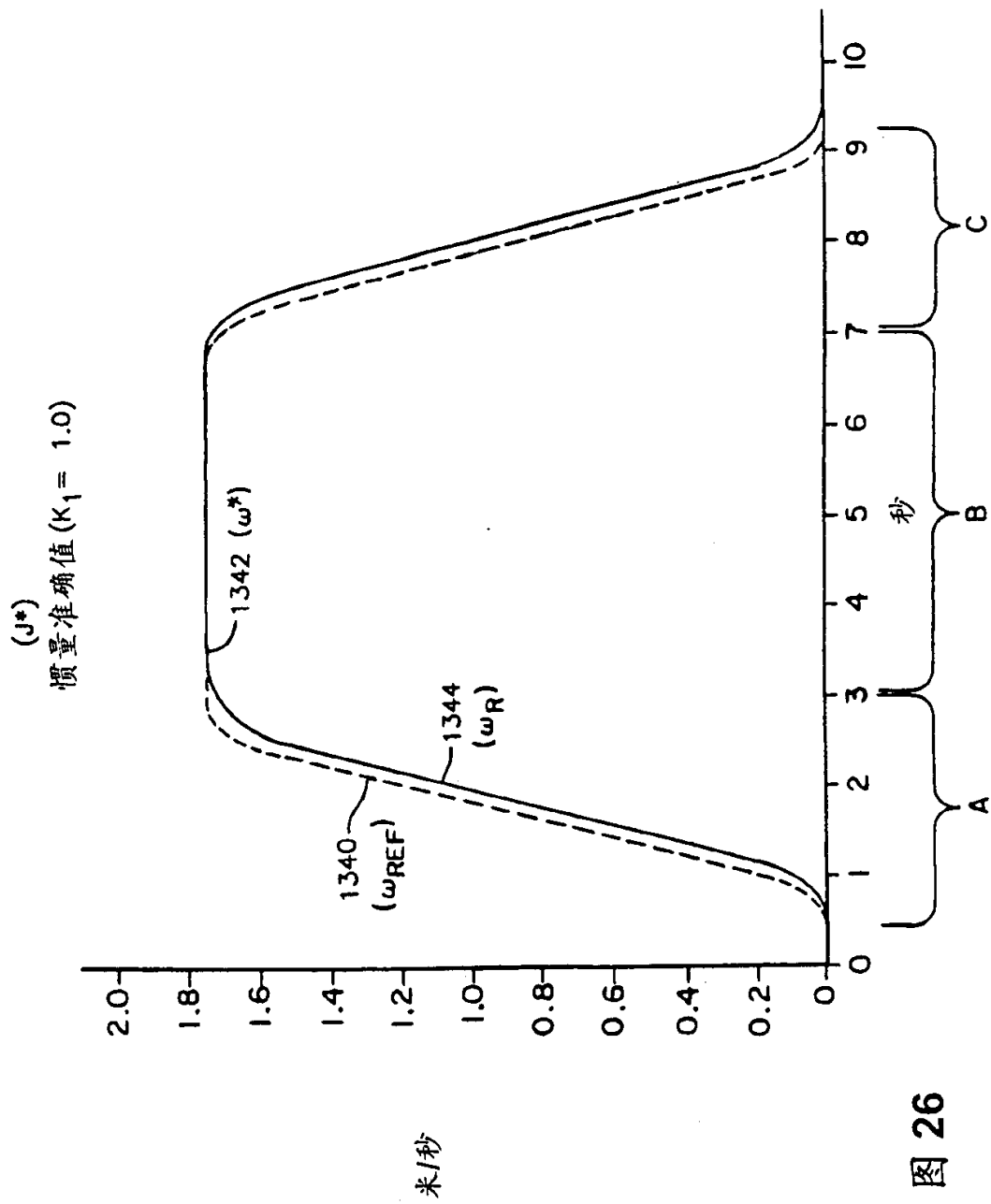


图 26



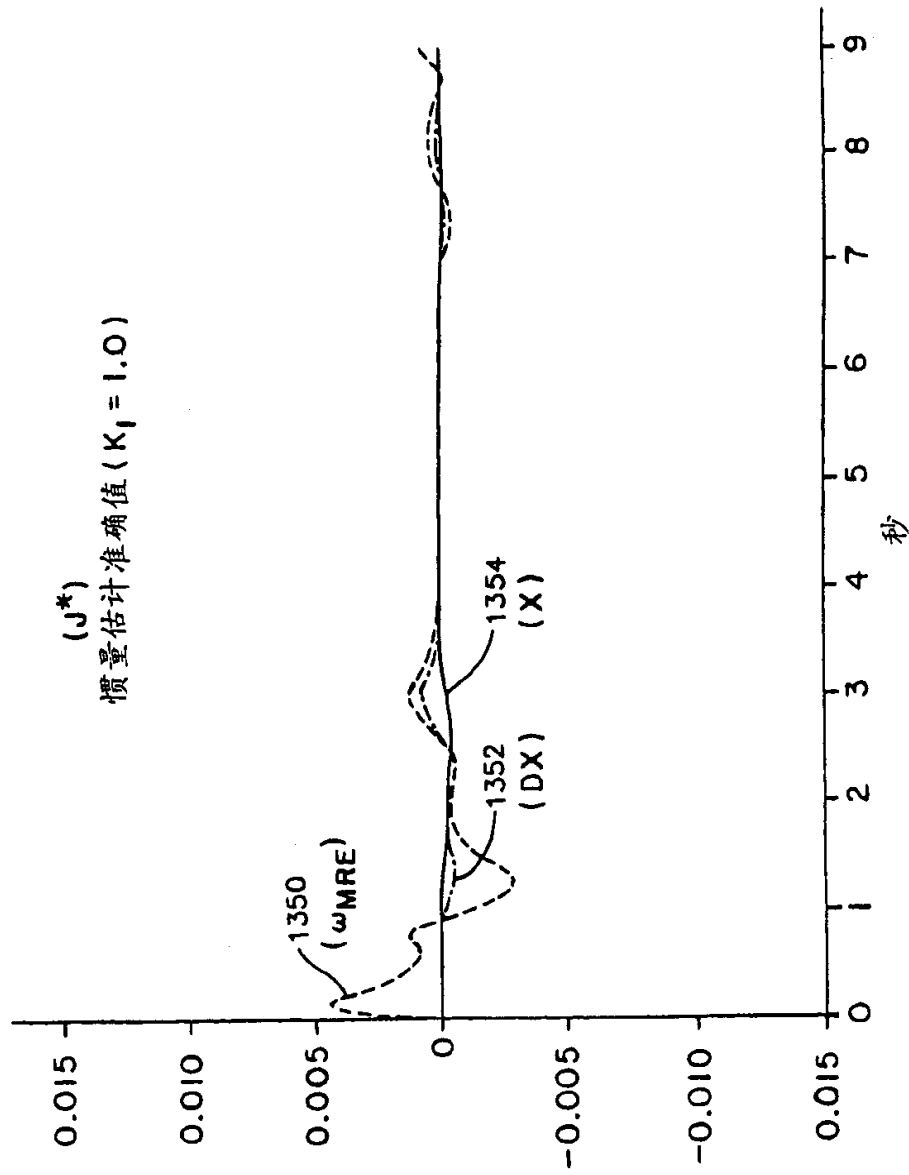
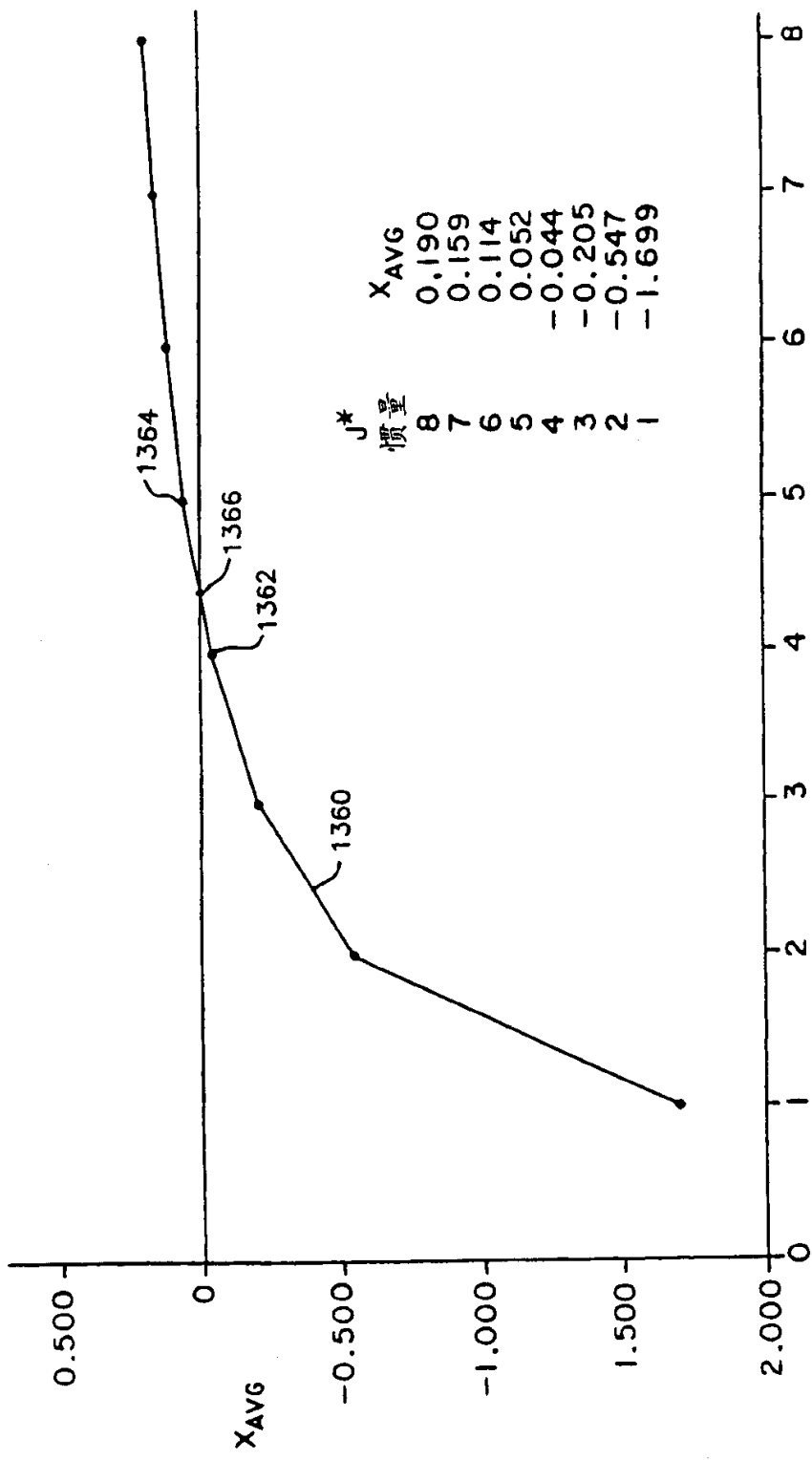


图 27



J\* - 慣量 (kg-m)

图 28