

权利要求书

1. 一种用于通过使用电机的静止的测量, 计算由磁场定向控制操作的电梯电机的至少一个参数的方法, 所述电机具有电机阻抗 Z_M , 转子阻抗 Z_R , 和瞬变电感 $L\sigma$, 所述方法包括以下步骤:

5 a) 提供一个足够高的高频 (F_{HIGH}) 的正弦转矩电流参考信号, 使得瞬变电感 ($L\sigma$) 在电机阻抗 (Z_M) 中占主要地位;

b) 测量反馈转矩电流 (I_q) 和反馈转矩电压 (V_q);

c) 利用公式

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

10 计算所述高频 (F_{HIGH}) 下的所述瞬变电感 ($L\sigma$),

其中 $Z_M = V_q / I_q$;

d) 提供具有可变的输入频率的正弦转矩电流参考信号;

e) 测量反馈转矩电流 (I_q) 和反馈转矩电压 (V_q);

f) 按照公式

15 $\text{Imag}(Z_R) = \text{Imag}(Z_M) - \omega L\sigma$

计算转子阻抗的虚部 $\text{Imag}(Z_R)$,

其中 ω 是所述输入频率, $Z_M = V_q / I_q$;

g) 改变所述输入频率并进行步 (d) - (f), 从而获得转子阻抗的虚部 $\text{Imag}(Z_R)$ 的最大值所在处的频率 (F_{PEAK}); 以及

20 h) 根据频率 F_{PEAK} 计算转子时间常数 (τ_R).

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所述时间常数 τ_R 被计算如下:

$$\tau_R = 1 / (2\pi F_{PEAK}).$$

3. 如权利要求 1 所述的方法, 其中所述计算电机阻抗 Z_M 的步骤包括计算反馈转矩电压 V_q 的一次谐波和反馈转矩电流 I_q 的一次谐波的步骤。

25 4. 如权利要求 3 所述的方法, 其中所述计算反馈转矩电流 I_q , 反馈转矩电压 V_q 的一次谐波的步骤包括计算反馈转矩电流 I_q 和反馈转矩电压 V_q 的富氏变换的步骤。

5. 如权利要求 2 所述的方法, 还包括按下式计算激磁电感 $L\phi$ 的步骤:

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

6. 如权利要求 5 所述的方法, 还进行以下的步骤:

i) 使用公式

$$K_T^* = (3/2) (P/2) L\phi I_d^*$$

计算电机转矩常数 (K_T^*), 其中,

P = 电机极数;

5 $I_d^* = V_{ph_RATED} / (\omega R_RATED \times L\phi);$

V_{ph_RATED} = 额定转子电压;

ωR_RATED = 额定电机速度;

j) 使用公式

$$V_m^* = (V_d^{*2} + V_q^{*2})^{1/2}$$

10 计算电机电压 (V_m^*), 其中

$$V_d^* = \omega_E L\sigma I_q^*;$$

$$V_q^* = \omega_E L_s I_d^*;$$

$$I_q^* = T_RATED / K_T^*,$$

T_RATED 是电机的额定转矩;

15 $\omega_E^* = \omega R_RATED + \omega_S^*$; 并且

$$\omega_S^* = (1/\tau_R) (I_q^* / I_d^*);$$

k) 计算额定转子电压 V_{ph_RATED} 对电机电压 V_m^* 的比; 以及

1) 改变 I_d^* 并进行步骤 (h) - (k), 直到比值处于预定 1 的允差的范围内。

20 7. 如权利要求 6 所述的方法, 其中所述改变 I_d^* 的步骤包括计算作为 I_d^* 乘以比值的 I_d^* 的下一个值的步骤。

8. 如权利要求 5 所述的方法, 还包括以下步骤:

m) 按下式计算在所述高频下的总电阻 (R_{TOT}):

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

25 n) 按下式计算定子电阻 (R_s):

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

其中 $R_2 = L\phi / \tau_R$; 以及

o) 在步 (b) 和 (d) 之间进行步 (m)。

30 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. 如权利要求 6 所述的方法, 其中所述步 (a) - (1) 在收到来自服务器的指令时被自动地进行。

说明书

利用静止电机测量的磁场定向 电梯电机驱动参数的自动校准

5 和本发明同时申请的待审的序列号为 (Otis Docket Nos. OT-3066, 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。

本申请涉及磁场定向的电机驱动的校准, 尤其涉及用于电梯电机驱动的磁场定向的 (或矢量控制的) 驱动参数的自动校准。

10 在磁场定向的 (或矢量控制的) 电机驱动与电机速度控制领域中, 已知这种驱动和控制需要知道电机的参数, 例如转子时间常数 (τ_R), 转矩常数 (K_T^*), 和额定激磁电流 I_{DRATED} 。

15 用来确定这些电机常数的一种技术是在工程实验室分析电机, 其中使用测力计和昂贵的测试设备, 并由熟练技工或工程师进行费时的高技术的工作。然而, 在现代化或更新的应用中, 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或者成本 - 效果低的方法。

20 此外, 需要根据在静止时对电机进行的测量来确定电机参数。虽然存在在电机运行时 (空载或有载) 确定电机参数的技术, 但是在电梯应用中进行这种测试并不总是实际的。具体地说, 空载实验是不实际的, 因为这要求拆卸电梯或者使电机和齿轮箱脱离。此外, 进行有载实验, 即利用和电梯相连的电机, 也是不实际的, 因为需要有基本上正确的电机参数带动电梯运动, 从而获得有载运行的电机的测量。此外, 希望用于确定这些电机参数的技术全部被包含在驱动控制本身
25 内, 使得安装者或服务人员可以进行现场更新或现代化驱动而不需要专门的电机与驱动技术人员。

本发明的目的包括提供一种用于电梯的磁场定向驱动与/或控制的电机参数的自动的现场校准方法, 其不需要从电梯系统中除去或拆下电机, 并且只使用电机的静止的测量。

30 按照本发明, 提供一种用于通过利用对电机的静止的测量, 计算由磁场定向控制操作的电梯电机的至少一个参数的方法, 所述电机具有电机阻抗 Z_M , 转子阻抗 Z_R , 和瞬变电感 L_σ , 所述方法包括以下步骤:

a) 提供一个足够高的高频 (F_{HIGH}) 的正弦转矩电流参考信号, 使得瞬变电感 ($L\sigma$) 在电机阻抗 (Z_M) 中占主要地位; b) 测量反馈转矩电流 (I_q) 和反馈转矩电压 (V_q); c) 利用公式 $L\sigma = \text{Imag}(Z_M) @ F_{HIGH} / (2\pi F_{HIGH})$ 计算高频 (F_{HIGH}) 下的瞬变电感 ($L\sigma$), 其中 $Z_M = V_q / I_q$; d) 提供具有可变的输入频率的正弦转矩电流参考信号; e) 测量反馈转矩电流 (I_q) 和反馈转矩电压 (V_q); f) 按照公式 $\text{Imag}(Z_R) = \text{Imag}(Z_M) - \omega L\sigma$ 计算转子阻抗的虚部 $\text{Imag}(Z_R)$, 其中 ω 是输入频率, $Z_M = V_q / I_q$; g) 改变输入频率并进行步 (d) - (f), 从而获得发生 $\text{Imag}(Z_R)$ 的最大值时的频率 (F_{PEAK}); 以及 h) 根据 F_{PEAK} 计算转子时间常数 (τ_R)。

10 此外, 按照本发明, τ_R 被计算如下: $\tau_R = 1 / (2\pi F_{PEAK})$ 。另外, 按照本发明, 还包括按下式计算激磁电感 $L\phi$ 的附加步骤: $L\phi = 2\text{Imag}(Z_R) / \omega @ \omega = 1 / \tau_R$ 。

按照本发明, 还进行以下的附加步骤: i) 使用公式 $K_T^* = (3/2) (P/2) L\phi I_d^*$ 计算电机的转矩常数 (K_T^*), 其中, $P =$ 电机极数, $I_d^* = V_{ph_RATED} / (\omega R_RATED \times L\phi)$, $V_{ph_RATED} =$ 额定转子电压, $\omega R_RATED =$ 额定电机速度; j) 使用公式 $V_m^* = (V_d^{*2} + V_q^{*2})^{1/2}$ 计算电机电压 (V_m^*), 其中 $V_d^* = \omega_E L\sigma I_q^*$, $V_q^* = \omega_E L_s I_d^*$, $I_q^* = T_RATED / K_T^*$, T_RATED 是电机的额定转矩, $\omega_E^* = \omega R_RATED + \omega_S^*$, $\omega_S^* = (1 / \tau_R) (I_q^* / I_d^*)$; k) 计算 V_{PH_RATED} 对 V_m^* 的比; 以及 l) 改变 I_d^* 并进行步骤 (h) - (k), 直到比值处于预定的允差 1 的范围内。

本发明代表对现有技术的一种重大改进, 其中根据对感应电机的静止测量提供了用于电梯系统的磁场定向的 (或矢量控制的) 感应电机控制器的自动校准。本发明可以提供电机参数, 例如转子时间常数 (τ_R), 转矩常数 (K_T^*), 和额定激磁电流 I_{dRATED} , 而不用从电梯系统或齿轮箱拆下电机。按照给定的应用的需要, 本发明可以计算瞬变电感 $L\sigma$, 激磁电感 $L\phi$, 定子电阻 R_S , 以及额定转矩电流 I_{qRATED} 。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, 当新的电机驱动装置在现场安装时, 本发明能够大大降低和调整电机驱动装置有关的费用。因而, 在现场进行电机参数的自动校准节省时间和费用。结果, 本发明对大楼拥有者更有吸引力, 从而使其将其电梯系统更新为现代控制系统, 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存在的旧的电机的参数需要

高额费用。

本发明的上述和其它的目的、特点和优点通过下面结合附图对其示例的实施例所作的详细说明可以更加清楚地看出。

5 图 1 是按照本发明的具有自动校准逻辑的电机控制器的原理方块图；

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 是按照本发明的通过磁场定向控制的感应电动机的等效电路模型原理图；

图 4 是按照本发明图 3 所示的等效电路的简化的原理图；

10 图 5 是按照本发明的图 1 所示的自动校准逻辑的逻辑流程图；

图 6 是按照本发明转子阻抗的虚部和电机阻抗的虚部对频率的曲线；

图 7 是按照本发明图 5 的自动校准逻辑的部分逻辑流程图。

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），其使电机速度控制环闭合，例如在待审的序列号为 Otis Docket No. OT-3054 的美国专利申请所述的那样，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 Tatung（台湾的）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。

5 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%。

10 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。

15 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。在需要时可以使用其它电流环控制补偿办法。逻辑 108 在线 110 上提供 d 轴电压指令信号 V_{dCMD} 。

25 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。逻辑 120 的输出是在线 122 上的 q 轴电压指令信号 V_{qCMD} 。对于逻辑 108, 120, 可以使用其它的控制补偿, 例如比例, 超前-滞后等。使用的补偿形式并不是本发明的关键。

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, 5 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。

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} , 10 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 15 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, 例如公知的闭环霍耳效应电流传感器 (例如 LEMS), 并分别被提供在线 132, 134, 136 上。相电流 I_x , I_y , I_z 被送到公知的三相至磁场定向转换的转换逻辑 142, 其在线 20 104, 116 上提供从相电流到分别被送到加法器 102, 114 的 d, q 轴电流的公知转换。

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。 25 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。

在磁场定向驱动领域中已知, 电机的转子时间常数 τ_r 的值需要被控制, 以便完成向和从磁场定向的 d, q 轴的转换。具体地说, 使用 τ_r 建立正确的转差频率 ω_s , 以便实现磁场定向。转子时间常数 τ_r 的值在线 144 上被提供给两个转换器 124, 150。

30 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, 其自动地计算电机参数 τ_r ,

K_T^* , I_{dRATED} , 并在线 144 上把 τ_R 提供给电路 20, 在线 14 上把 I_{dRATED} 作为 I_{dREF} 提供给电路 20, 在线 160 上把 K_T^* 提供给速度环补偿逻辑(未示出), 例如和本申请同时申请的待审美国专利(OT-3054)所述。逻辑 48 还计算其它电机参数, 例如瞬变电感 $L\sigma$, 激磁电感 $L\phi$, 定子电阻 R_s (或 R_1), 以及额定转矩电流 I_{qRATED} 。逻辑 48 接收来自电路 20 的 V_q, 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 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。

10 逻辑 48 还在线 13 上把 MODE1 信号提供给开关 19。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 上把中断请求信号 BRK 提供给电路 20。

15 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, 其控制自动校准开始的时间。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。

20 参见图 3, 感应电机的公知的等效电路和“Vector Control and Dynamics of AC Drives”, Novotny and Lipo, Oxford 1996, Chapter 5 所述的类似。图 3 是在交流稳态操作时的每相的等效电路, 其中电流 I_1 和电压 V_1 是相量。电路 90 包括和等效的“瞬变”电感 $L\sigma$ 串联的转子电阻 R_s , 它们和转子阻抗 Z_R 串联, Z_R 包括和等效电阻 R_2/S 并联的“激磁”电感 $L\phi$ 。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

30 R_r = 转子绕组电阻

$L\sigma = L_s - L_m^2/L_r$ = 瞬变电感

$L\phi = L_m^2/L_r$ = 激磁电感

ω_E = 输入电流 I_1 的电频率

ω_R = 电机输出转速, 每秒弧度, 相对于电参考系统

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

ω_S = 转差频率 = $\omega_E - \omega_R = (1/\tau_R) (I_q/I_d)$

5 其中 τ_R = 转子时间常数, I_q = q 轴电流 (或转矩电流), I_d = d 轴电流 (激磁电流)

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

此外, 转子时间常数 τ_R 和电机转矩常数 K_T^* 和电路 90 的参数的关系如下:

10 $\tau_R = L_r/R_r = L\phi/R_2$

$K_T^* = (3/2) (p/2) L\phi I_d = \text{转矩/电流}$

其中 P = 极数

参看图 4, 电路 92 是图 3 的电路 90 的等效电路, 电机阻抗 Z_R 转换为具有实部 $\text{Real}(Z_R)$ 和等于 ωL_x 的虚部 $\text{Imag}(Z_R)$ 的串联电路阻抗。具有变换的 Z_R 的等效电路 92 对于确定转子时间常数 τ_R 是有用的 (下面还要说明)。

参看图 5, 逻辑 48 的顶级流程图在步 200 开始, 确定是否收到来自服务器 80 的开始指令。如果还没有, 则逻辑退出。如果收到开始指令, 则步 202 通过链路 82 (图 1) 请求并接收来自服务器 80 的由维护人员输入的电机参数。接收的电机参数是额定电机轴功率 (PWR_RATED), 以瓦表示; 额定电机转速 (RPM_RATED), rpm; 额定线电压的有效值 (VLL_RATED), 单位 V; 额定频率 (HZ_RATED), Hz; 和极数 ($POLES$), 这些都从电机的铭牌数据获得。

然后, 在步 203 设置 $MODE = 1$, $BRK = 1$, 使制动器 37 (图 1) 锁住转子, 并且使 $I_{dREF2} = 0$ 。对于这里所述的每种测试, 转子保持锁住 (转子速度 $\omega_R = 0$), 并且 $I_{dREF2} = 0$ 安培。当 $\omega_R = 0$, $I_{dREF2} = 0$, 转差率 $S = 1$ 时, 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, 电机工作在单相状态下, 如图 3, 4 的电路。

接着, 步 204 测量瞬变电感 L_σ , 其中在线 17 (图 1) 上在 q 轴参考电流 I_{qREF2} 内提供频率 F_{HIGH} 足够高的正弦电流信号, 例如 31.25Hz, 使得电机阻抗将主要由瞬变电感 L_σ 确定。如果需要, 也可以使用其它频率, 例如大于 30Hz 的频率。正弦波输入信号由信号处理器, 例如数

字信号处理器，如更新（或采样）速率为 5KHz 的摩托罗拉 DSP 56002 处理器，以数字方式产生。也可以使用其它硬件与/或软件技术或更新速率来产生正弦输入信号。

5 步 204 读出 q 轴反馈电流 I_q 和 q 轴输出电压 V_q （分别等于电机电流 I_1 和电机电压 V_1 ，如前所述）。接着，步 204 使用前述的数字信号处理器进行 I_q 和 V_q 的离散富氏变换（DFT），确定一次谐波的富氏系数。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（弧度/秒）。一次谐波主要用来计算阻抗，使得系统的非线性不会使计算失真。

10 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_q, V_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。如果需要，也可以使用其它的周期数。此外，对于这里讨论的任何 DFT，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。

20 然后，步 204 通过使用上述计算的电压和电流的一次谐波分量计算电压对电流的比（ $V_1/I_1 = V_q/I_q$ ）来计算电机阻抗 Z_M 。步 204 然后由富氏系数计算 Z_M 的实部和虚部。电机阻抗 Z_M 在 F_{HIGH} Hz 下的虚部被瞬变电感项 $\omega L\sigma$ 占主要地位。因而，瞬变电感 $L\sigma$ 等于输入频率 F_{HIGH} 下的瞬变电抗（或 Z_M 的虚部）除以用弧度/秒（ $2\pi F_{HIGH}$ ）表示的频率 ω ，或：

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

25 接着，选择的步骤 206 测量电路阻抗的总电阻（ $R_{TOT} = R_S + R_2$ ），即转子和定子电阻之和，作为在步 204 中确定的电机阻抗 Z_M 的实部。这样：

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

30 具体地说，在步 204 中使用的相当高的频率 F_{HIGH} 下，电路 90 中的电感 $L\phi$ 是大的，并且 Z_M 的实部将等于 R_{TOT} 。 R_{TOT} 的值被保留用于以后计算 R_S （见步 212）。

接着，步 208 测量转子时间常数 τ_R 如下。步 208 按由后面讨论的

搜索算法限定的增量产生从 0.1 到 8.0Hz 的低频正弦输入 q 轴参考电流 I_{qREF2} 的序列。正弦波输入被以数字方式产生，如前在步 204 所述。在每个频率，电机电流 I_q 和电压 V_q （分别等于电机电流 I_1 和电压 V_1 ，如前所述）被测量，并且独立地计算电机电流信号 I_1 以及电压信号 V_1 的 DFT。如前在步 204 讨论的那样，获得基波或一次谐波富氏系数。

然后，步 208 通过计算电压和电流的比 (V_1/I_1) 计算每个频率下的电机阻抗 Z_M 。步 208 然后由富氏系数计算 Z_M 的实部和虚部。然后，步 208 通过从电机阻抗 Z_M 的虚部中减去瞬变电抗 ($\omega L\sigma$) 计算转子阻抗的虚部 $\text{Imag}(Z_R) = \omega Lx$ ，其中 $L\sigma$ 由上面步 204 算出， ω 是输入频率，公式如下：

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

参看图 6，曲线 250 表示电机阻抗的虚部 $\text{Imag}(Z_M) = \omega(L\sigma + Lx)$ ，曲线 252 表示电机阻抗的虚部 $\text{Imag}(Z_R) = \omega Lx$ 。曲线 252 的最大值 254 发生处的频率 ω （弧度/秒）是转子时间常数的倒数，即 $\omega = 1/\tau_r$ 。一种已知的搜索算法，例如“黄金分割线段搜索”算法，改变输入频率，并确定发生 ωLx 的最大值时的频率 F_{peak} 。使用的搜索算法的类型对于本发明并不重要，因而可以使用任何改变输入参数并确定输出参数的最大值的搜索算法。然后，转子时间常数 τ_r 被计算如下：

$$\tau_r = 1/\omega_{peak} = 1/(2\pi F_{PEAK})$$

下一步 210 计算激磁电感 $L\phi$ 。具体地说，在转子时间常数的频率下 ($\omega = 1/\tau_r$)，该频率也是电机传递函数的转折频率，转子阻抗 Z_R 的实部和虚部彼此相等，即 $\omega Lx = R_x$ 。此外，在同一频率下，可以示出（下面） ωLx 也等于 $1/2\omega L\phi$ （激磁电抗）。具体地说，转子阻抗 Z_R 等于和 R_2 并联的 $\omega L\phi$ ，如下式所示：

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

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

$$Z_R = \omega^2 L\phi^2 R_2 / (R_2^2 + \omega^2 L\phi^2) + j\omega L\phi R_2^2 / (R_2^2 + \omega^2 L\phi^2) \quad \text{式 1}$$

其具有阻抗的串联组合的形式，或者实部和虚部如下式所示：

$$Z_R = R_x + j\omega Lx$$

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

在 $\text{Imag}(Z_R)$ 的曲线 252 的峰值 254，实部和虚部相等，这给出：

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



化简式 2 得到:

$$\omega L\phi = R_2$$

将 $R_2 = \omega L\phi$ 代入 Z_R 的虚部, 并设等于 ωLx , 给出:

$$\text{Imag}(Z_R) = (\omega L\phi) (\omega^2 L\phi^2) / (\omega^2 L\phi^2 + \omega^2 L\phi^2) = \omega Lx \quad \text{式 3}$$

5

化简式 3 得到:

$$\omega Lx = \omega L\phi / 2 \quad \text{式 4}$$

这样, 激磁电感 $L\phi$ 计算如下:

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

接着, 选择的步骤 212 利用首先计算的 R_2 的值计算定子电阻 R_S .

10 可以看出 (下面) 在 $\omega = 1/\tau_R$ 处的转子阻抗的实部 $\text{Real}(Z_R)$ 等于 $R_2/2$.

具体地说, 式 1 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 $R_2 = \omega L\phi$, 并简化, 则给出:

$$R_x = R_2 / 2$$

15

因而,

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

此外, 可以使用下式计算 R_2 :

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

20 其中 $L\phi$ 和 τ_R 是在前面步 204, 208 分别算出的。然后, 在每种情况下, 通过从步 206 计算的总电阻 ($R_{TOT} = R_S + R_2$) 中减去 R_2 确定定子电阻 R_S 。因而,

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

25 如果电机的 R_S 的值已知, 例如从数据单中, 则可以通过链路 82 提供给控制系统, 然后, 在步 212 还可以检查 R_S 的范围, 确保其处于期望值的预定的百分数之内。如果 R_S 不在所需的范围之内, 在步 212 设故障标记 $\text{FAULT1} = 1$ 。此外, 可以计算 R_S 的值, 并提供给服务器, 用于帮助维护人员确定在其系统中安装的电机的类型。

30 接着, 步 214 使用 $L\phi$ 和 τ_R 以及在步 202 获得的输入参数 PWR_RATED , RPM_RATED , VLL_RATED , HZ_RATED 和 POLES , 模拟电机参数, 并通过迭代计算额定的激磁电流 I_{dRATED} , 以及转矩常数 K_T^* , 如图 7 所示。

参看图 7, 模拟的电机参数加星号 (*) 表示, 以便避免和上面讨论的实际测量的电机参数混淆。具体地说, 步 300 计算相对于电参考

5 帧的电机额定转速 ω_{R_RATED} 。接着，步 302 把额定线电压 (VLL_RATED) 转换为额定相电压 Vph_RATED。接着，步 303 根据额定功率和额定 RPM 计算额定转矩 T_RATED。然后，步 304 计算定子电感 L_S ，其是瞬变电感 $L\sigma$ 和激磁电感 $L\phi$ 之和。接着，步 306 使用额定电压和速度根据 I_d 的一阶近似计算模拟的 d 轴电流 I_d^* 的初始值。接着，步 308 设变量 COUNT = 0。

10 接着，310 - 322 的一系列步骤使用各种电机参数，根据在步 210 计算的 (图 5) $L\phi$ 值，在上面步 300 - 308 计算的参数，并使用磁场定向电机控制的已知关系，这些在上面已经讨论过，计算 K_T^* 和模拟的电机电压 V_m^* 。具体地说，步 310 根据在步 210 计算的 $L\phi$ (图 5) 和激磁电流 I_d^* 的电流值计算转矩常数 K_T^* 。接着，步 312 计算转矩电流 I_q^* 。接着，步 314 计算模拟的转差频率 ω_s^* ，其在下一步 316 用于计算模拟的电流频率 ω_e^* ，其等于电机的旋转频率 (或速度) (作为额定速度的模拟) ω_{R_RATED} 加上转差频率 ω_s^* 。

15 接着，步 318 根据激磁电流 I_d^* 计算模拟的 q 轴输出电压 V_q^* ，步 320 根据转矩电流 I_q^* 计算模拟 d 轴输出电压 V_d^* 。然后，步 322 计算等于 d, q 轴输出电压 V_d^* , V_q^* 分别平方后的和的方根的模拟的矢量和即总的电机电压 V_m^* 。

20 接着，步 324 计算等于额定相电压 Vph_RATED 和模拟的每相电机电压 V_m^* 之比的传动比参数。逻辑进行迭代，直到传动比在所需的允差范围内，例如 0.001，趋向于 1。当传动比等于 1 时， I_d^* 的值将产生在额定 RPM 和额定转矩下的额定电压。

25 接着，步 326 计算等于传动比乘以 I_d^* 的当前值的 I_d^* 的下一个值。接着，步 328 检查传动比 (Ratio) 是否在预定的允差例如 0.001 的范围内。如果不是，步 330 就检查 COUNT 是否大于或等于 10 (即循环是否已经迭代至少 10 次)。如果循环已经迭代至少 10 次，便在步 332 设置 FAULT 标记等于 1，并通过链路 82 (图 1) 输出到服务器 80，并且逻辑退出。如果迭代次数小于 10 次，步 334 使 COUNT 增加 1，逻辑 214 进行步 310，再进行迭代。

30 如果在步 328 传动比在所需的允差之内，逻辑则被认为已经收敛，并且在收敛时的 I_d^* , I_q^* 值分别等于额定的 d 轴电流 I_{dRATED} 和额定的 q 轴电流 I_{qRATED} 。因而步 340 设置 d 轴电流参考 I_{dREF} 为等于 I_{dRATED} 的 I_d^* ，

并且步 344 设置 I_{qRATED} 等于 I_q^* 。然后，逻辑退出并返回图 5 的逻辑 48。

参看图 5，步 216 确定在以上步骤 202 - 214 的任何一步中是否检测到误差（即是否 $FAULT = 1$ ）。如果检测到故障，步 218 则设 $FAULT = 1$ ，通过串行链路 82 将其送到服务器 80（图 1），并且步 220 设 $MODE1 = 0$ ， $BRK = 0$ ，然后逻辑退出。如果没有发生故障，则步 222 设 $DONE$ 标记等于 1，并通过串行链路 82 将其送到服务器 80。接着，在步 224 通过串行链路 82 把一些或全部电机参数 τ_R ， K_T^* ， I_{qRATED} ， $L\sigma$ ， $L\phi$ ， R_S ，和 I_{qRATED} 传递到服务器 80。服务器 80 则显示这些参数供维护人员使用，然后，逻辑 48 退出。

10 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。

说明书附图

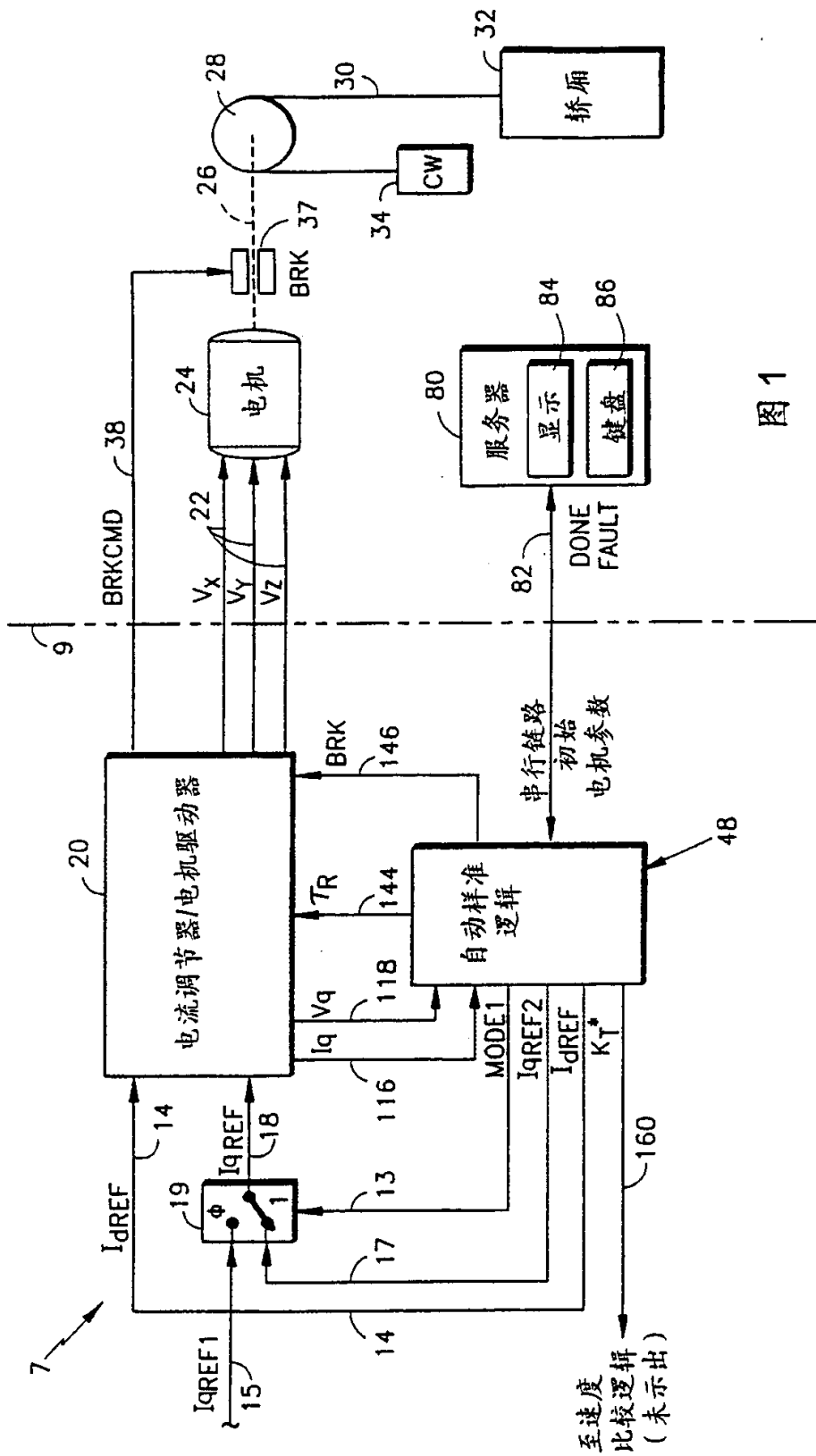


图1

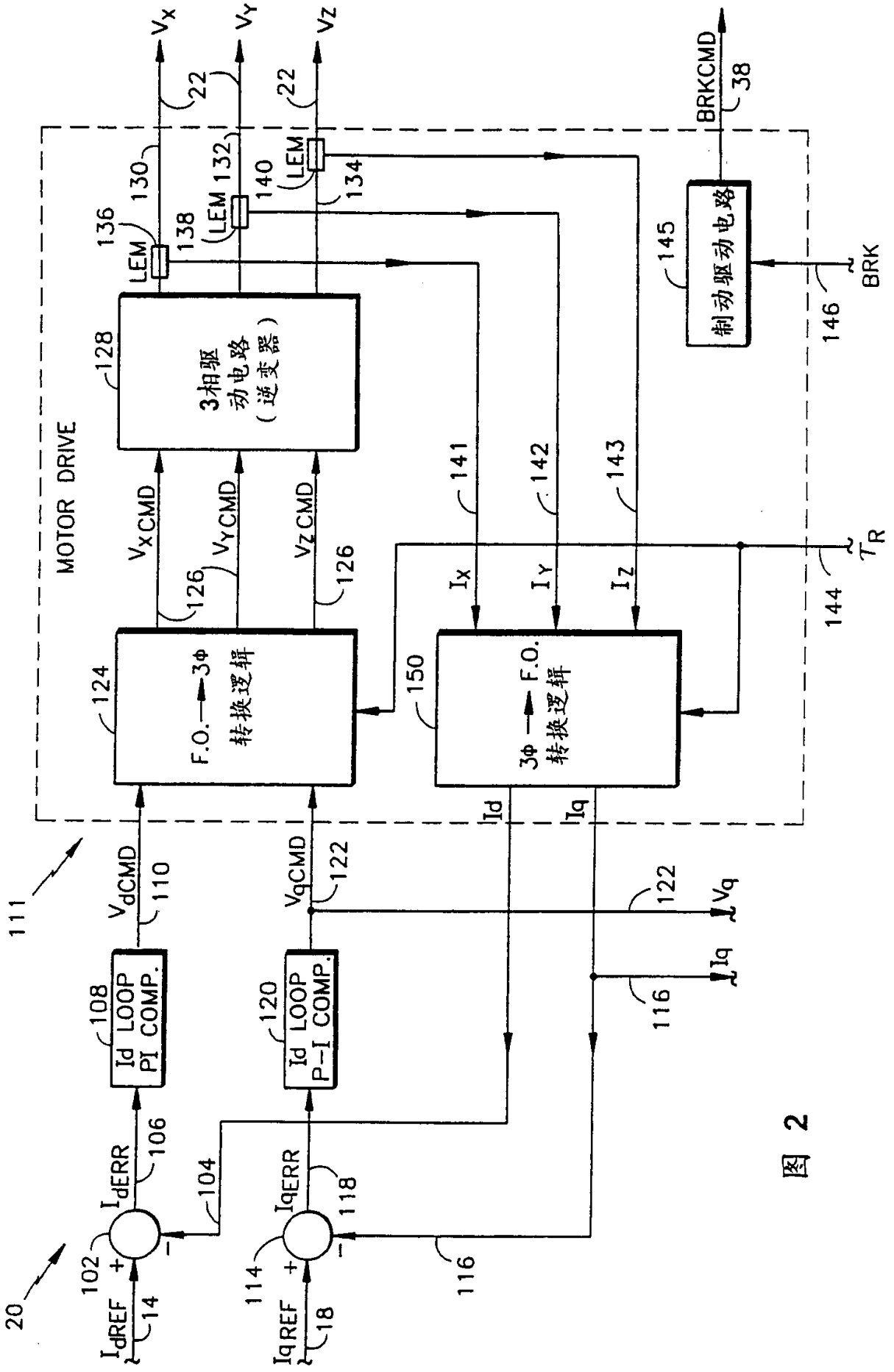


图 2

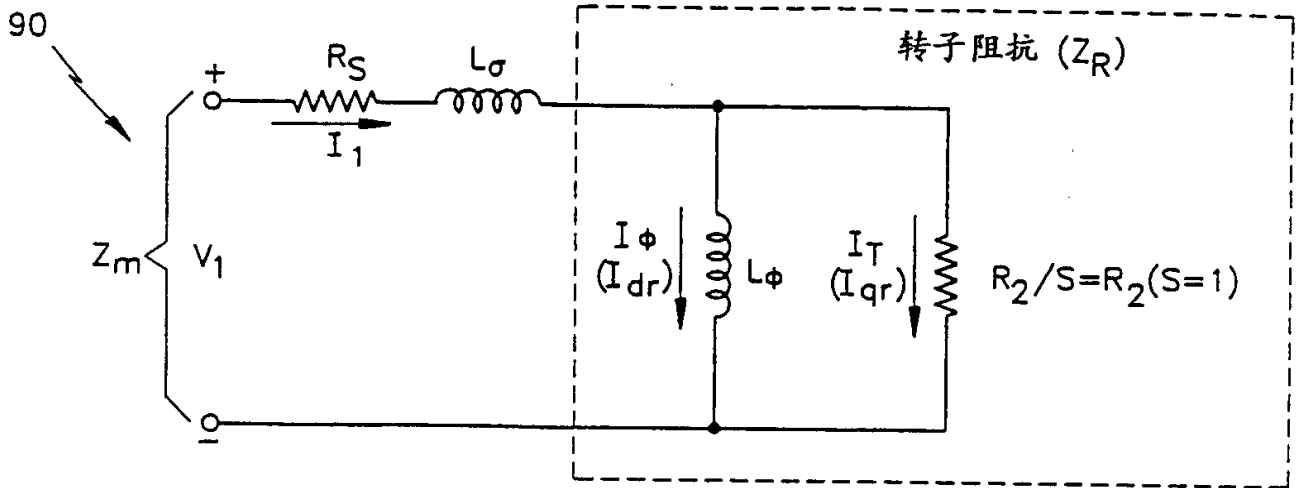


图 3

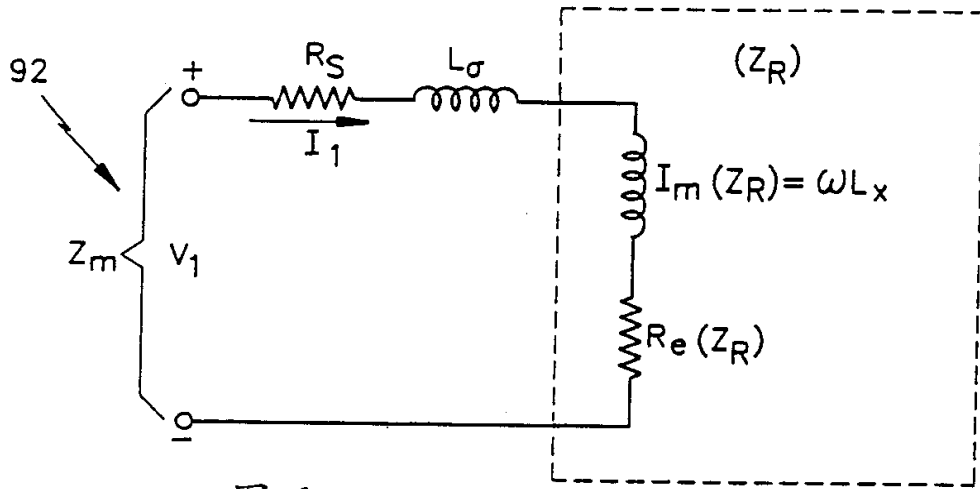


图 4

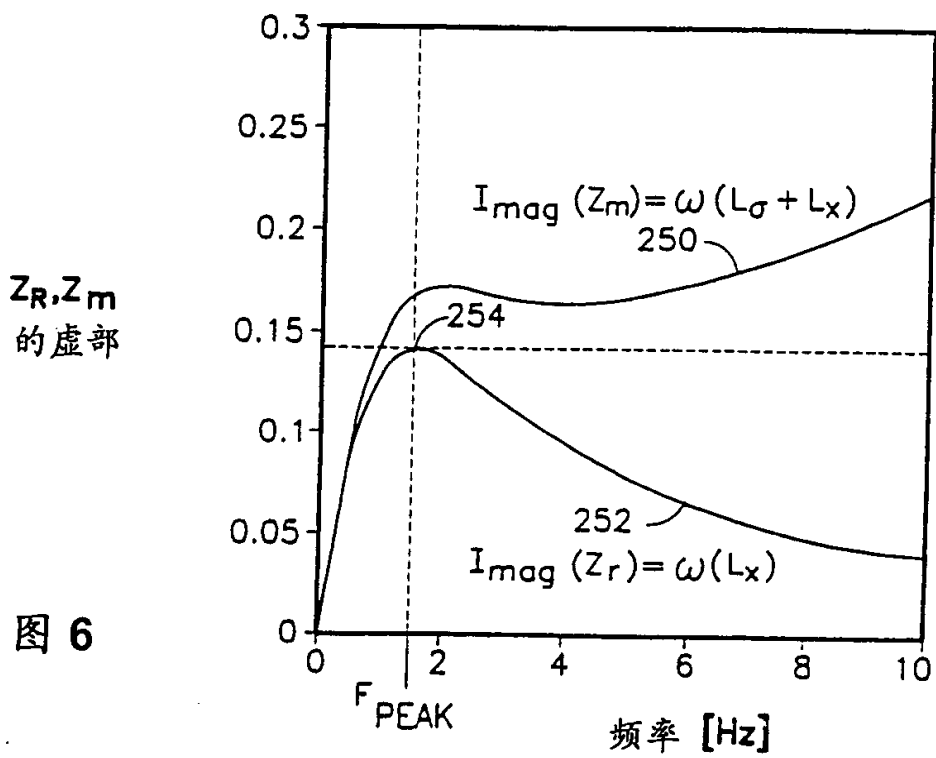


图 6

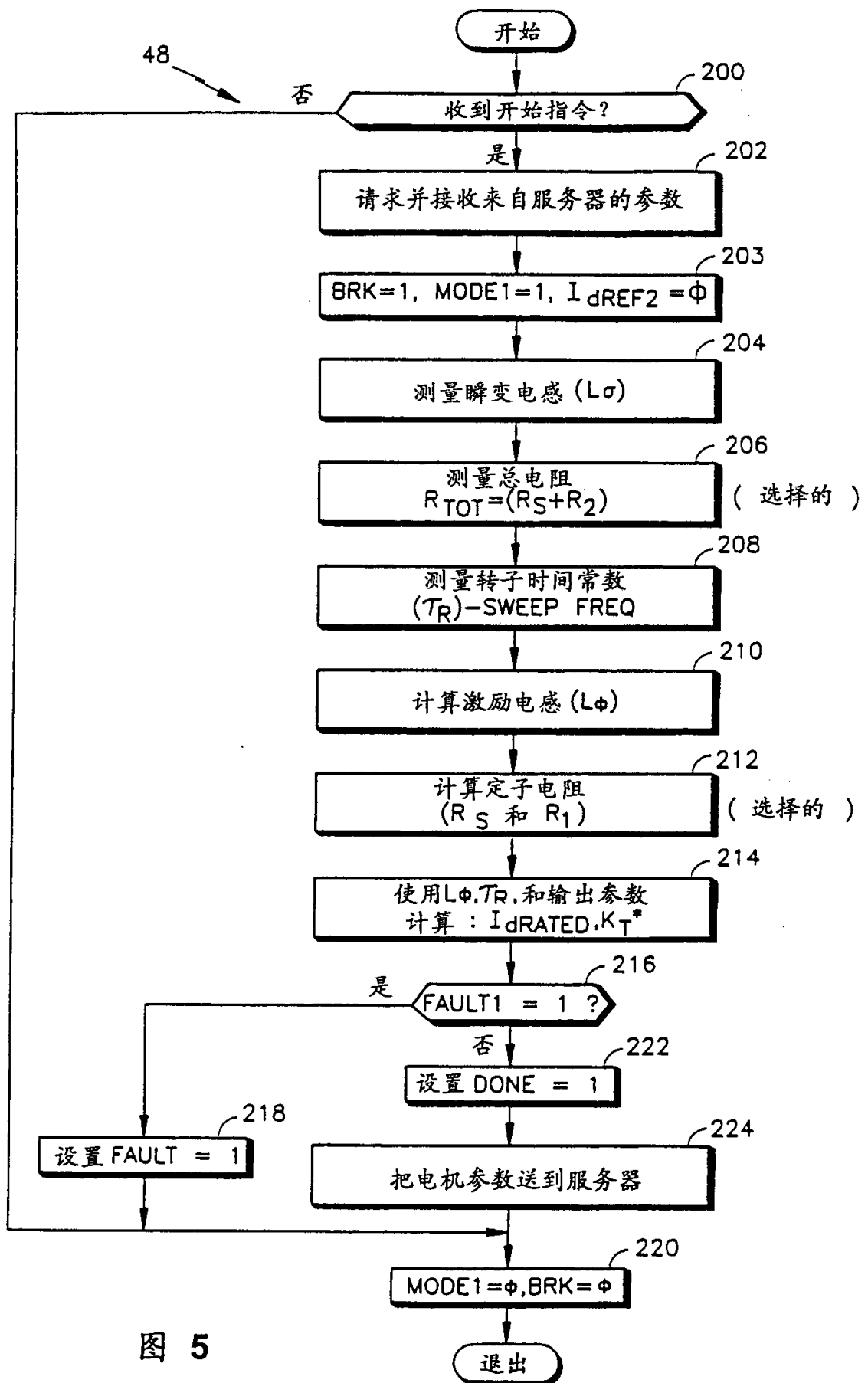


图 5

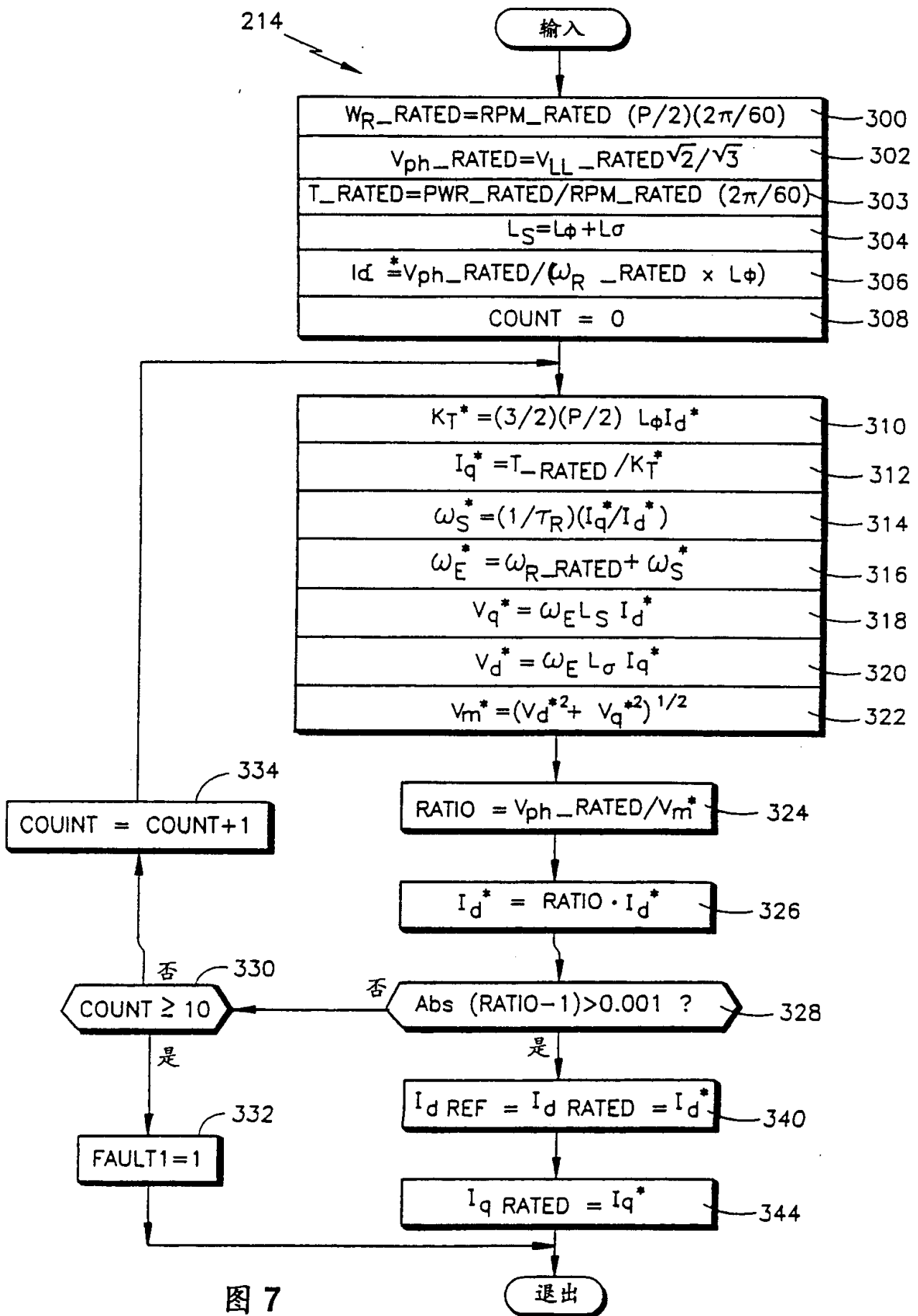


图 7