

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02P 27/06 (2006.01)

H02P 21/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 98807821. X

[45] 授权公告日 2008 年 3 月 5 日

[11] 授权公告号 CN 100373769C

[22] 申请日 1998.10.16 [21] 申请号 98807821. X

[30] 优先权

[32] 1997.10.31 [33] JP [31] 299915/97

[86] 国际申请 PCT/JP1998/004692 1998.10.16

[87] 国际公布 WO1999/023750 日 1999.5.14

[85] 进入国家阶段日期 2000.1.31

[73] 专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京

[72] 发明人 稻荷田聪 棚町德之助 仲田清

[56] 参考文献

JP8 - 205547A 1996.8.9

JP9 - 215398A 1997.8.15

JP5 - 308793A 1993.11.19

JP10 - 201242A 1998.7.30

JP6 - 233587A 1994.8.19

CN1065364A 1992.10.14

JP49 - 133826A 1974.12.23

审查员 徐红岗

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

代理人 张祥龄

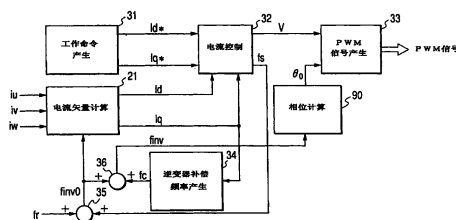
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 12 页

[54] 发明名称

电源转换设备

[57] 摘要

一种电源变换设备，包含：转换器；平滑电容；逆变器；以及根据交流电动机的转动频率、激发电流分量和扭矩电流分量的各自命令值和相应的检测值控制逆变器的交流输出的矢量控制装置，该电源变换设备进一步包含：检测逆变器的即时输出电流的装置；将被检测的即时输出电流坐标转换为转动坐标系、并计算作为激发电流分量和扭矩电流分量的成矢量的两个正交轴电流分量的计算装置；纹波分量检测装置，用于检测与转换器整流相关的来自作为激发电流分量和扭矩电流分量的两个正交轴电流分量中的至少一个的纹波频率分量；以及补偿装置，该补偿装置用于通过利用被检测的纹波频率分量而补偿逆变器控制信号，即用于驱动逆变器的 PWM 信号。本发明还提供一种逆变器控制方法。



1. 一种电源变换设备，它包含：在对交流电源电压整流后转换为直流电压的转换器；与转换器直流侧相连的平滑电容；将来自平滑电容的直流转换为交流并将该交流提供给交流电动机的逆变器；以及根据交流电动机的转动频率、激发电流分量和扭矩电流分量的各自命令值和相应的检测值控制逆变器的交流输出的矢量控制装置，其特征在于该电源变换设备进一步包含：检测逆变器的即时输出电流的装置；将被检测的即时输出电流坐标转换为转动坐标系、并计算作为激发电流分量和扭矩电流分量的成矢量的两个正交轴电流分量的计算装置；纹波分量检测装置，用于检测与转换器整流相关的来自作为激发电流分量和扭矩电流分量的两个正交轴电流分量中的至少一个的纹波频率分量；以及补偿装置，该补偿装置用于通过利用被检测的纹波频率分量而补偿逆变器控制信号，即用于驱动逆变器的 PWM 信号。

2. 如权利要求 1 所述的电源变换设备，其特征在于所述计算装置从作为激发电流分量和扭矩电流分量的经计算的两个正交轴电流分量、计算交流电动机的扭矩；以及所述补偿装置通过利用包含在所计算的扭矩中并与转换器整流相关的纹波频率分量、补偿逆变器控制信号，即用于驱动逆变器的信号。

3. 如权利要求 1 所述的电源变换设备，其特征在于该电源变换设备进一步包括：用于将叠加在逆变器直流输入电压上的纹波电压确定为直流输入电压的纹波程度的装置；该补偿装置进一步利用已确定的纹波程度以进行补偿。

4. 一种逆变器控制方法，其中将通过利用转换器整流交流电压而形成的直流电压逆变为交流电、并随后通过控制逆变器输出的频率和相位中的其中一个而将该交流提供给交流电动机，以执行对交流电动机的可变速度控制，其特征在于把在逆变器的输出检测的即时电流坐标转换为转动坐标系，以计算作为激发电流分量和扭矩电流分量的成矢量的两个正交轴电流分量矢量；并且通过利用包含在逆变器的交流输出中的纹波

频率分量、补偿逆变器控制信号，即用于驱动逆变器的 PWM 信号，从而减少所述纹波频率分量，其中所述逆变器的交流输出是从作为激发电流分量和扭矩电流分量的两个正交轴电流分量中的至少一个计算出的。

电源转换设备

发明领域

本发明涉及用于由将交流电转换为直流电的变换器和将直流电转换为交流电的逆变器构成的电源转换设备的控制单元，具体而言，本发明涉及适于抑制跳动现象的技术方法，当交流电动机被逆变器变速驱动时，变换器的整流引起的整流纹波导致跳动现象。

背景技术

在包含中间直流级的变换器—逆变器电源转换设备中，当变换器的交流电源特别是单相(例如在交流架空电源线馈送电气轨道的电力滚动台座中)时，在经过整流变换为直流的直流电压中包含了频率两倍于交流电源频率的纹波频率成分。虽然可以通过提高直流级上平滑电容量的电容减少纹波频率成分，但是却难以完全去除纹波频率，而且随着平滑电容值的增加，相关设备的尺寸和重量也相应增加。

当包含上述纹波分量的最终直流电压被逆变器转换为变频变压的交流并且提供给诸如交流电动机之类的负载时，逆变器输出电压和电动机电流中除逆变器工作频率成分之外，还包含了上述纹波频率与逆变器工作频率之差与之和。在这些频率成分中，当工作频率与纹波频率相互接近时，上述差的成分构成低频成分，由于电动机中阻抗在低频时较小，而低频分量下有较大纹波电流通过电动机，所以产生跳动现象，其中由电动机纹波产生扭矩。

例如，JA-A-64-77492 揭示了跳动现象如何产生的原理以及如何抑制这种现象的方法。在专利文献所揭示的跳动现象抑制方法中，检测了逆变器直流输入电压的纹波程度，对应工作频率的补偿增益和补偿相差确定了直流输入电压中纹波度的频率纹波度，并且根据频率内的纹波度调整逆变器频率，从而抑制跳动效应。

但是在专利文献揭示的跳动现象抑制方法中，为了获得较好跳动现象抑制效果，需要根据逆变器工作频率调整补偿增益和补偿相位差。而且为了优化抑制跳动效应，除了逆变器工作频率以外，需要考虑电动机输出的差异。但是如

果需要考虑逆变器工作频率和电动机输出来调整补偿增益与补偿相位差，则在实践中有控制复杂性和麻烦的问题。

而且正如 JP-A-5-83976 所揭示的，最近采用逆变器的矢量控制作为感应电动机的控制单元以驱动电气轨道机座，但是在专利文献中未发现利用矢量控制来抑制上述跳动现象。而且发明人发现没有其他涉及抑制跳动现象的文献。

发明内容

本发明的目标是提供一种电源变换设备和控制方法，即使在逆变器工作频率和电动机输出变化，也可以在不调整复杂增益与相位差的前提下抑制逆变器直流输入电压内所含纹波分量引起的跳动效应。

根据本发明的一个方面，提供一种电源变换设备，它包含：在对交流电源电压整流后转换为直流电压的转换器；与转换器直流侧相连的平滑电容；将来自平滑电容的直流转换为交流并将该交流提供给交流电动机的逆变器；以及根据交流电动机的转动频率、激发电流分量和扭矩电流分量的各自命令值和相应的检测值控制逆变器的交流输出的矢量控制装置，其特征在于该电源变换设备进一步包含：检测逆变器的即时输出电流的装置；将被检测的即时输出电流坐标转换为转动坐标系、并计算作为激发电流分量和扭矩电流分量的成矢量的两个正交轴电流分量的计算装置；纹波分量检测装置，用于检测与转换器整流相关的来自作为激发电流分量和扭矩电流分量的两个正交轴电流分量中的至少一个的纹波频率分量；以及补偿装置，该补偿装置用于通过利用被检测的纹波频率分量而补偿逆变器控制信号，即用于驱动逆变器的 PWM 信号。

在上述电源变换设备中，所述计算装置从作为激发电流分量和扭矩电流分量的经计算的两个正交轴电流分量、计算交流电动机的扭矩；以及所述补偿装置通过利用包含在所计算的扭矩中并与转换器整流相关的纹波频率分量、补偿逆变器控制信号，即用于驱动逆变器的信号。

在上述电源变换设备中，进一步包括：用于将叠加在逆变器直流输入电压上的纹波电压确定为直流输入电压的纹波程度的装置；该补偿装置进一步利用已确定的纹波程度以进行补偿。

根据本发明的另一方面，提供一种逆变器控制方法，其中将通过利

用转换器整流交流电压而形成的直流电压逆变为交流电、并随后通过控制逆变器输出的频率和相位中的其中一个而将该交流提供给交流电动机，以执行对交流电动机的可变速度控制，其特征在于把在逆变器的输出检测的即时电流坐标转换为转动坐标系，以计算作为激发电流分量和扭矩电流分量的成矢量的两个正交轴电流分量矢量；并且通过利用包含在逆变器的交流输出中的纹波频率分量、补偿逆变器控制信号，即用于驱动逆变器的 PWM 信号，从而减少所述纹波频率分量，其中所述逆变器的交流输出是从作为激发电流分量和扭矩电流分量的两个正交轴电流分量中的至少一个计算出的。

附图说明

图 1 为按照本发明实施例的电源变换设备控制单元的功能框图；

图 2 为当本发明实施例应用于电气轨道机座时电源变换设备的主电路构成图；

图 3 为图 1 实施例中本发明特征部分的构成图；

图 4 为图 1 实施例中本发明特征部分的另一构成图；

图 5 为图 1 实施例中本发明特征部分的另一构成图；

图 6 为图 1 实施例中本发明特征部分的另一构成图；

图 7A—7E 为普通控制方法下各部分的工作波形图；

图 8A—8E 为按照本发明控制方法下各部分的工作波形图；

图 9 为按照本发明另一实施例的电源变换设备控制单元的功能框图；
图 10 为按照本发明另一实施例的电源变换设备控制单元的功能框图；
图 11 为按照本发明另一实施例的电源变换设备控制单元的功能框图；
图 12 为按照本发明另一实施例的电源变换设备控制单元的功能框图；
图 13 为按照本发明另一实施例的电源变换设备控制单元的功能框图；以
及
图 14 为按照本发明另一实施例的电源变换设备控制单元的功能框图。

实施发明的较佳方式

以下描述本发明的实施例。图 1 示出了控制图 2 所示电源变换设备中的逆变器的控制单元的功能框图。图 2 示出了电气轨道中电源变换设备的主电路构成图。首先描述图 2。主电路由以下部分构成：变换器 13，它经由电弓 10 和电抗器 12 对从单相交流电源 11 馈送至架空电源线 9 的输入进行整流和转换；平滑电容 14，它连接在变换器 13 的直流侧并平滑变换器 13 整流的直流电压；以及逆变器，它接收平滑电容 14 平滑的直流电压作为输入电压并向三相交流电动机 16 (这里为感应电动机) 提供变频和变压的交流电。而且在附图中提供了以下将作详述的用于控制单元的各种检测器，即检测平滑电容 14 电压 e_d 的电压检测器 141、检测从逆变器 15 至交流电动机 16 的三相输出电流 (U - W 相电流 i_u - i_w) 的电流检测器 151-153、检测逆变器 16 三相输出电压 (V_u - V_w) 的电压检测器 161 以及检测交流电动机 16 转动频率 f_r 的速度检测器 154。

图 1 中控制单元基于 JP-A-5-83976 揭示的矢量控制方法。标号 31 为操作命令产生装置，它产生代表被驱动交流电动机转动坐标系内两个正交轴电流分量的激发电流命令 I_d^* 和扭矩电流命令 I_q^* 。标号 21 为电流矢量计算装置，它根据下面将要详述的方程式 (2) 对基本逆变器频率 f_{inv0} 下转动坐标系各相的检测即时输出电流 i_u 、 i_v 和 i_w 进行作坐标转换，分解为正交的两根轴的电流分量并计算矢量中的激发电流分量 I_d 和扭矩电流 I_q 。标号 32 为电流控制装置，它计算逆变器的输出电压 (有效值) V 和滑移频率 f_s 的各个命令从而使上述 I_d 和 I_q 与各个命令 I_d^* 和 I_q^* 一致。标号 34 为逆变器补偿频率生成装置，它根据计算的扭矩电流分量 I_q 产生逆变器补偿频率 f_c 。标号 35 和 36 为加法器，加法器 35 将交流电动机的转动频率 f_r 与滑移频率 f_s 相加以计算逆变器基本频率 f_{inv0} ，加法器 36 将逆变器基本频率 f_{inv0} 与逆变器补偿频率 f_c 相

加以计算逆变器工作频率 f_{inv} 的命令。标号 90 为相位计算装置，它根据逆变器工作频率 f_{inv} 计算逆变器输出电压的相位命令 $\theta_0 (=2\pi f_{inv}t$ 其中 t 为时间)。标号 33 为 PWM 脉冲生成装置，它根据逆变器输出电压命令 V 和逆变器相位命令 θ_0 完成众所周知的脉宽调制控制并产生 PWM 信号。逆变器 15 在 PWM 信号下工作。

本发明的特征在于将逆变器补偿频率生成装置 34 与加法器 36 (它被加入普通矢量控制单元的基本结构中) 组合。

在详细描述上述控制结构的本发明之前，先描述本发明的原理。

在矢量控制中，激发电流与扭矩电流被独立控制。在第一种方法中，众所周知，将三相交流电动机的各即时相位电流 i_u 、 i_v 和 i_w 分解为上述两个矢量分量，以下详细描述。

下列方程 (1) 表示没有跳动现象时的三相交流电动机的即时相位电流 ($f_c=0$ 和 $f_{inv}=f_{inv0}$)，其中 I_M 为交流电动机的有效值， t 为时间而 ϕ 为电动机电流的功率因子角。

$$\begin{aligned} i_u &= \sqrt{2} I_M \sin(2\pi f_{inv0}t - \phi) \\ i_v &= \sqrt{2} I_M \sin(2\pi f_{inv0}t - \phi - \frac{2}{3}\pi) \\ i_w &= \sqrt{2} I_M \sin(2\pi f_{inv0}t - \phi + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad \dots (1)$$

下列方程 (2) 表示当上述即时三相电流被坐标转换为转动 $2\pi f_{inv0}$ 相位的转动坐标系内正交的 d - q 两轴分量 (I_d , I_q)。其中 δ 为逆变器输出电压矢量与扭矩电流分量之间的相位差

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} -\cos(2\pi f_{inv0}t - \delta) & -\cos(2\pi f_{inv0}t - \frac{2}{3}\pi - \delta) & -\cos(2\pi f_{inv0}t + \frac{2}{3}\pi - \delta) \\ \sin(2\pi f_{inv0}t - \delta) & \sin(2\pi f_{inv0}t - \frac{2}{3}\pi - \delta) & \sin(2\pi f_{inv0}t + \frac{2}{3}\pi - \delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots (2)$$

按照方程式 (2) 获得的计算结果 I_d 和 I_q 表示 f_{inv0} 分量的激发电流矢量与扭矩电流矢量并且获得如下结果；

$$I_d = -I_M \cdot \sin(\phi - \delta) \text{ and } I_q = I_M \cdot \cos(\phi - \delta).$$

以下描述当频率 f_0 的纹波电压叠加在逆变器输入的输出电压上时的实例。在逆变器交流输出电压中，除了逆变器基本频率 f_{inv0} 之外，还产生了代

表逆变器基本频率 f_{inv0} 与直流电压纹波频率 f_0 的总和频率分量 $f_{inv0}+f_0$ 以及差频分量 $f_{inv0}-f_0$ 的频率分量。考虑到频率越低，电动机阻抗越小，引起跳动现象的主要因素是频率分量 $f_{inv0}-f_0$ 。因此包含纹波频率分量的电动机电流可以利用 f_{inv0} 和 $f_{inv0}-f_0$ 表示如下。其中 I_M 是 f_{inv0} 分量的有效值而 I_B 是 $f_{inv0}-f_0$ 分量的有效值。

$$i_u = \sqrt{2} I_M \sin(2\pi f_{inv0} t - \phi) + \sqrt{2} I_B \sin(-2\pi(f_{inv0} - f_0)t + \theta_0 - \phi_0)$$

$$i_v = \sqrt{2} I_M \sin(2\pi f_{inv0} t - \phi - \frac{2}{3}\pi)$$

$$+ \sqrt{2} I_B \sin(-2\pi(f_{inv0} - f_0)t + \frac{2}{3}\pi + \theta_0 - \phi_0)$$

$$i_w = \sqrt{2} I_M \sin(2\pi f_{inv0} t - \phi + \frac{2}{3}\pi)$$

$$- \sqrt{2} I_B \sin(-2\pi(f_{inv0} - f_0)t - \frac{2}{3}\pi + \theta_0 - \phi_0) \cdots (3)$$

其中 θ_0 为直流电压纹波分量的相位而 ϕ_0 为相对频率分量 $f_{inv0}-f_0$ 的电动机功率因子角。

下列方程(4)表示当上述方程式(3)表示的即时三相电流被坐标转换为转动 $2\pi f_{inv0}$ 相位的转动坐标系内正交的 d-q 两轴分量 (I_d, I_q)。

$$I_d = -I_M \sin(\phi - \delta) + I_B \cos(2\pi f_0 t - \theta_0 - \phi_0 - \delta)$$

$$I_q = I_M \cos(\phi - \delta) + I_B \sin(2\pi f_0 t - \theta_0 - \phi_0 - \delta) \cdots (4)$$

由方程式(4)可见，在 I_d 和 I_q 中，除了分别表示 f_{inv0} 分量的激发电流矢量大小和扭矩电流矢量大小的 $I_M \cdot \sin(\phi - \delta)$ 和 $I_M \cdot \cos(\phi - \delta)$ 之外，分别包含了频率分量 f_0 的 d 和 q 轴电流分量。

即，通过检测转换为转动坐标系的电动机电流 I_d 和 I_q ，基本波电流分量以直流信号形式出现，因此可以容易地取出叠加在直流信号上的纹波频率分量。

在本发明中， f_0 的电流分量从通过将检测到三相电动机电流转换为转动坐标系获得的 I_d 和 I_q 至少一个取出，并且将逆变器工作频率(输出频率) f_{inv} 控制在减少取出 f_0 电流分量的方向上，从而抑制 $f_{inv0}-f_0$ 频率上对电动机电流的跳动现象。

以下描述基于上述原理的图 1 内本发明的特征部分结构。在逆变器补偿频率生成装置 34 中, f_0 频率分量从电流矢量计算装置 21 的扭矩电流 I_q 提取并根据提取的 f_0 频率分量计算补偿频率 f_c 。随后补偿频率 f_c 被加入逆变器基本频率 f_{inv0} 以生成逆变器输出频率(工作频率) f_{inv} , 并且根据逆变器输出频率控制逆变器。因此形成电动机电流内所含纹波频率分量的反馈系统, 从而不管工作条件如何都可以抑制跳动现象。在本实施例中, 利用 I_q 形成反馈系统, 但是由于可以在 I_d 中检测到 f_0 频率分量, 所以也可以形成利用 I_d 的反馈系统。

而且由于当逆变器工作频率通过纹波频率时产生跳动现象, 所以如果只是纹波频带附近完成补偿频率 f_c 与逆变器基本频率 f_{inv0} 的相加, 则这是足够的。

图 3 示出了图 1 中逆变器补偿频率生成装置 34 详细结构的实例。在图 3 实施例中, 在纹波分量检测器 61 检测到扭矩电流分量 I_q 所含频率分量 f_0 之后, 在减法器 41 内将纹波分量检测器 61 的输出从目标值 0 中减去并且减法器 41 的输出被输入至补偿器 62。补偿器 62 产生逆变器补偿频率 f_c 从而使得输入假定为零, 即纹波分量减为零。而且作为纹波分量检测器 61 的特殊结构, 例如可以提及只是检测 f_0 附近频率分量的带通滤波器。而且补偿器 62 是由比例元件和比例与积分元件构成的补偿元件。

图 4 示出了图 1 内逆变器补偿频率生成装置 34 的另一结构实例。在图 4 的实施例中, 在减法器 42 内将扭矩电流分量 I_q 从目标值 0 中减去并且减法器 42 的输出被输入至纹波分量补偿器 63。纹波分量补偿器 63 例如是具有下列方程式(5)表示的传递函数表示的特性的补偿元件。其中 K_s 为补偿增益而 s 为微分算子。

$$\frac{K_s \cdot s}{s^2 + (2\pi f_0)^2} \quad \dots (5)$$

方程式(5)表示的补偿元件为只在频率 f_0 附近为高增益的补偿元件, 并且由于 I_q 内包含的频率分量 f_{inv0} 为 $IM \times \cos(\phi - \delta)$ 表示的直流分量, 所以补偿元件可以只补偿纹波频率的分量而不影响与频率 f_{inv0} 有关的分量。为此, 图 4 的实施例可以实现与图 3 补偿元件基本相同的效果, 但是减少组成元件。而且由于如果补偿元件传递函数在频率 f_0 附近为高增益则是足够的, 所以传递函数并不局限于方程式(5)表示的形式, 只要传递函数在纹波频率 f_0 附近有

高增益。

在图 3 和 4 所示的实施例中，借助扭矩电流 I_q 的纹波分量进行控制，借助激发电流分量 I_d 的纹波分量完成跳动现象抑制控制。

图 5 示出了图 1 中逆变器补偿频率产生装置 34 的另一种结构。在图 5 中，来自电流矢量计算装置 21 的输出 I_d 和 I_q 被输入扭矩计算装置 64，而电动机产生的扭矩根据 I_d 和 I_q 计算 ($T=K \cdot I_d \cdot I_q$ ，其中 k 为常数)。根据计算结果，由纹波检测 65 例如带通滤波器，检测扭矩纹波，它使代表纹波频率分量的频率分量 f_0 通过，并且在减法器中将纹波分量检测器 65 的输出从扭矩纹波分量的目标值 0 中减去，而减法结果被输入补偿扭矩纹波的补偿器 66 内。这里补偿器 66 是由比例元件和比例与积分元件构成的补偿元件并且输出逆变器补偿频率 f_c ，从而使得输入假定为零，即扭矩纹波减为零。

由于扭矩纹波是图 5 实施例的控制目标，所以可以获得更好的电动机扭矩纹波抑制效果。

图 6 为图 1 中逆变器补偿频率产生装置 34 的另一种结构。在图 6 的实施例中，与图 5 的实施例一样，由扭矩计算装置 67 从 I_d 和 I_q 计算电动机产生的扭矩，并且在减法器 44 中将计算的扭矩从目标值 0 中减去（为了使计算的扭矩的相位逆变），而减法结果被输入带补偿元件的纹波分量补偿器 68 内，补偿元件具有方程式 (5) 表示的传递函数并且在纹波分量补偿器 68 中只有纹波频率分量被提取，的分量被作为逆变器补偿频率 f_c 输出。按照图 6 的实施例，可以在减少组成元件的前提下达到与图 5 实施例一样的效果。

传递函数并不局限于方程式 (5) 表示的形式，只要传递函数在纹波频率 f_0 附近有高增益。

在上述图 1 中控制单元的逆变器补偿频率产生装置 34 的几个实施例中，以下借助图 3 实施例的模拟的工作波形描述按照本发明的优点。模拟条件如下：交流电动机：三相 100KW4 极感应电动机，逆变器的直流电压：1800V，叠加在直流电压上的纹波电压和频率：100V，120Hz，电动机转动频率 f_r ：110Hz，滑移频率 f_s ：5Hz，以及电动机电流（逆变器输出电流）：150A。

图 7A-7E 示出了普通控制单元的工作波形，控制单元不包含图 1 所示逆变器补偿频率生成装置 34。图 7A 示出了逆变器输入电压波形并指示在输入中存在变换器整流交流源 60Hz 交流电时引起的纹波频率分量。图 7B 示出了电动机相位电流的波形（逆变器输出电流），将会观察到工作频率 115Hz 的电流分量

($f_{inv}=f_r+f_s$) 叠加在代表工作频率与直流电压纹波频率之差的频率 $5\text{Hz}(=f_{inv}-f_0)$ 的跳动频率分量上。在这种跳动下, 跳动引起的电流分量使电动机电流中工作频率分量的最大值增大。图 7C 和 7D 分别示出了 通过将图 7B 所示电动机相位电流坐标变换为转动坐标系获得的激发电流分量和扭矩电流分量。由图 7C 和 7D 可见, 纹波频率分量叠加在各电流分量上。图 7E 示出了电动机的输出扭矩, 由图可见纹波频率分量也叠加在输出扭矩上。

图 8A-8E 示出了按照本发明的工作波形并且对应与图 7A-7E 相同的事件。尽管图 8A 示出了逆变器输入电压中的整流纹波的存在, 但是电动机相位电流只是包含工作频率分量, 并且整流纹波引起的跳动频率分量如图 8B 所示被抑制。因此激发电流、扭矩电流和电动机输出扭矩的各个分量 I_d 、 I_q 和 T 假定每个包含极小的纹波分量的直流量。这些直流量对应工作频率分量并且可以从波形看到按照本发明抑制了与整流纹波有关的跳动现象。

在上述本发明中, 通过将包含在扭矩电流分量中的纹波频率分量反馈至逆变器输出频率, 抑制电动机电流和扭矩中纹波的产生, 并抑制跳动现象的产生。

而且由于本发明采用通过调整逆变器输入频率抑制跳动现象的方法, 所以可以通过调整工作区域内逆变器频率抑制跳动现象, 其中可以调整多脉冲构成的逆变器输出电压, 即使在逆变器输出电压不可能控制时, 如在电气滚动台座中使用逆变器输出电压一个周期包含的脉宽为 180 度(一个脉冲)的逆变器也得以调整。

图 9 为按照本发明的另一实施例的控制单元的构成示意图。在图 9 的实施例中, 根据直流电压检测装置 141 检测的直流电压产生补偿频率 f_{c2} 的补偿频率产生装置 38 和将补偿频率产生装置 38 的输出与逆变器工作频率命令相加的加法器 37 包含在图 1 的实施例中。补偿频率产生装置 38 的作用是确定叠加在逆变器输入直流电压上的纹波电压作为直流电压的纹波程度并且将作为补偿频率 f_{c2} 的对应纹波程度的频率度输出, 详情在 JP-A-64-77492 中揭示。

由于图 9 的实施例包含了正向馈送补偿功能(直流电压 e_d 的纹波分量被反映在逆变器频率上)和反馈补偿功能(逆变器输出电流内的纹波分量被反馈), 所以可以获得精确而稳定的跳动抑制效应。

图 10 为按照本发明的另一实施例的控制单元的构成示意图。它与图 1 采用补偿逆变器输出频率方法的实施例的不同之处在于, 图 10 的实施例采用直

接补偿逆变器相位命令的方法，其中根据加法器 35 输出的逆变器频率命令 f_{inv0} 计算逆变器相位 θ_0 的相位计算装置 90 的输出与根据扭矩电流分量 I_q 中纹波频率分量输出补偿相位 θ_c 的补偿相位计算装置 40 的输出在加法器 39 中相加。而且补偿相位计算装置 40 由图 3-6 中所示任意一种补偿元件构成。PWM 脉冲产生装置 33 根据逆变器输出电压有效命令 V 和逆变器输出电压相位命令 θ 产生驱动逆变器的 PWM 信号。

由图 10 的实施例可见，与前面的实施例一样，直接补偿逆变器输出相位也可以获得跳动现象抑制效果。

在上述按照本发明的实施例中，控制对象是矢量控制单元，但是本发明的控制对象并不局限于矢量控制单元。图 11 示出了应用本发明的电压/频率恒定控制单元，即 V/F 控制单元。在图 11 的实施例中，与图 1 标号相同的元件的功能基本上是相同的，因此不再赘述。标号 50 为滑移频率命令产生装置，并且滑移频率命令产生装置 50 输出的滑移频率命令 f_s 被加入检测的电动机转动频率 f_r 以产生基本波形频率 f_{inv0} 。在电流矢量计算装置 21 中，电动机相位电流 i_u-i_w 经过相对基本波形频率相位的坐标转换转换为转动坐标系以计算扭矩电流分量 I_q 。标号 51 为输出正比于基本波形频率 f_{inv0} 的电压命令的 V/F 恒定控制装置。标号 34 为逆变器补偿频率产生装置，它根据上述计算的扭矩电流分量 I_q 产生逆变器补偿频率 f_c 。逆变器补偿频率 f_c 和基本波形频率 f_{inv0} 被相加以产生逆变器工作频率(输出频率)命令 f_{inv} 。标号 33 为 PWM 脉冲产生装置，它根据逆变器输出电压命令 V 和相位命令 θ_0 产生 PWM 信号以完成众所周知的脉宽调制控制。逆变器 15 在 PWM 信号下工作。这里逆变器补偿频率产生装置 34 由图 3-6 中任意一种装置构成。但是当采用图 5 和 6 所示的装置时，电流矢量计算装置 21 还计算激发电流分量以利用该结果。

在按照本发明的 V/F 控制中，由于没有包含电动机的控制激发电流分量和扭矩电流分量的控制系统以假设它们的目标值，所以电流矢量计算装置 21 计算的扭矩电流分量或激发电流分量并不对应真实值。这是因为计算的分量的轴偏离电动机转动坐标系的实际 d-q 轴。据报道，这种轴偏移随电动机频率减小而增大。但是考虑到引起跳动现象的频带在 100Hz 附近，而该区域内的轴偏移较小，所以计算的 I_q 和 I_d 的可能的精确度减小值也较小。

因此，在本实施例中，叠加在逆变器输入直流电压上的逆变器补偿频率 f_c 只是在整流引起跳动现象的纹波频率附近加入基本的波形频率 f_{inv0} ，所以跳

动现象抑制的效果与图 1 实施例获得的基本相同。

如上所述，本发明的一个特征是不管逆变器控制方法如何（例如矢量控制和 V/F 控制），都可应用本发明。

在按照本发明的上述实施例中，描述了跳动现象抑制方法，其中检测了扭矩电流分量 I_q 、激发电流分量 I_d 或电动机扭矩 T 中的纹波分量并且将检测的分量反馈至逆变器输出频率。但是由于逆变器直流输入功率的即时值，即逆变器直流电压即时值与直流输入电流的即时值的乘积正比于电动机扭矩的即时值，所以显然如果检测到逆变器直流输入功率的即时值中的纹波分量并反馈至逆变器输出频率，则也可以抑制跳动现象。

图 12 为按照本发明的另一个实施例的控制单元的构造图。它与采用根据电流矢量计算装置 21 检测的扭矩电流分量 I_q 中的纹波频率分量补偿逆变器输出频率的方法的图 1 实施例不同之处是采用补偿逆变器输出电压命令 V 的方法。标号 70 为补偿电压产生装置，它根据检测到的扭矩电流分量 I_q 产生逆变器输出电压的补偿电压 V_c 。标号 71 为加法器，其中补偿电压 V_c 被加入电流控制装置 32 产生的电压命令 V 并且输出输出电压命令。这里作为补偿电压产生装置 70 的详细结构，采用图 3 或 4 所示的控制电路。例如当采用图 3 所示的控制电路时，由纹波分量检测电路 61 和包含补偿元件（例如输出补偿电压 V_c 的比例和积分元件）的补偿器 62 检测扭矩电流分量 I_q 中的纹波频率分量 f_0 ，从而使得 f_0 分量为零。

按照本实施例，在逆变器输出电压的非饱和区域可以获得与图 1 实施例基本相同的效果。

图 13 为按照本发明另一个实施例的控制单元的结构示意图。它与图 1 实施例的不同之处是频率由逆变器输出电压补偿。标号 72 为电压矢量计算装置，其中各个检测的逆变器相位即时输出电压 V_u-V_w 经过坐标转换转换为转动坐标系并且矢量计算正交两轴上的电压分量 V_d 和 V_q 。这样获得的电压分量中至少一个分量（图 13 实施例为 V_q ）被输入逆变器补偿频率产生装置 73，由此产生用于补偿纹波频率分量的补偿频率 f_c ，并且产生的补偿频率 f_c 被加入逆变器工作频率 f_{inv0} 。

这里作为逆变器补偿频率产生装置 73 的详细结构，采用图 3 或 4 所示的控制电路。例如当采用图 3 所示的控制电路时，由纹波分量检测电路 61 和包含补偿元件（例如输出补偿电压 V_c 的比例和积分元件）的补偿器 62 检测扭矩电

压分量 V_q 中的纹波频率分量 f_0 ，从而使得 f_0 分量为零。

按照本实施例，与图 1 的实施例相比，需要提供逆变器输出电压的检测器和专门补偿纹波频率分量的电压矢量计算装置。但是由于通过直接检测引起跳动现象的逆变器输出电压正和负侧的电压不平衡来实现补偿，所以补偿精度和响应特性极佳。

在图 13 的实施例中，根据扭矩电压分量 V_q 中的纹波频率分量补偿频率。但是不用频率补偿，也可以用相位 θ_0 进行补偿。

图 14 为按照本发明另一个实施例的控制单元的结构示意图。它与采用根据扭矩电压分量 V_q 中纹波频率分量补偿逆变器输出频率的方法的图 13 实施例的不同之处在于采用补偿逆变器输出电压命令 V 的方法。标号 74 为补偿电压产生装置，它根据检测的扭矩电压分量 V_q 产生逆变器输出电压的补偿电压 V_c 。标号 75 为加法器，它将补偿电压 V_c 加入电流控制装置 32 产生的电压命令 V 以输出输出电压命令。这里作为补偿电压产生装置 74 的详细结构，采用图 3 或 4 所示的控制电路。例如当采用图 3 所示的控制电路时，由纹波分量检测电路 61 和包含补偿元件（例如输出补偿电压 V_c 的比例和积分元件）的补偿器 62 检测扭矩电压分量 V_q 中的纹波频率分量 f_0 ，从而使得 f_0 分量为零。

按照本实施例，在逆变器输出电压的非饱和区域可以获得与图 13 实施例基本相同的效果。

工业实用性

按照本发明，通过检测逆变器输入电压整流纹波引起的交流电动机电流的纹波作为转动坐标系中的电流分量，只有引起整流纹波的分量被精确提取，并且提取的分量用于反馈补偿，所以即使在逆变器的工作频率和电动机输出改变时，也可以无需复杂的增益调整和相位调整即可抑制逆变器输入电压中的纹波分量引起的跳动现象。而且，通过上述措施，即使在逆变器输入直流电压中有纹波出现，也可以抑制跳动现象，因此可以减小设备中平滑电容的容量。

因此本发明针对驱动利用直流电的变速交流电动机的逆变器，通过变换器整流交流电可以获得直流电，本发明特别适用于单相交流驱动轨道的电气轨道机座（它总是会增加整流纹波）和家用电器（空调器、冰箱和洗衣机之类），其中电动机由逆变器控制。

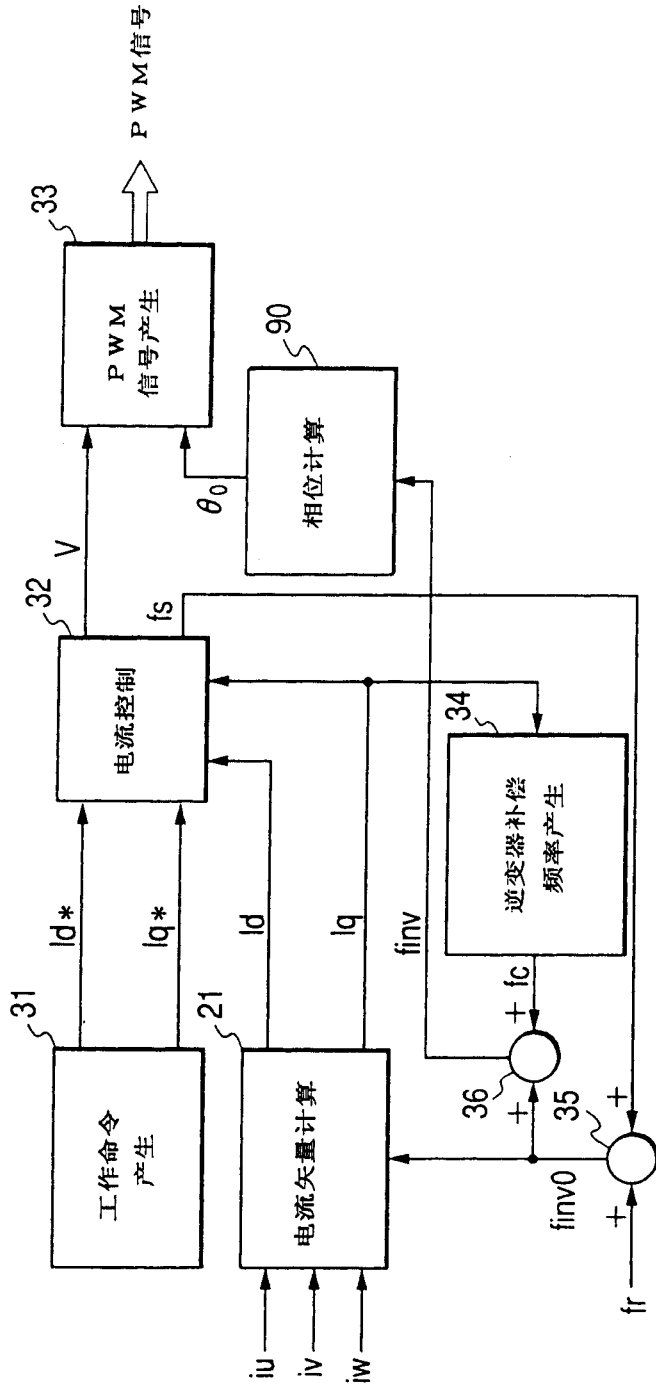


图 1

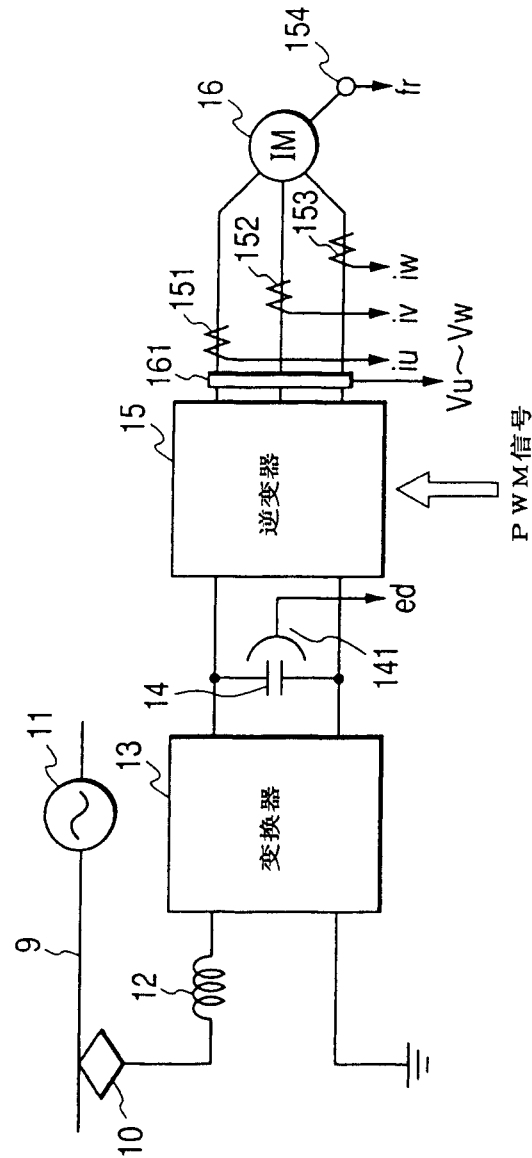


图 2

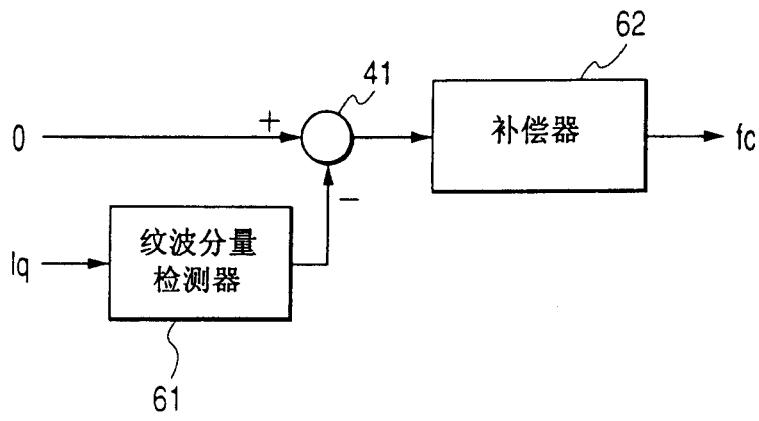


图 3

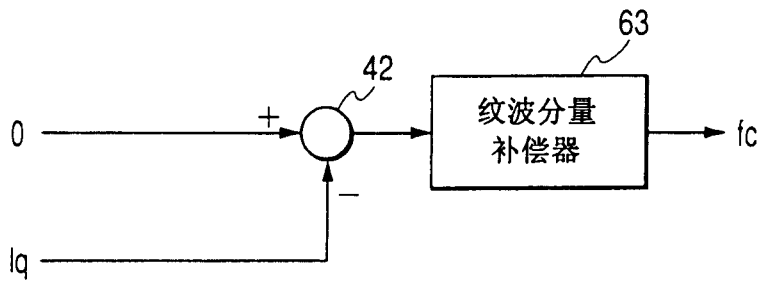


图 4

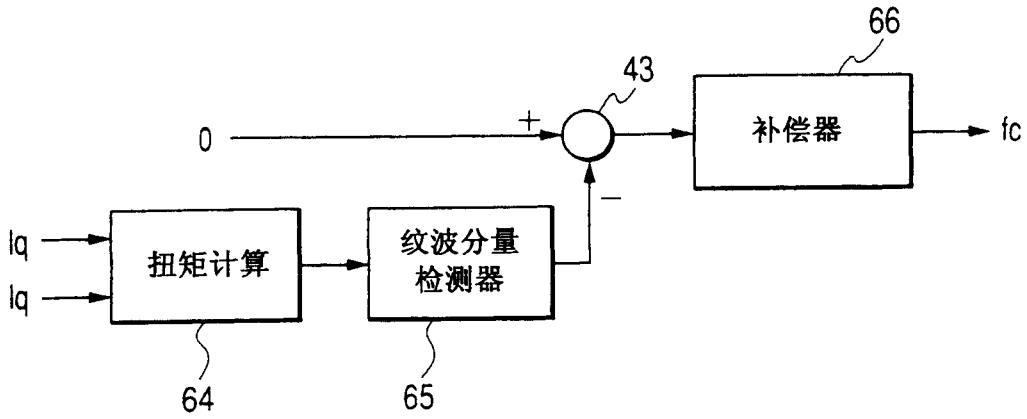


图 5

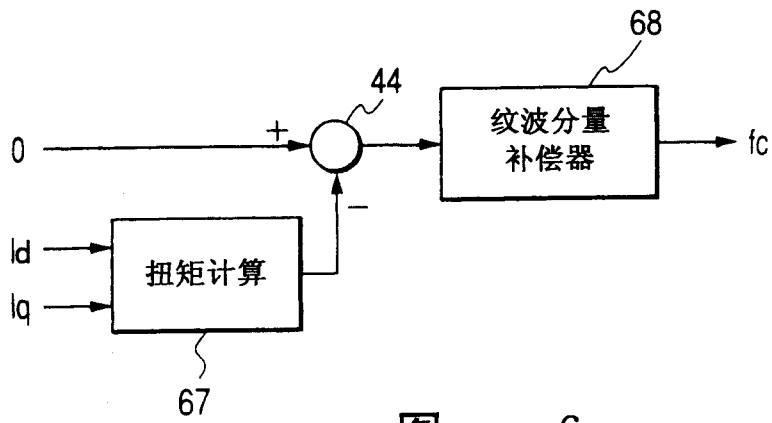
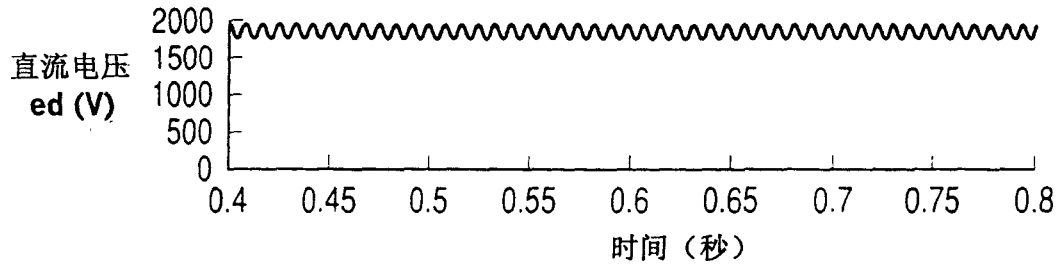
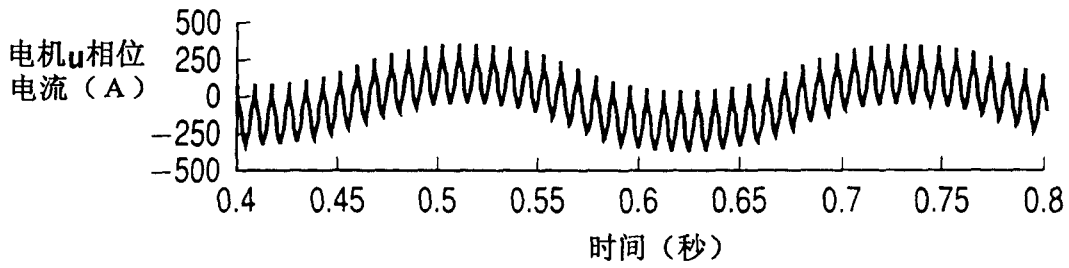


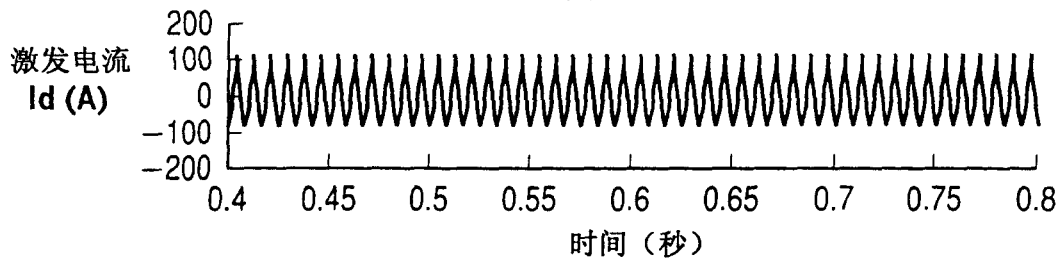
图 6



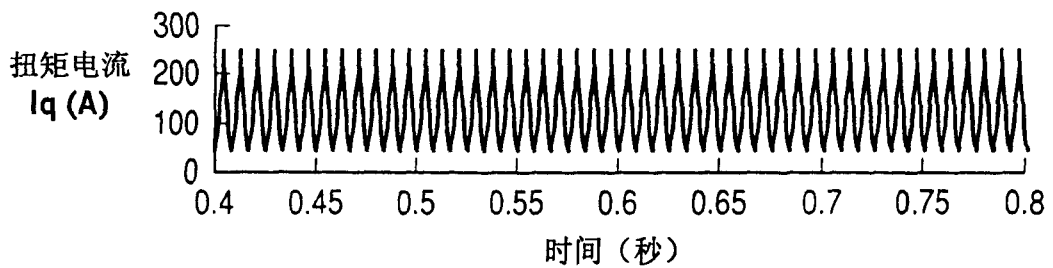
(a) 直流电压



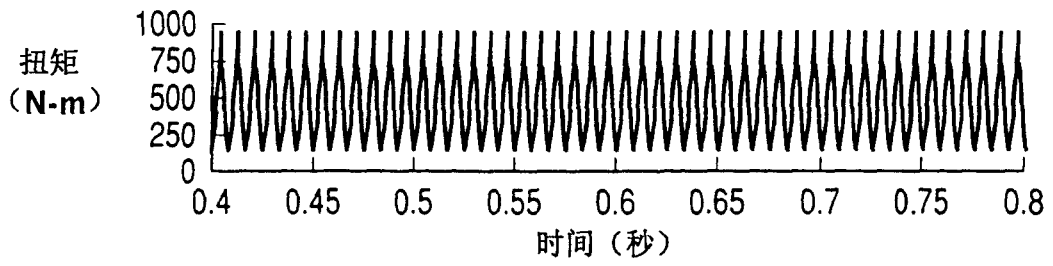
(b) 电机U相位电流



(c) 激发电流分量



(d) 扭矩电流分量



(e) 电机扭矩

图 7

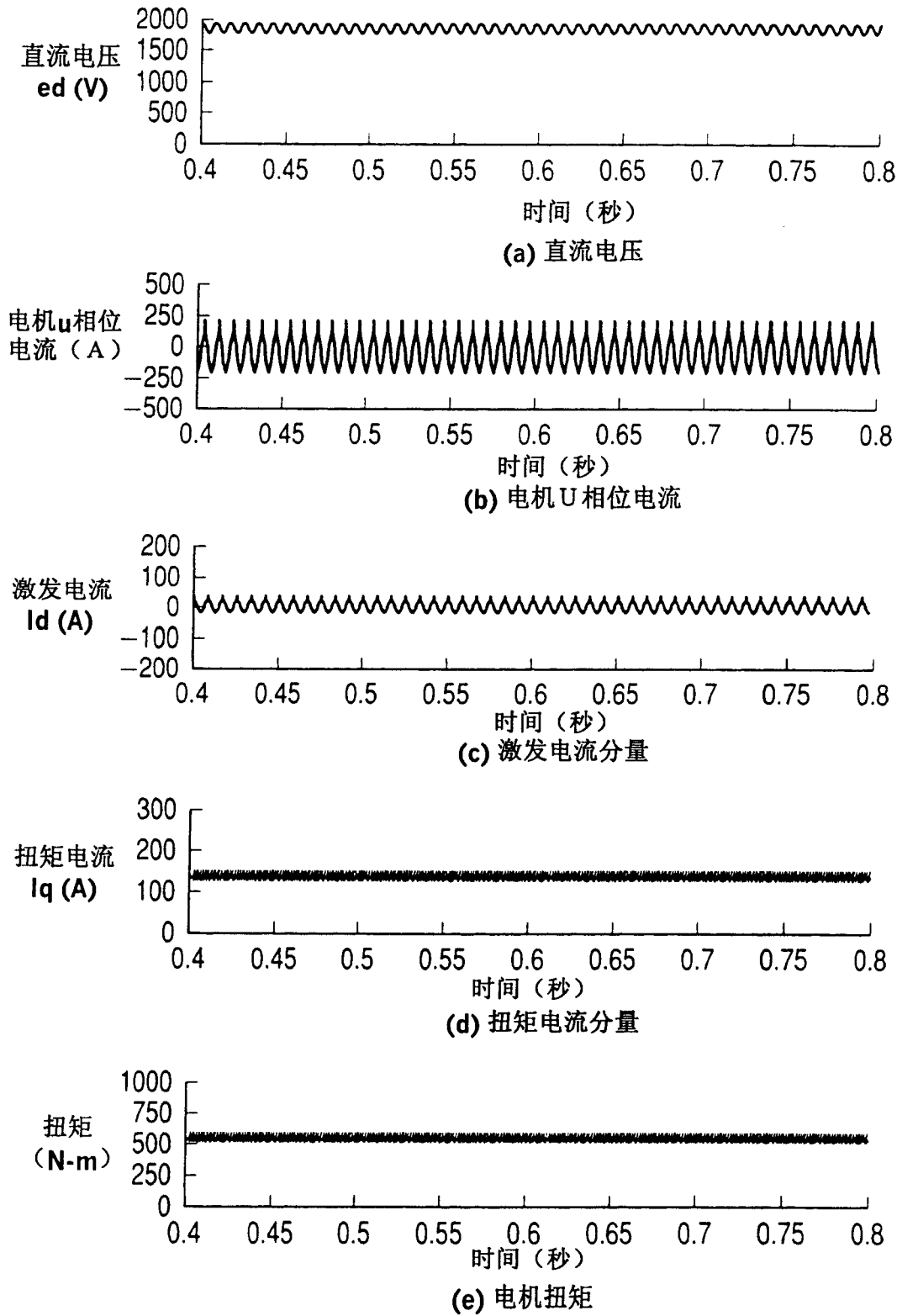


图 8

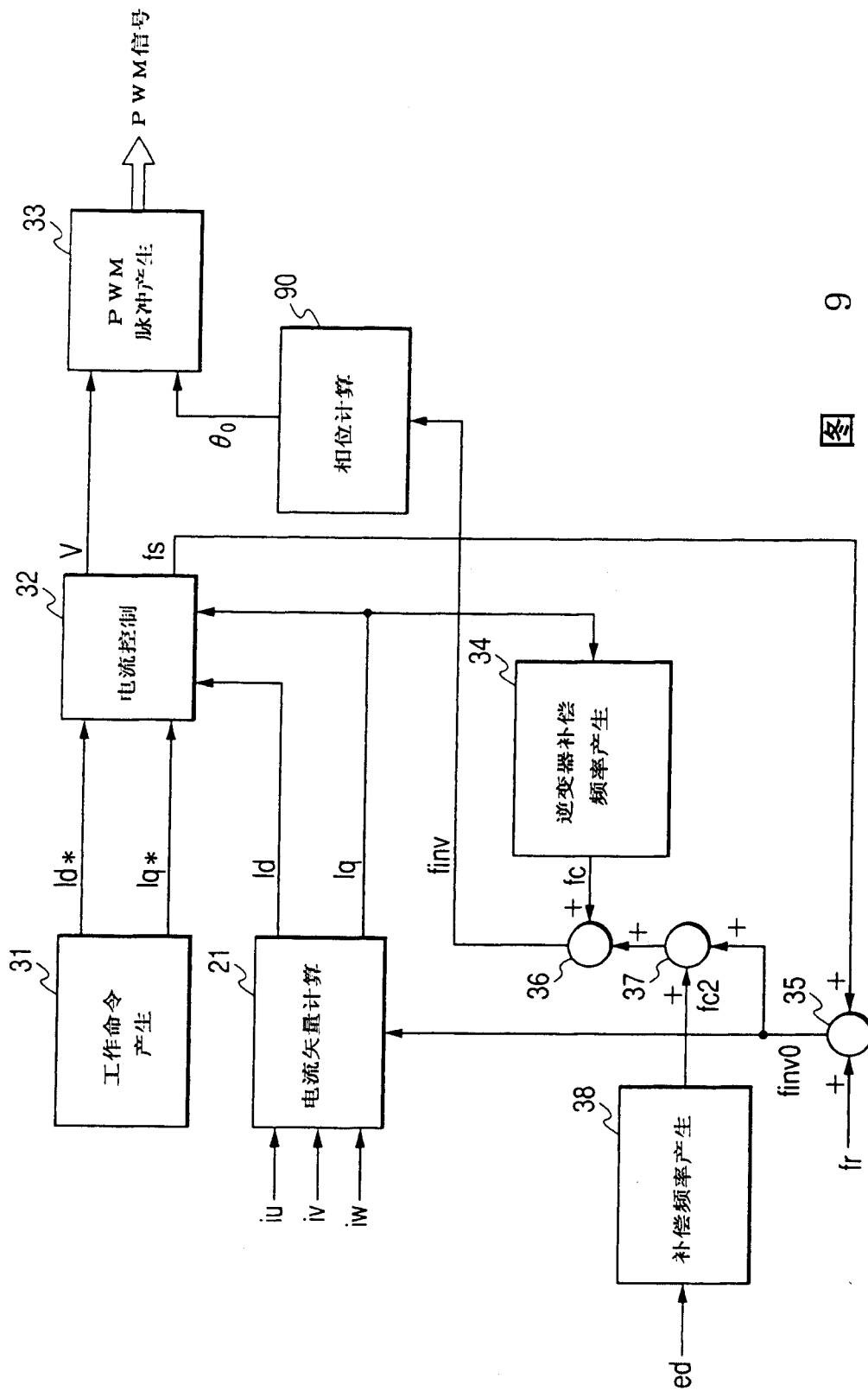


图 9

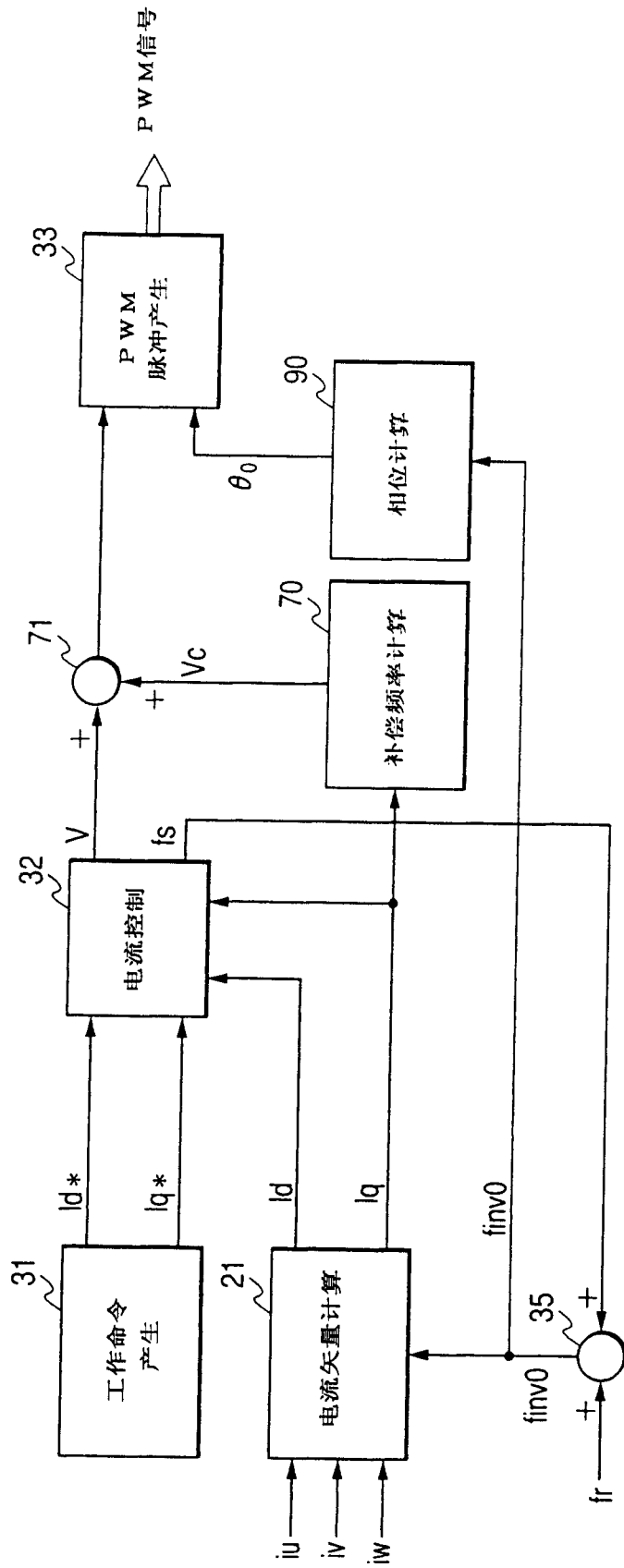


图 10

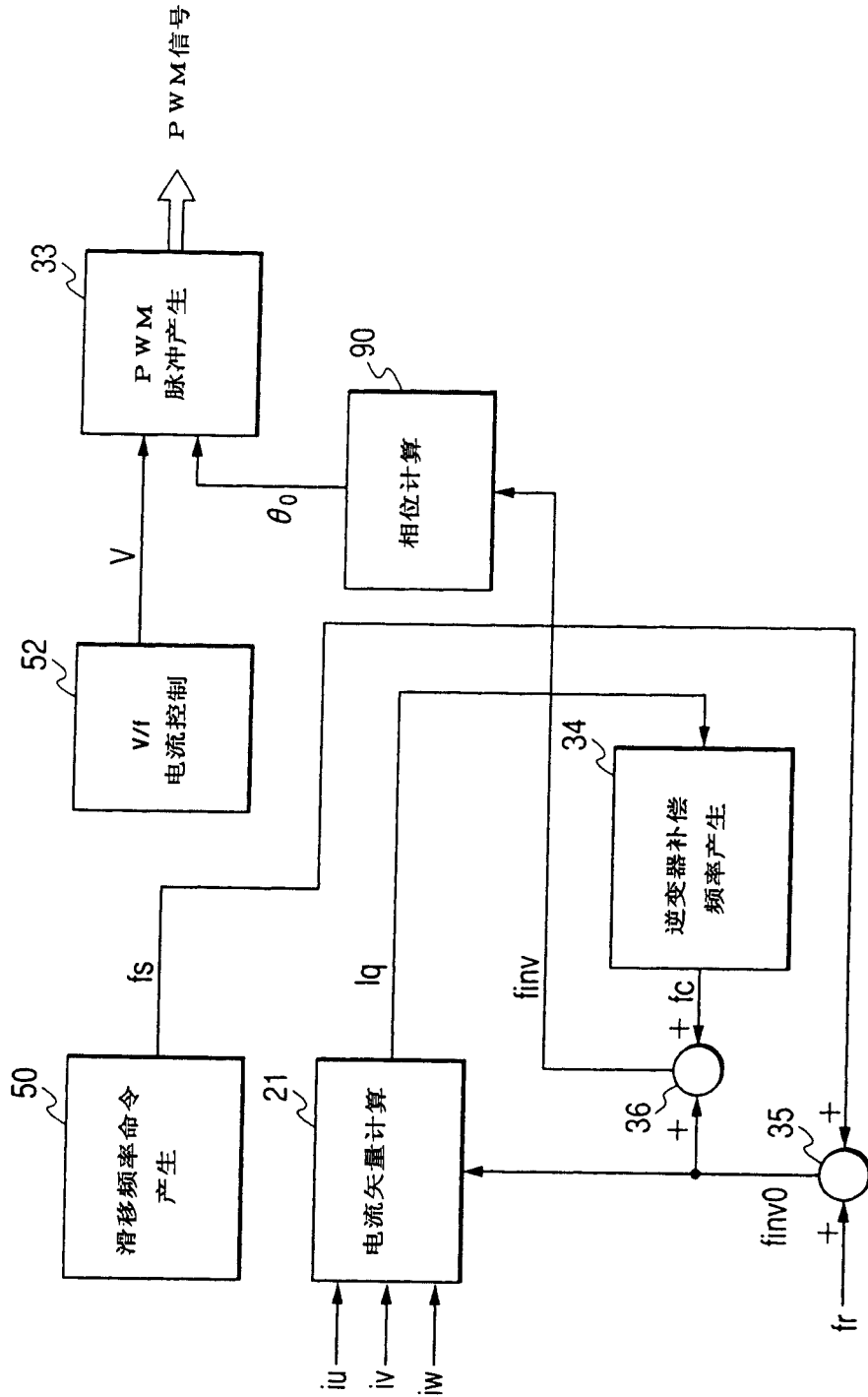


图 11

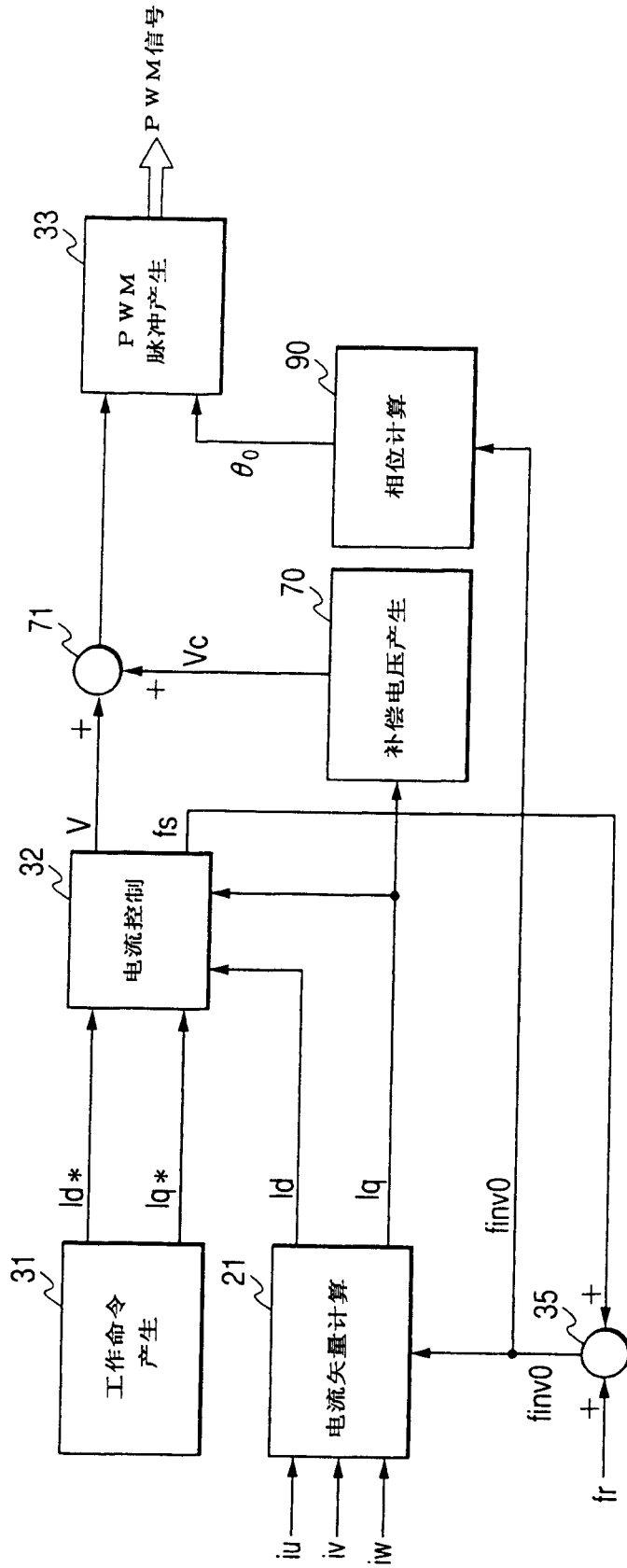


图 12

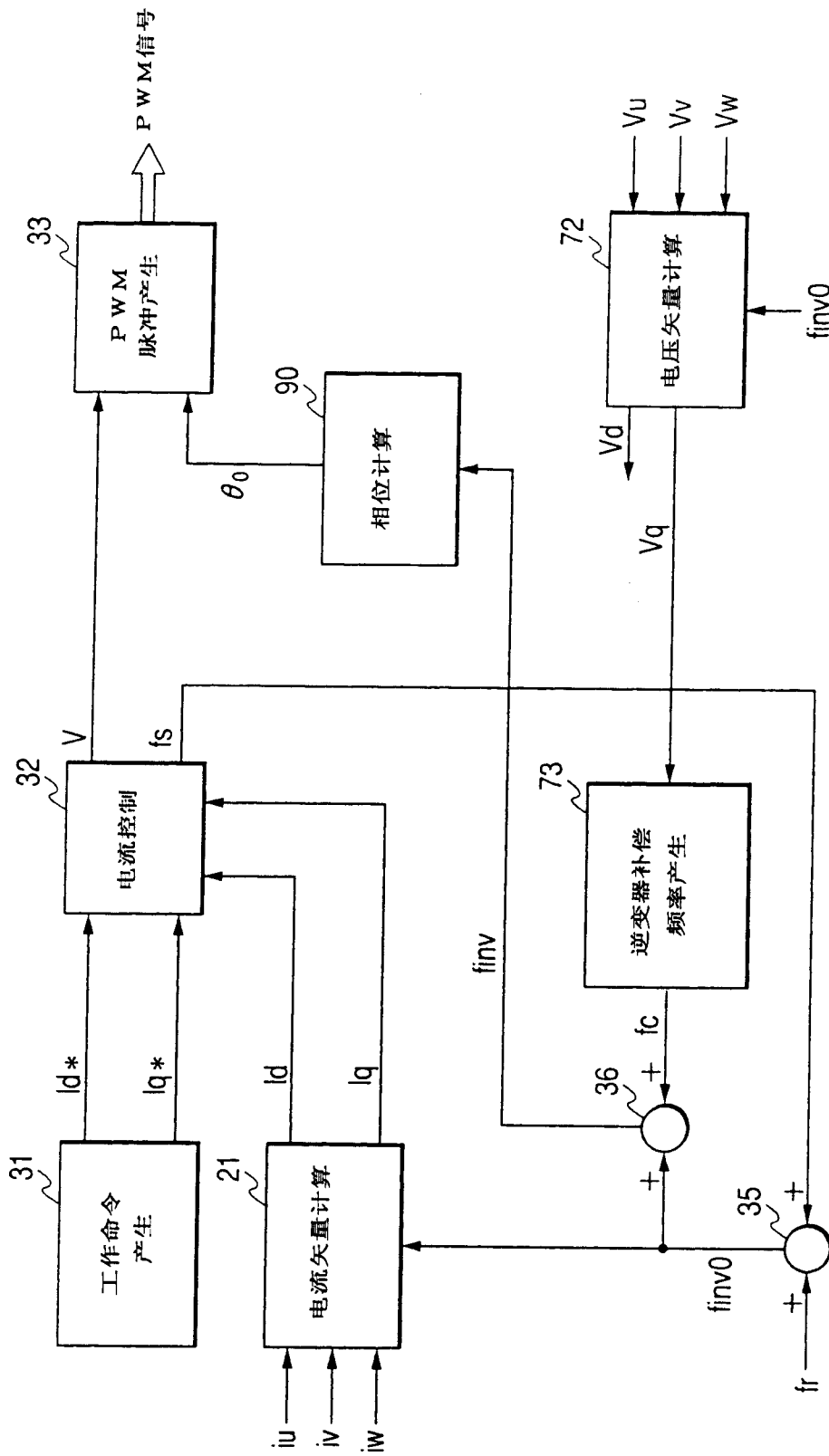


图 13

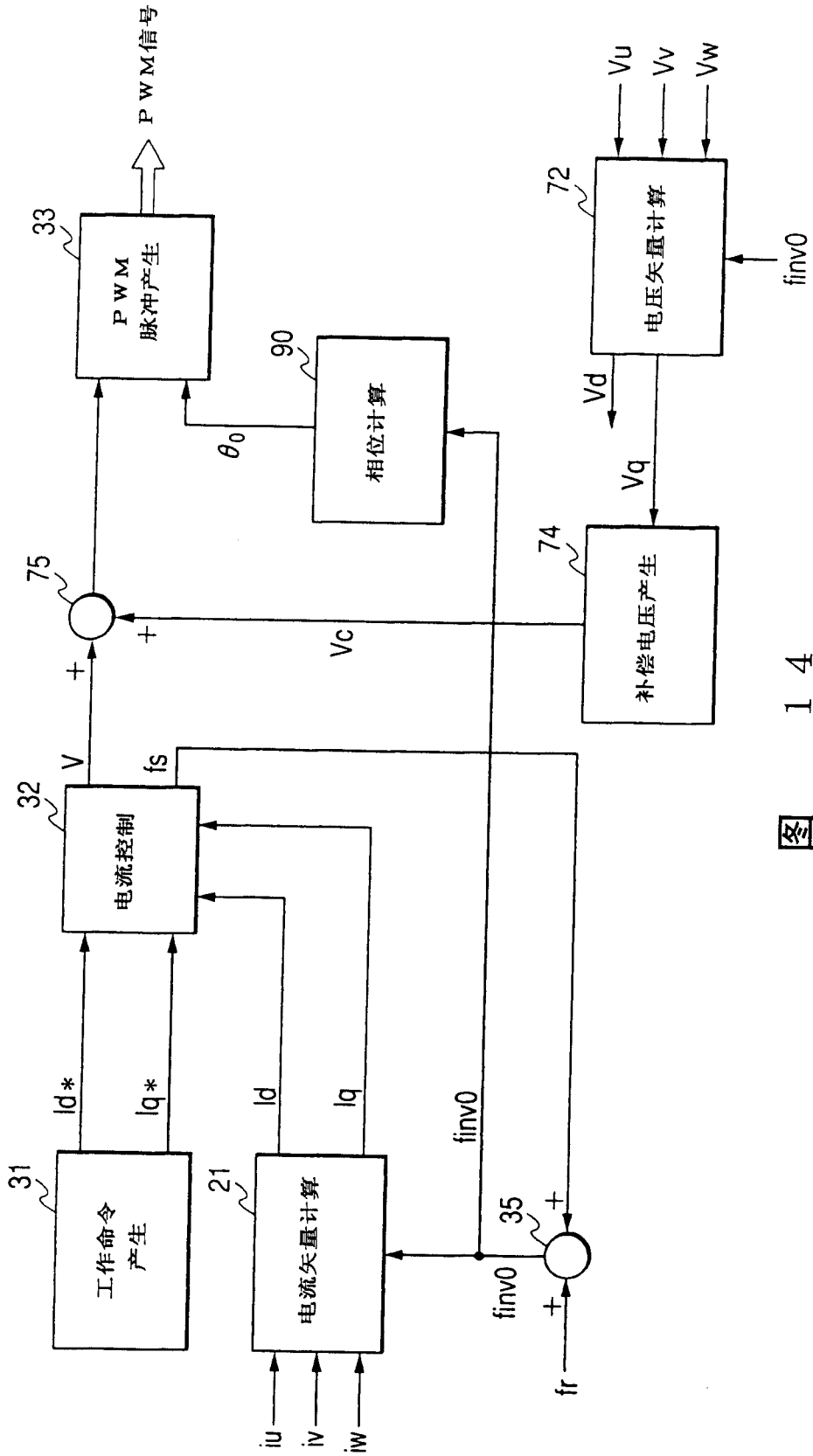


图 14