

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 7/5387 (2007.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480023554.8

[45] 授权公告日 2009 年 4 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 100477475C

[22] 申请日 2004.7.30

[21] 申请号 200480023554.8

[30] 优先权

[32] 2003.8.18 [33] JP [31] 294412/2003

[86] 国际申请 PCT/JP2004/010962 2004.7.30

[87] 国际公布 WO2005/018080 日 2005.2.24

[85] 进入国家阶段日期 2006.2.17

[73] 专利权人 株式会社安川电机

地址 日本福冈县

[72] 发明人 山本阳一 田中正城 中村茂和
末武宽士

[56] 参考文献

US4680526A 1987.7.14

JP8-19269A 1996.1.19

JP2000-92852A 2000.3.31

US5872710A 1999.2.16

审查员 李伟波

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

代理人 黄纶伟

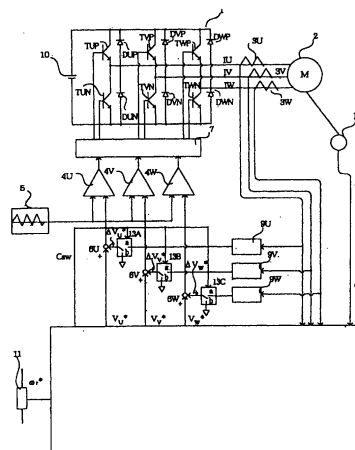
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 5 页

[54] 发明名称

电压源逆变器的控制方法

[57] 摘要

提供了一种用于以简单方式高精度地确定空载时间变化的方法以及一种能够防止不稳定现象的电压源逆变器控制方法。在一种对包括可以控制电压的大小、频率及相位的功率半导体器件的脉宽调制系统的电压源逆变器进行控制的方法中，在运转之前，针对逆变器的相电流的各个极性存储电压误差信息，并且在运转过程中，读取电压误差信息，以根据电压指令值或脉宽调制指令信号的脉宽对电压误差进行补偿，从而校正电压误差。



1、一种脉宽调制系统的电压源逆变器的控制方法，该电压源逆变器包括控制电压的大小、频率及相位的功率半导体器件，所述控制方法包括以下步骤：

在运转前，对交流电机提供电流电压指令，以在构成所述电压源逆变器的所述功率半导体器件的各相中的电流落入预定条件的相位下，驱动交流电机；

修改电压校正值，以使得电流值落入所述预定条件；并且

基于经修改的电压校正值来计算在运转期间使用的电压误差信息，以针对所述逆变器的各相电流的各个极性存储所述电压误差信息；以及

在运转期间，读取电压误差信息，以对电压指令值或脉宽调制指令信号的脉宽进行补偿，从而校正电压误差。

2、根据权利要求1所述的控制方法，还包括以下步骤：

在运转前，

对交流电机提供电流电压指令，以在构成所述电压源逆变器的所述功率半导体器件的两相的电流值相等并且另一相的电流值为0的相位下，驱动交流电机；

修改电压校正值，以使得所述两相的电流值相等并且另一相的电流值为0；并且

基于经修改的电压校正值来计算在运转过程中使用的电压误差信息，以存储所述电压误差信息。

3、根据权利要求1所述的控制方法，还包括以下步骤：

在运转之前，

对交流电机提供电流电压指令，以在构成所述电压源逆变器的所述功率半导体器件的两相的电流值相等并且另一相的电流值是这两相的电流值的总和的相位下，驱动交流电机；

修改电压校正值，以使得所述两相的电流值相等并且另一相的电流值是这两相的电流值的总和；并且

基于经修改的电压校正值来计算在运转期间所使用的电压误差信息，以存储所述电压误差信息。

4、根据权利要求1所述的控制方法，

其中在运转前，以不同的相位多次执行根据权利要求2至3中任何一项的方法，并且计算在运转期间使用的电压误差信息并且对其进行存储。

电压源逆变器的控制方法

技术领域

本发明涉及用于防止 PWM（脉宽调制）系统的电压源逆变器中的转矩降低、转矩波动以及不稳定现象的交流（AC）电机控制方法。

背景技术

在 PWM 系统的电压源逆变器中，使构成逆变器的 P 侧开关元件和 N 侧开关元件交替导通，以控制输出电压。然而，由于关断时间导致在开关元件的切换过程中出现延迟，因此在对开关元件中的一个进行关断之后经过了预定时期（空载时间）时才导通开关元件中的另一个，并且 P 侧开关元件和 N 侧开关元件不同时导通。

在现有技术的 PWM 系统的电压源逆变器中，特别是在逆变器的输出频率较低的情况下，仅因为输出电压较低，就会由于所述空载时间的偏差而出现输出电压的大变动和变形。因此，成为问题的是：由逆变器控制的电机的转矩降低，并且出现转矩波动和不稳定电机现象。

已知的常规调整方法是专利文献 1 中所公开的一种方法，通过该方法对空载时间（导通延迟）补偿值的偏移进行自动调整。

专利文献 1：国际申请公开 W098/42067 (PCT/JP97/00909)。

发明内容

解决问题的手段

然而，在专利文献 1 中提供的相关示例中没有公开一种用于对一起构成逆变器的 P 侧开关元件与 N 侧开关元件的空载时间补偿值之间的偏差进行自动调整的方法。因此，当在 P 侧开关元件与 N 侧开关元件之间存在空载时间差时，无法进行令人满意的校正，并且为了进行调整，必须通过提供两个或者更多个不同的开关频率（载波频率）来驱动电机。

在考虑到这些问题的情况下提出了本发明。本发明的一个目的是提供一种简单、精确的测量方法，从而能够在不需要改变载波频率的情况下对 P 侧与 N 侧之间的空载时间差进行测量，以及一种电压源逆变器的控制方法，该方法能够防止出现由于逆变器输出电压的变形而导致的不稳定现象以及由空载时间的偏差导致的转矩波动。

解决问题的手段

为了解决上述问题，本发明的特征在于采用以下控制方法。

（第一发明）本发明提供了一种 PWM 系统的电压源逆变器的控制方法，该电压源逆变器包括控制电压的大小、频率和相位的功率半导体器件。

该控制方法包括如下步骤：

在运转之前，对交流电机提供电流电压指令，以在构成所述电压源逆变器的所述功率半导体器件的各相中的电流落入预定条件的相位下，驱动交流电机；修改电压校正值，以使得电流值落入所述预定条件；并且，基于经修改的电压校正值来计算在运转期间使用的电压误差信息，以针对逆变器的各相电流的各个极性存储所述电压误差信息；以及

在运转过程中，读取电压误差信息，以对电压指令值或 PWM 指令信号的脉宽进行补偿，从而校正电压误差。

（第二发明）所述控制方法还包括以下步骤：

在运转前，

对 AC 电机提供电流电压指令，以在构成电压源逆变器的功率半导体器件的两相的电流值相等并且另一相的电流值为 0 的相位下，驱动 AC 电机；

修改电压校正值，以使得两相的电流值相等并且另一相的电流值为 0；并且

基于经修改的电压校正值来计算在运转过程中使用的电压误差信息，以存储电压误差信息。

（第三发明）该控制方法还包括以下步骤：

在运转之前，

对 AC 电机提供电流电压指令，以在构成电压源逆变器的功率半导体器件的两相的电流值相等并且另一相的电流值是这两相的电流值的总和的相位下，驱动 AC 电机；

修改电压校正值，以使得两相的电流值相等并且另一相的电流值是这两相的电流值的总和；并且

基于经修改的电压校正值来计算在运转期间使用的电压误差信息，以存储电压误差信息。

（第四发明）在该控制方法中，以不同的相位多次执行根据第二发明至第三发明的方法中的任何一种，并且计算在运转期间使用的电压误差信息并进行存储。

尽管不对空载时间进行测量，但是可以对各相以及 P 侧与 N 侧之间的空载时间差进行测量和校正。因此，可以消除由于构成逆变器的开关元件的关断时间而导致的切换延迟的偏差，并且由于不需要改变载波频率，因此可以减少调整所需要的时间。

发明效果

根据本发明，由于可以容易并且准确地计算空载时间的偏差值，所以可以防止由于空载时间的偏差所导致的波形变形和转矩波动而产生的不稳定现象，并且可以提供稳定的控制。

附图说明

图 1 是示出根据本发明第一实施例的电压源逆变器的电路结构的图；

图 2 是示出作为本发明第一实施例的组成部分的控制器 8 的详细电路图；

图 3 是示出针对本发明第一实施例执行的运算处理内容的流程图；

图 4 是示出针对本发明第二实施例执行的运算处理内容的流程图；

图 5 是示出根据本发明的空载时间补偿器（9U、9V、9W）的说明图。

标号和标记说明

- 1: 电压源逆变器
- 2: AC 电机
- 3U、3V、3W: 电流检测器
- 4U、4V、4W: 补偿器
- 5: 振荡器
- 6U、6V、6W: 加法器
- 7: 门电路
- 8: 逆变器控制器
- 9U、9V、9W: 空载时间补偿器
- 10: DC 电源
- 11: 速度指令电路
- 12: 励磁电流指令电路
- 13A 至 13F: 开关电路
- 14: 速度检测器
- 15: 3 相/2 相转换器
- 16: 2 相/3 相转换器
- 17: 一次角频率运算电路
- 18: 速度控制电路
- 19: 转矩电流控制电路
- 20: 励磁电流控制电路
- 21: 电压指令补偿电路
- 22A、22B: 加法器
- 23: 累积器
- 24: 偏差调谐处理器

具体实施方式

以下参照附图对本发明的实施例进行描述。

实施例 1

图 1 中示出了本发明的第一实施例。在图 1 中, 标号 1 表示电压源逆变器; 2 表示 AC 电机; 3U、3V、3W 表示电流检测器; 4U、4V、4W 表示比较器; 5 表示用于使载波信号振荡的振荡器; 6U、6V、6W 表示加法器; 7 表示门驱动电路; 8 表示逆变器控制器; 9U、9V、9W 表示空载时间补偿器; 10 表示直流 (DC) 电源; 11 表示速度指令电路; 而 13A、13B、13C 表示开关电路。电压源逆变器 1 采用 PWM 控制方法来将从 DC 电源 10 接收的 DC 电压转换成具有任意频率的 AC 电压。电压源逆变器 1 包括: 由晶体管和诸如 IGBT 的功率半导体器件形成的开关元件 TUP、TVP、TWP、TUN、TVN、TWN; 以及以反向并联方式连接到各功率半导体器件的反馈二极管 DUP、DVP、DWP、DUN、DVN、DWN。将 AC 电机 2 连接到电压源逆变器 1 的各相 U、V、W 的 AC 输出端子。通过电流检测器 3U、3V、3W 检测 AC 电机 2 的 U 相、V 相和 W 相的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 。应该注意: 将速度检测器 14 与 AC 电机 2 相连。

将由速度指令电路 11 生成的速度指令值 ω_r^* 、AC 电机 2 的 U 相、V 相和 W 相的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w (这些电流是由电流检测器 3U、3V 和 3W 检测的), 以及由速度检测器 14 获得的速度检测值 ω_r 发送给逆变器控制器 8。而且, 如下所述, 以 120° 的相位差输出用于各相 U、V 和 W 的电压指令模式信号 (V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^*)。这里, 上标*表示指令值 (以下相同)。当在运转之前对空载时间的偏差进行测量时, 开关电路 13A、13B、13C 输出 0, 而在运转期间, 输出从空载时间补偿器 9U、9V 和 9W 接收的值。图 5 是空载时间补偿器 9U、9V、9W 的说明图。如图 5 所示, 作为空载时间补偿器 9U 的输出, 可以根据 I_u 的极性设置 ΔV_{dup} 或 ΔV_{dun} 各自的值; 作为空载时间补偿器 9V 的输出, 可以根据 I_v 的极性设置 ΔV_{dvp} 或 ΔV_{dvn} 各自的值; 并且作为空载时间补偿器 9W 的输出, 可以根据 I_w 的极性设置 ΔV_{dwp} 或 ΔV_{dwn} 各自的值。

此外, 以 120° 的相位差将用于各相的电压指令模式信号 (V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^*) 发送给加法器 6U、6V、6W。加法器 6U、6V、6W 将电压指令模式信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 加上开关电路 13A、13B、13C 的输出值, 并将电压指令值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 分别发送给比较器 4U、4V、4W。将通过振荡器 5 (其生

成载波信号以执行 PWM 控制)输出的信号(以下将该信号的频率称为载波频率)发送给比较器 4U、4V、4W。比较器 4U、4V 和 4W 将加法器 6U、6V 和 6W 输出的信号与载波信号进行比较,并且生成 PWM 脉冲以导通或关断构成电压源逆变器 1 的开关元件 TUP、TVP、TWP、TUN、TVN、TWN。门电路 7 根据通过比较器 4U、4V、4W 输出的 PWM 脉冲来提供用于开关元件 TUP、TVP、TWP、TUN、TVN、TWN 的选通信号。

图 2 是示出前述逆变器控制器 8 的详细电路。在图 2 中,标号 12 表示励磁电流指令电路;13D、13E 和 13F 表示开关电路;15 表示 3 相/2 相转换器;16 表示 2 相/3 相转换器;17 表示一次角频率运算电路;18 表示速度控制电路;19 表示转矩电流控制电路;20 表示励磁电流控制电路;21 表示电压指令补偿电路;22A、22B 表示加法器;23 表示累积器;以及 24 表示偏差调谐处理器。逆变器控制器 8 包括 3 相/2 相转换器 15,用于输出通过对 AC 电机 2 的相电流(U 相电流 I_u 、V 相电流 I_v 、W 相电流 I_w)进行坐标变换而获得的转矩反馈值 I_{qfb} 和励磁电流反馈值 I_{dfb} 。此外,还提供了转矩电流控制电路(ACRq) 19,其将速度控制电路(ASR) 18 的输出值定义为转矩电流指令值 I_{qref} ,提供该速度控制电路(ASR) 18 是为了使从速度指令电路 11 接收的速度指令值 ω_r^* 与通过检测器 14 获得的速度检测值 ω_r 一致,并且该转矩电流控制电路(ACRq) 19 还控制 I_{qref} 和通过 3 相/2 相转换器 15 输出的转矩电流反馈值 I_{qfb} 以使它们一致;并且还提供了对励磁电流方向上的电压进行控制的励磁电流控制电路(ACRd) 20,使得励磁电流指令电路 12 的励磁电流指令值 I_{dref} 与 3 相/2 相转换器 15 的励磁电流反馈值 I_{dfb} 一致。

此外,逆变器控制器 8 包括:电压指令补偿电路 21,其输出由 AC 电机 2 生成的感应电压和通过一次电阻 r_1 和泄漏电感生成的反电动势电压。在电压指令补偿电路 21 的输出中,通过加法器 22A 将转矩电流方向分量的电压与转矩电流控制电路 19 的输出进行相加,从而生成转矩电流方向电压指令值 V_{qref} 。通过加法器 22B 将励磁电流方向分量的电压与励磁电流控制电路 20 的输出进行相加,从而生成励磁电流方向电压指令值 V_{dref} 。还提供了 2 相/3 相转换器 16,其采用转矩电流方向电压指令

值 V_{qref} 和励磁电流方向电压指令值 V_{dref} ，以生成用于相位差为 120° 的各相 U、V、W 的电压指令模式信号 (V_u^* , V_v^* , V_w^*)，并且输出这些模式信号。

应该注意：3 相/2 相转换器 15 和 2 相/3 相转换器 16 分别利用表达式 1 和表达式 2 来进行运算。

[表达式 1]

$$\begin{bmatrix} Id_{fb} \\ Iq_{fb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_w \\ I_u \\ I_v \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_w^* \\ V_u^* \\ V_v^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

此外，逆变器控制器 8 还包括一次角频率运算电路 17，其基于 I_{dref} 和 I_{qref} 以及所设定的二次电阻 r_2 来计算滑动频率指令值 ω_s^* ，并且采用该指令值和通过速度检测器 14 获得的速度检测值 ω_r 来计算一次角频率 ω_i^* ，并且输出该一次角频率 ω_i^* 。通过累积器 23 将由一次角频率指令运算电路 17 输出的一次角频率 ω_i^* 进行累积，并且将结果作为相位 θ 输出给 3 相/2 相转换器 15 和 2 相/3 相转换器 16。

应该注意：逆变器控制器 8 包括偏差调谐处理器 24，其控制在开始转运之前的空载时间偏差测量操作。偏差调谐处理器 24 输出用于切换开关电路 13A 至 13F 的切换信号 C_{sw} ，并且设定 (Set) 用于运转开始之前的空载时间偏差测量的励磁电流指令值 I_{dref} 和相位 θ 。

此外，在运转之前进行空载时间偏差的测量时，逆变器控制器 8 通过开关电路 13D 将转矩电流指令值改变为 0，并且通过开关电路 13E、13F 将励磁电流指令值 I_{dref} 和相位 θ 变为从偏差调谐处理器 24 接收的指令值。

如上所述，在运转期间，根据 I_u 的极性，空载时间补偿器 9U 的输出是 ΔV_{dup} 或 ΔV_{dun} ，根据 I_v 的极性，空载时间补偿器 9V 的输出是 ΔV_{dvp} 或 ΔV_{dvn} ，根据 I_w 的极性，空载时间补偿器 9W 的输出是 ΔV_{dwp} 或 ΔV_{dwn} 。因此，可以针对相位电流的各个极性来校正电压误差。

接着, 参照图 3 的流程图, 通过主要采用偏差调谐处理器 24 的操作, 对运转前进行的偏差测量处理进行详细说明。

在 U 相、V 相和 W 相中的一相的电流检测值为 0 的相位下, 在改变电压校正值的同时进行运转, 并且当另外两相的电流检测值一致时, 或者当一相的电流变为 0 时, 将电压校正值的差存储为这两相之间的偏差值 (相对值)。在此条件下, 对 P 侧与 N 侧之间的偏差值进行测量。

参照图 1 中的电压源逆变器的电路结构图, 对各相设置电流检测器 3U、3V、3W。然而, 实际上, 由于可以仅对两相 (在此情况下为 W 相和 U 相) 提供电流检测器以降低成本, 因此将对此情况进行说明。

在运转开始前执行的偏差测量处理中, 偏差调谐处理器 24 采用电压源逆变器 1 和 AC 电机 2 的额定电流值来确定要在偏差测量期间提供的 DC 电流的大小是否为 I_d (块 3a)。将开关电路 13A 到 13C 设置在 a 侧, 而将开关电路 13F 设置在 b 侧, 并且将空载时间补偿器 9U、9V、9W 的输出与各相的电压指令值进行相加。应该注意: 用于测量的补偿值是 Δd_{up} 、 Δd_{un} 、 Δd_{vp} 、 Δd_{vn} 、 Δd_{wp} 、 Δd_{wn} , 并且他们的初始值相等。此外, 在逆变器的可容许范围内将载波频率设置得尽可能高, 以增大空载时间的影响 (块 3b)。

接着, 当将相位 θ 设定为 330° 并且运转时, 各相的电压指令值是 $V_w^* = -V_u^*$, $V_v^* = 0$ (块 3c)。调整 Δd_{un} , 以使 W 相、U 相的电流检测值 I_w 、 $-I_u$ 相等。在该校正操作中, 当 $\text{abs}(I_w) > \text{abs}(I_u)$ 时, Δd_{un} 增大, 或者当 $\text{abs}(I_w) < \text{abs}(I_u)$ 时, Δd_{un} 减小, 并且将 W 相 P 侧与 U 相 N 侧之间的空载时间的差值存储在 Δd_{un} 中 (块 3d)。应该注意: $\text{abs}(X)$ 表示 X 的绝对值。

在上述说明中, Δd_{un} 根据 $\text{abs}(I_w)$ 、 $\text{abs}(I_u)$ 的大小而变化。然而, 可以使 Δd_{un} 改变以使 $I_v = 0$, 即 $I_u + I_w = 0$ 。

实施例 2

现在将说明第二实施例。根据第二实施例, 在 U 相、V 相和 W 相中的两个的电流检测值相等的相位下, 在使电压校正值变化的同时进行运转, 并且当这两相的电流检测值一致时, 或者当对一相提供另一相的 2

倍的电流时,存储电压校正值的差值作为这两相之间的偏差值(相对值)。在该条件下,对同一侧(P或者N)的相之间的偏差值进行测量。

由于第二实施例与第一实施例的差异仅在于相位 θ 的提供和调整方法,因此将参照图4的流程图来说明这些部分。

在运转开始之前进行的偏差测量处理中,偏差调谐处理器24执行(块3a)和(块3b)。

接着,当将相位 θ 设定为 60° 并且运转时,各相的电压指令值是 $V_w^*=V_u^*=V_v^*/2$ (块4C)。对 Δ_{dup} 进行调整,以使得W相、U相的电流检测值 I_w 、 I_u 相等。在该校正操作中,当 $\text{abs}(I_w)>\text{abs}(I_u)$ 时, Δ_{dup} 增大,或者当 $\text{abs}(I_w)<\text{abs}(I_u)$ 时, Δ_{dup} 减小,并且将W相P侧与U相N侧的之间的空载时间的差值存储在 Δ_{dup} 中(块4d)。

此外,对于与上述相位不同的另一任意相位 θ ,可以识别在相位 θ 期间流动的各相的电流值。因此,仅需要调整空载时间的差值,以获得电流值,这样也可以执行空载带补偿。

此外,在运转开始前,当以不同相位多次重复上述条件或方法中的一种时,可以测量U相、V相、W相的偏差值以及各相的P侧、N侧的空载时间的偏差值。

利用简单的联立方程式(计算),将针对通过上述测量获得的用于各相以及P侧、N侧的空载时间的电压校正值(偏差值) Δ_{dup} 、 Δ_{dun} 、 Δ_{dvp} 、 Δ_{dvn} 、 Δ_{dwp} 、 Δ_{dwn} 转换成针对运转所采用的空载时间补偿器9U、9V、9W而提供的设定值 ΔV_{dup} 、 ΔV_{dun} 、 ΔV_{dvp} 、 ΔV_{dvn} 、 ΔV_{dwp} 、 ΔV_{dwn} (电压误差信息)。

根据该实施例,将通过如此测量出的空载时间所提供的电压误差信息设定在与空载时间补偿器9U、9V、9W相对应的多个位置处,并且在运转时将开关电路13A至13F改变到a侧。结果,可以通过采用通过各个空载时间提供的电压误差信息来执行空载时间补偿。

在上述说明中,将电压校正值(偏差值)存储为待与电压指令值相加的电压误差信息。但是,在采用PWM信号的脉宽作为空载时间补偿的逆变器的情况下,仅需要将电压补偿值(偏差值)转换成采用PWM信号

的脉宽的电压误差信息，并且可以存储该脉宽。

此外，在上述说明中，仅对 W 相和 U 相设置了电流检测器。但是，在对另一相或者对三相提供电流检测器时可以以相同方式进行处理。

此外，改变了相位 θ 以使待针对各相提供的电压值变化。但是，相位 θ 可以是固定的，并且可以改变在偏差测量处理中使用的电压指令值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，或者可以修改电流指令值 I_{dref} 、 I_{qref} 。可以以相同的方式进行处理。

通过采用具有速度检测器的感应电机说明了本发明的实施例。但是，也可以将本发明应用于不具有速度检测器的感应电机，或者同步机。显然，同样可以获得本发明的效果。

此外，不言自明的是：即使在运转期间采用不同的空载时间补偿方法，也可以毫无问题地采用针对本发明实施例公开的利用空载时间的电压误差测量方法。

产业适用性

当采用本发明时，可以防止由 PWM 系统的电压源逆变器驱动的电机的转矩降低、转矩波动以及出现不稳定现象。

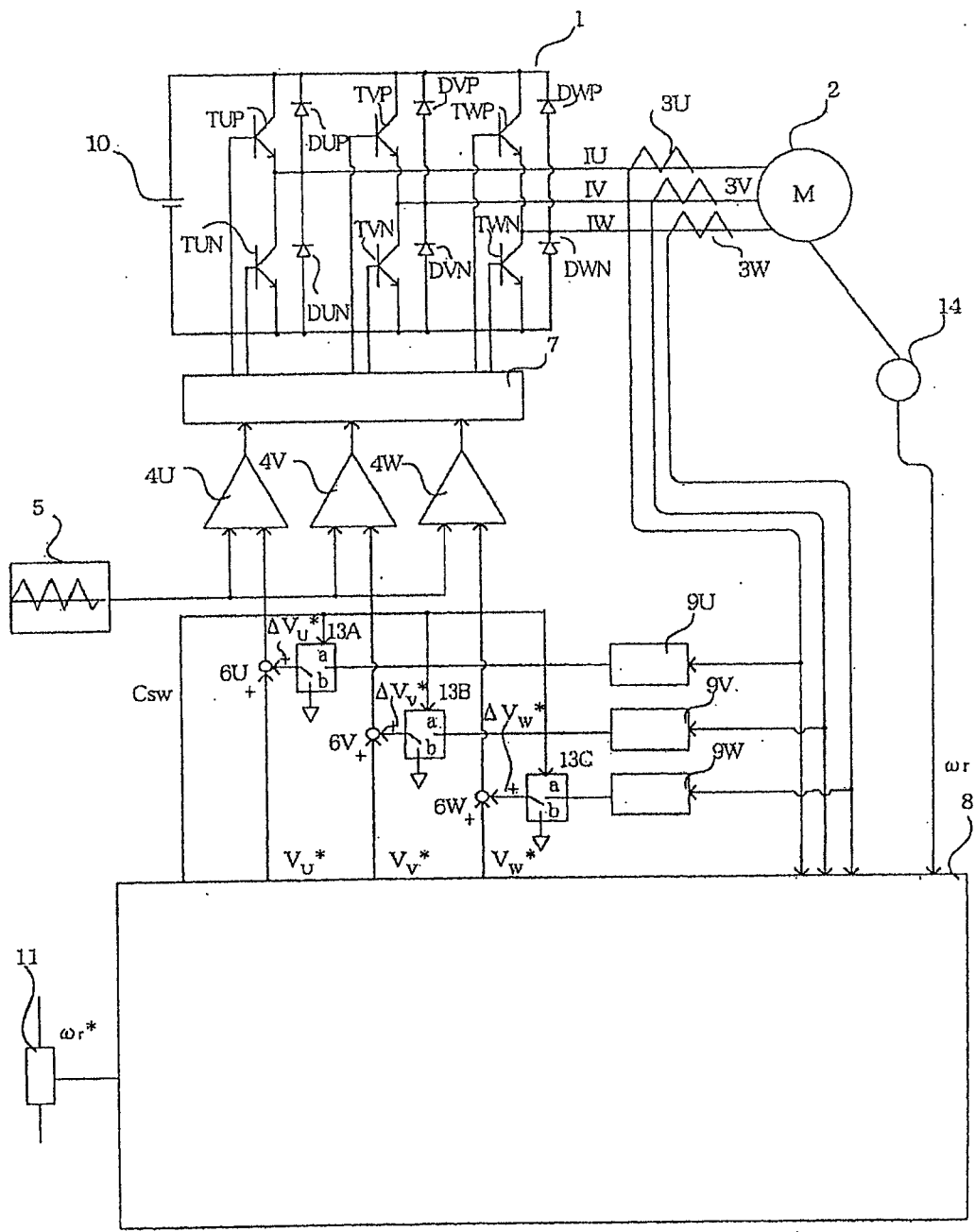


图 1

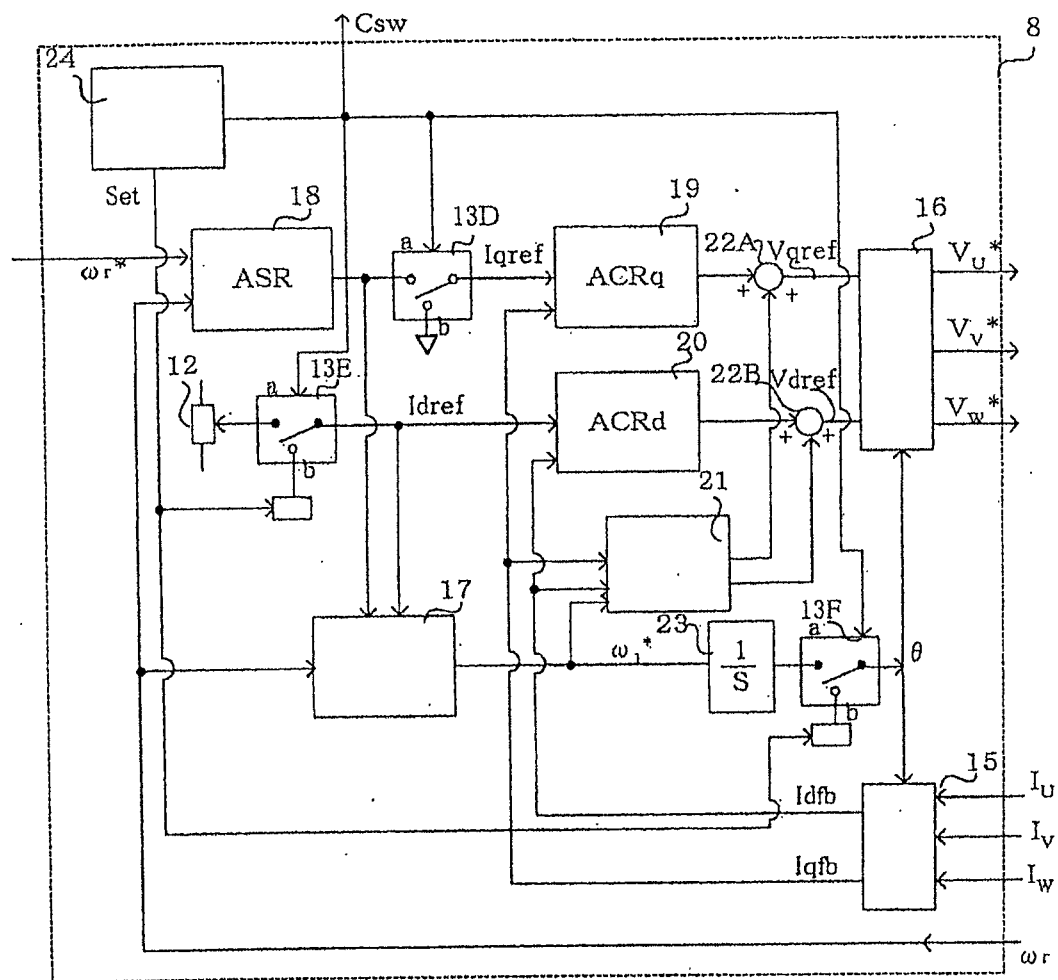


图 2

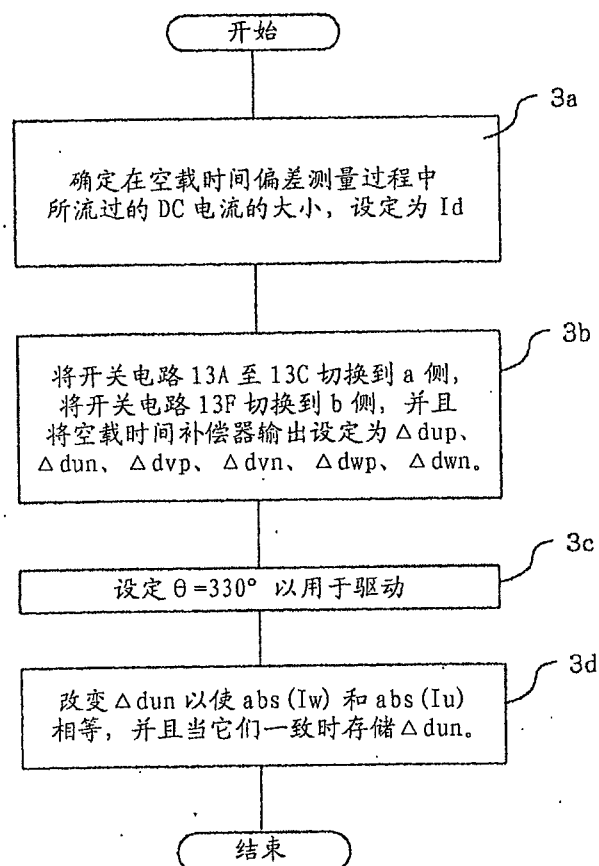


图 3

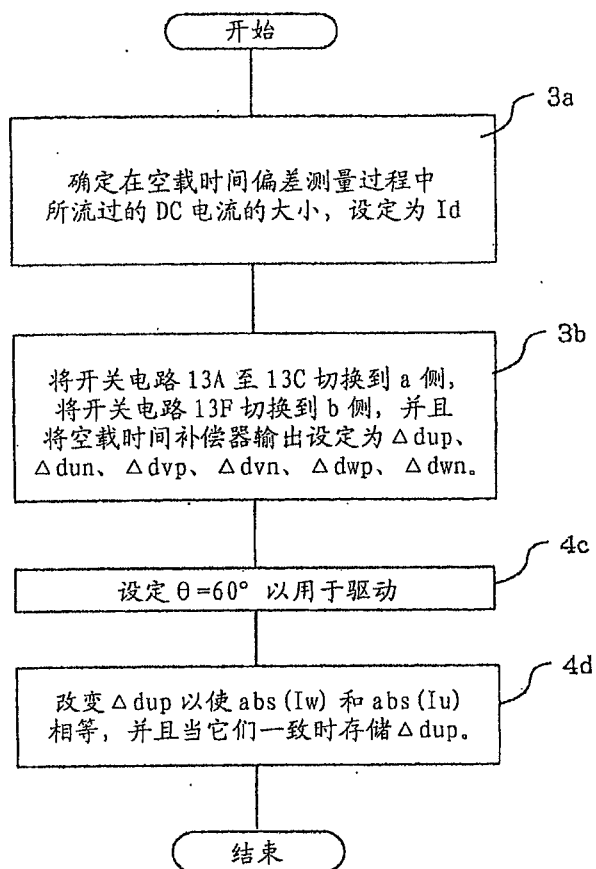


图 4

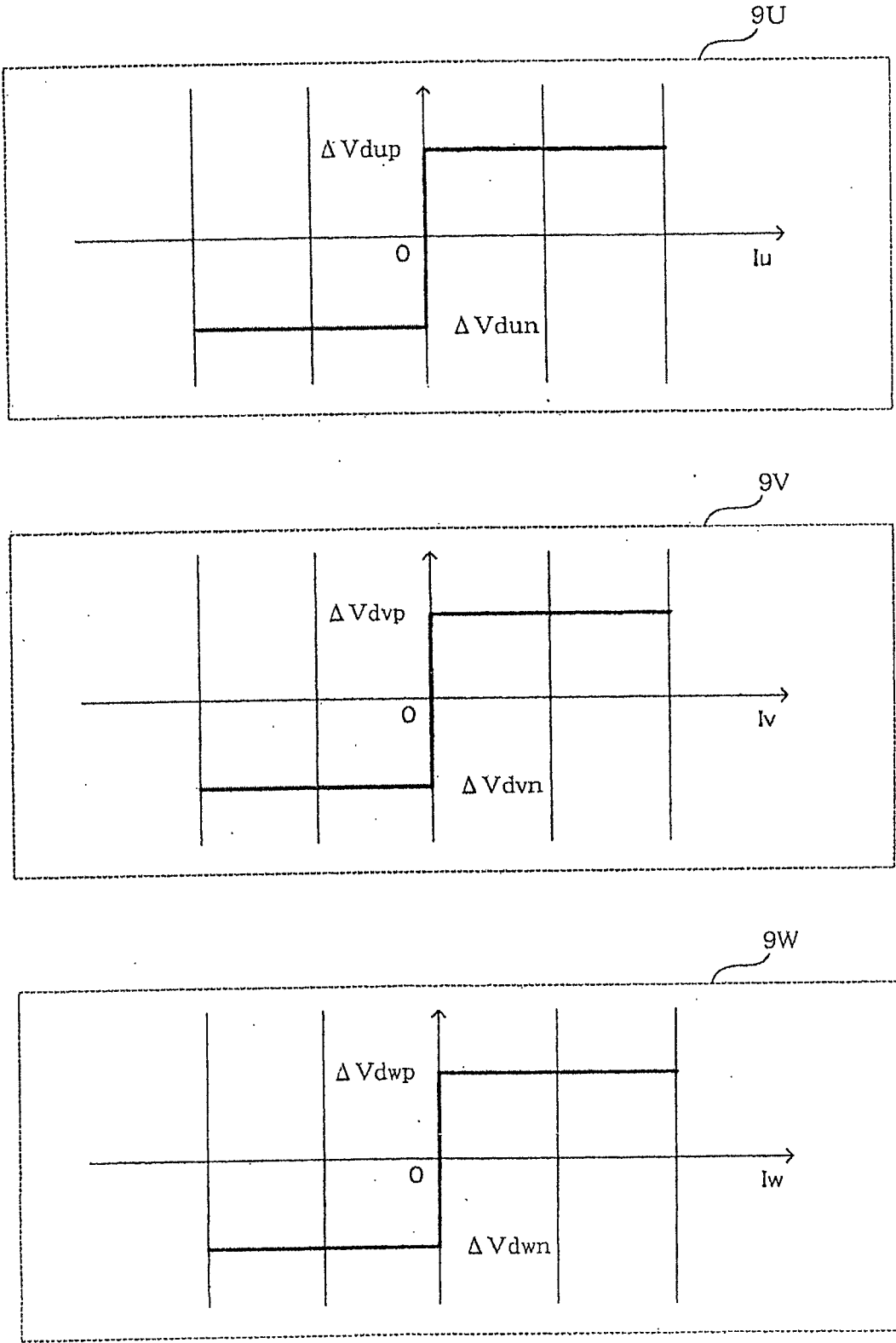


图 5