



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1473390 B

(45) 授权公告日 2010.05.12

(21) 申请号 01818435.9

(22) 申请日 2001.08.27

(30) 优先权数据

PI0004062-2 2000.09.08 BR

(85) PCT申请进入国家阶段日

2003.05.06

(86) PCT申请的申请数据

PCT/BR2001/000107 2001.08.27

(87) PCT申请的公布数据

W002/21675 EN 2002.03.14

(73) 专利权人 巴西压缩机股份有限公司

地址 巴西若因维利

(72) 发明人 M·G·施瓦茨 R·安德里希

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

司 72001

代理人 杨凯 王忠忠

(51) Int. Cl.

H02P 6/18(2006.01)

(56) 对比文件

JP 特开平 11-98883, 1999.04.09, 说明书第 7-28 段, 摘要, 权利要求 1, 附图 1-4.

全文.

JP 昭 61-191290 A, 1986.08.25, 说明书第 2-3 页, 附图 1-6.

WO 0022723 A1, 2000.04.20, 说明书第 5 页, 权利要求 1-4, 附图 4.

JP 平 4-193094 A, 1992.07.13, 说明书第 2-4 页, 附图 1-7.

JP 特开平 7-222487, 1995.08.18, 说明书第 15-27 段, 附图 1-7.

US 5095254 A, 1992.03.10, 说明书第 3、4 栏, 附图 1, 3.

审查员 栾爱玲

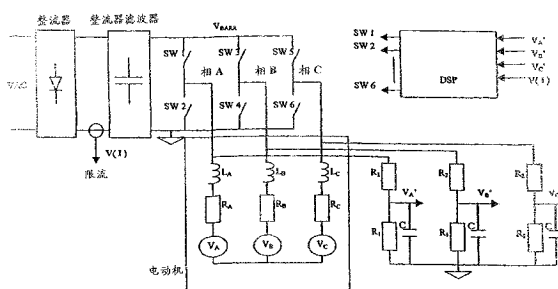
权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 8 页

(54) 发明名称

控制电动机的方法、控制电动机的系统以及电动机

(57) 摘要

描述一种控制电动机的系统、控制电动机的数字方法和电动机。控制N相电动机的系统包括：微控制器(10)、与所述微控制器(10)相联的A/C转换器(30)、一组与A/D转换器(30)相联的电压表(D<sub>N</sub>)以及一组连接到电压(V<sub>bus</sub>)且与微控制器(30)相联的开关(SW<sub>2N</sub>)，微控制器(30)选择性地时间周期(T<sub>pos</sub>)期间通过至少两个开关(SW<sub>2N</sub>)将电压(V<sub>bus</sub>)馈给电动机(20)的两相(F<sub>N</sub>)，电动机转动产生电压(E<sub>N</sub>)，该组电压表(D<sub>N</sub>)测量电压(f<sub>N</sub>)的信号并将这些电压相互比较以确定时间周期(T<sub>pos</sub>)。还描述称为H(r)的参数的计算，该参数用于根据电动机的结构类型调整换向瞬间。该参数取决于电动机转速(r和r<sub>0</sub>)。还提到使用数字滤波技术来消除调制对控制方法的影响。该滤波的特征在于各个平均电压(f<sub>N</sub>)的最后k个样值的算术平均值，这些样值与调制周期同步。



1. 一种控制 N 相 ( $F_N$ ) 电动机的方法, 该电动机包括:  
 微控制器;  
 与所述微控制器相关联的一组电压表 ( $D_N$ );  
 连接电总线电压 ( $V_{bus}$ ) 并且与所述微控制器相关联的一组开关 ( $SW_{2N}$ );  
 所述微控制器选择性地启动所述一组开关 ( $SW_{2N}$ ) 中的至少一对开关, 对所述电动机的至少两相 ( $F_N$ ) 施加总线电压 ( $V_{bus}$ ),  
 其中, 所述方法包括如下步骤:

所述微控制器借助所述这组电压表 ( $D_N$ ) 读取所述电动机的所述相 ( $F_N$ ) 中馈给电压所对应的电压 ( $f_N$ ) 的信号;

借助所述电压 ( $f_N$ ) 的所述信号的所述值获得平均值 ( $f_{N-AVERAGE}$ ), 所述电压 ( $f_N$ ) 通过周期抽样 ( $T_s$ ) 获得, 均匀分布在时间周期 ( $T$ ) 内;

所述微控制器将所述相 ( $F_N$ ) 中的电压所对应的电压 ( $f_N$ ) 与预先建立的校正参数进行比较, 并且一旦所述电压 ( $f_N$ ) 达到所述预先建立的校正参数就立即启动所述一组开关 ( $SW_{2N}$ ), 其中所述比较电压 ( $f_N$ ) 的步骤包括: 将每个电压表 ( $D_N$ ) 中抽样的电压值 ( $f_N$ ) 的平均值 ( $f_{N-AVERAGE}$ ) 与其它各个电压表 ( $D_N$ ) 中抽样的电压值的平均值 ( $f_{N-AVERAGE}$ ) 进行比较, 这些相其中之一的平均值 ( $f_{N-AVERAGE}$ ) 被加上、减去与所述电动机的转速成比例的校正参数 ( $H(r)$ )。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其中, 在所述读取电压 ( $f_N$ ) 的步骤之前, 这些值由 A/D 转换器进行转换。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其中,

所述一组开关 ( $SW_{2N}$ ) 包括第一开关 ( $SW_1$ )、第二开关 ( $SW_2$ )、第三开关 ( $SW_3$ )、第四开关 ( $SW_4$ )、第五开关 ( $SW_5$ ) 和第六开关 ( $SW_6$ ), 所述电压表 ( $D_N$ ) 包括第一电压表 ( $D_A$ )、第二电压表 ( $D_B$ ) 和第三电压表 ( $D_C$ ), 以及所述比较各相 ( $F_N$ ) 中的电压所对应的电压 ( $f_N$ ) 的步骤;

所述第一开关 ( $SW_1$ ) 和所述第四开关 ( $SW_4$ ) 的第一组合在如下条件满足时启动: 所述第一电压表 ( $D_A$ ) 中电压的平均值 ( $f_{a-AVERAGE}$ ) 高于或等于所述第三电压表 ( $D_C$ ) 中电压的平均值 ( $f_{c-AVERAGE}$ ) 减校正参数  $H(r)$ , 而且所述第三电压表 ( $D_C$ ) 中电压的平均值 ( $f_{c-AVERAGE}$ ) 减校正参数  $H(r)$  高于电压表 ( $D_B$ ) 中电压的平均值 ( $f_{b-AVERAGE}$ );

所述第一开关 ( $SW_1$ ) 和所述第六开关 ( $SW_6$ ) 的第二组合在如下条件满足时启动: 所述第一电压表 ( $D_A$ ) 中电压的平均值 ( $f_{a-AVERAGE}$ ) 高于电压表 ( $D_B$ ) 中电压的平均值 ( $f_{b-AVERAGE}$ ) 加校正参数  $H(r)$ , 而且所述第二电压表 ( $D_B$ ) 中电压的平均值 ( $f_{b-AVERAGE}$ ) 加校正参数  $H(r)$  高于或等于所述第三电压表 ( $D_C$ ) 中电压的平均值 ( $f_{c-AVERAGE}$ );

所述第三开关 ( $SW_3$ ) 和所述第六开关 ( $SW_6$ ) 的第三组合在如下条件满足时启动: 所述第二电压表 ( $D_B$ ) 中电压的平均值 ( $f_{b-AVERAGE}$ ) 高于或等于所述第一电压表 ( $D_A$ ) 中电压的平均值 ( $f_{a-AVERAGE}$ ) 减校正参数  $H(r)$ , 而且所述第一电压表 ( $D_A$ ) 中电压的平均值 ( $f_{a-AVERAGE}$ ) 减校正参数  $H(r)$  高于所述第三电压表 ( $D_C$ ) 中电压的平均值 ( $f_{c-AVERAGE}$ );

所述第二开关 ( $SW_2$ ) 和所述第三开关 ( $SW_3$ ) 的第四组合在如下条件满足时启动: 所述第二电压表 ( $D_B$ ) 中电压的平均值 ( $f_{b-AVERAGE}$ ) 高于所述第三电压表 ( $D_C$ ) 中电压的平均值 ( $f_{c-AVERAGE}$ ) 加校正参数  $H(r)$ , 而且所述第三电压表 ( $D_C$ ) 中电压的平均值 ( $f_{c-AVERAGE}$ ) 加校正参数  $H(r)$  高于或等于所述第一电压表 ( $D_A$ ) 中电压的平均值 ( $f_{a-AVERAGE}$ );

所述第二开关 (SW<sub>2</sub>) 和所述第五开关 (SW<sub>5</sub>) 的第五组合在如下条件满足时启动:所述第三电压表 (D<sub>c</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>c-AVERAGE</sub>) 高于或等于所述第二电压表 (D<sub>b</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>b-AVERAGE</sub>) 减校正参数 H(r), 而且所述第二电压表 (D<sub>b</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>b-AVERAGE</sub>) 减校正参数 H(r) 高于所述第一电压表 (D<sub>a</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>a-AVERAGE</sub>);

所述第四开关 (SW<sub>4</sub>) 和所述第五开关 (SW<sub>5</sub>) 的第六组合在如下条件满足时启动:所述第三电压表 (D<sub>c</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>c-AVERAGE</sub>) 高于所述第一电压表 (D<sub>a</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>a-AVERAGE</sub>) 加校正参数 H(r), 而所述第一电压表 (D<sub>a</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>a-AVERAGE</sub>) 加校正参数 H(r) 高于或等于所述第二电压表 (D<sub>b</sub>) 中电压的平均值 (f<sub>b-AVERAGE</sub>)。

4. 如权利要求 3 所述的方法, 其中, 当所述第一开关 (SW<sub>1</sub>) 至所述第六开关 (SW<sub>6</sub>) 的组合被启动时, 校正参数 H(r) 是校正参数 (H(r)) 乘以比例系数 (K<sub>p</sub>) 得到的结果。

5. 如权利要求 4 所述的方法, 其中, 将每个电压表 (D<sub>N</sub>) 中抽样的电压值 (f<sub>N</sub>) 的平均值 (f<sub>N-AVERAGE</sub>) 与其它各个电压表 (D<sub>N</sub>) 中抽样的电压值的平均值 (f<sub>N-AVERAGE</sub>) 进行比较的所述步骤是在电压表 (D<sub>N</sub>) 中电压 (f<sub>N</sub>) 的每个抽样周期 (T<sub>s</sub>) 中执行的。

6. 如权利要求 5 所述的方法, 其中, 在周期时间 T 内执行 k 次对所述电动机的各相 (F<sub>N</sub>) 中电压所对应的电压表 (D<sub>N</sub>) 中电压 (f<sub>N</sub>) 的抽样。

7. 如权利要求 6 所述的方法, 其中, 当应用调制 PWM 时, 所述周期时间 T 等于所述电动机各相中调制 PWM 的周期。

8. 如权利要求 7 所述的方法, 其中, 所述电动机的各相电压在各电压表 (D<sub>N</sub>) 中抽样的电压 (f<sub>N</sub>) 的平均值 (f<sub>N-AVERAGE</sub>) 是通过计算最后 k 个样值的算术平均值得到的。

9. 如权利要求 8 所述的方法, 其中, 值 H(r<sub>0</sub>) 是在电动机的转速 (r<sub>0</sub>) 下、在一相中观测的感应电压的最大值 (E<sub>p</sub>) 与当两相中所述感应电压 (E<sub>N</sub>) 的值相等时在所述两相中观测的电压 (E\*) 之差的一半。

10. 如权利要求 9 所述的方法, 其中, 要在其中一相的电压的电压表 (D<sub>N</sub>) 中抽样电压的平均值 (f<sub>N-AVERAGE</sub>) 中加上或减去的所述校正参数 H(r) 等于一个给定转速 (r) 与所述转速 (r<sub>0</sub>) 之比乘以在所述转速 (r<sub>0</sub>) 测得的所述值 H(r<sub>0</sub>) 再乘以调整常数 (k<sub>i</sub>)。

11. 如权利要求 10 所述的方法, 其中, 所述校正参数 H(r) 的使用与所述转速 (r) 成比例, 从而使所述一组开关 (SW<sub>2N</sub>) 中的一个新组合的启动瞬间移相。

12. 一种用于控制 N 相电动机的系统, 它包括:

微控制器, 包括存储器; 和

连接到总线电压 (V<sub>bus</sub>) 并且与所述微控制器相关联的一组开关 (SW<sub>2N</sub>);

所述微控制器被设置为选择性地启动所述一组开关 (SW<sub>2N</sub>) 中的至少一对开关, 对电动机 (20) 的至少两相 (F<sub>N</sub>) 施加总线电压 (V<sub>bus</sub>),

其中, 所述系统包括一组与所述微控制器相关联的电压表 (D<sub>N</sub>), 所述这组电压表 (D<sub>N</sub>) 连接到所述电动机的各相 (F<sub>N</sub>) 的馈电输入端;

其中, 所述微控制器包括存储在其存储器中的在电压 (f<sub>N</sub>) 之间的预先建立的关系, 并且能够将所述电压表 (D<sub>N</sub>) 测得的值与所述这组电压表 (D<sub>N</sub>) 测得的在电压 (f<sub>N</sub>) 之间的所述预先建立的关系进行比较; 和

所述微控制器将每个电压表 (D<sub>N</sub>) 中抽样的电压值 (f<sub>N</sub>) 的平均值 (f<sub>N-AVERAGE</sub>) 与其它各个电压表 (D<sub>N</sub>) 中抽样的电压值的平均值 (f<sub>N-AVERAGE</sub>) 进行比较, 这些相其中之一的平均值

( $f_{N-AVERAGE}$ ) 被加上、减去与所述电动机的转速成比例的所述校正参数 ( $H(r)$ )。

13. 如权利要求 12 所述的系统,其中, A/D 转换器与所述微控制器相关联,用以转换所述这组电压表 ( $D_N$ ) 读取的信号。

14. 如权利要求 12 或 13 所述的系统,其中,所述这组电压表 ( $D_N$ ) 包括与电容器相关联的电阻分压器,以便构成 RC 滤波器,所述 RC 滤波器提供所述电压 ( $f_N$ ) 和该相 (FN) 中电压之间关系的比例系数 ( $K_D$ )。

15. 如权利要求 14 所述的系统,其中,微控制器按照等于调制频率 PWM 的 k 倍的抽样频率 ( $T_s$ ) 读取电压 ( $f_N$ ) 的值。

16. 一种 N 相电动机,包括一种系统,该系统能够使相电流与感应电压同步,其中包括微控制器、连接到总线电压 ( $V_{bus}$ ) 并且与所述微控制器相关联的一组开关 ( $SW_{2N}$ );

所述微控制器选择性地启动所述一组开关 ( $SW_{2N}$ ) 中的至少一对开关 ( $SW_{2N}$ ),对所述电动机的至少两相 (FN) 施加总线电压 ( $V_{bus}$ ),所述电动机包括一组与所述微控制器相关联的电压表 ( $D_N$ ),所述这组电压表 ( $D_N$ ) 连接到电动机的各相 ( $F_N$ ) 的馈电输入端;

所述微控制器包括存储在其存储器中的在所述电压 ( $f_N$ ) 之间的预先建立的关系,并且能够将所述电压表 ( $D_N$ ) 测得的值与所述预先建立的关系进行比较,并且根据所述这组电压表 ( $D_N$ ) 测得的电压 ( $f_N$ ) 的关系启动所述一组开关 ( $SW_{2N}$ ) 中的至少另一对开关 ( $SW_{2N}$ );和

所述微控制器将每个电压表 ( $D_N$ ) 中抽样的电压值 ( $f_N$ ) 的平均值 ( $f_{N-AVERAGE}$ ) 与其它各个电压表 ( $D_N$ ) 中抽样的电压值的平均值 ( $f_{N-AVERAGE}$ ) 进行比较,这些相其中之一的平均值 ( $f_{N-AVERAGE}$ ) 被加上、减去与所述电动机的转速成比例的所述校正参数 ( $H(r)$ )。

## 控制电动机的方法、控制电动机的系统以及电动机

### 技术领域

[0001] 本发明涉及采用电动机的数字控制方法的控制电动机的系统,具体地说,涉及无刷直流型永磁电动机以及配备数字控制系统的电动机。

### 背景技术

[0002] 无刷直流型永磁电动机可在无任何涉及其位置的信息的情况下被驱动,因此象感应电动机那样工作。但是,为了得到最大转矩和效率,相电流必须与感应电压同步。为此,可以通过将传感器在物理上耦合到电动机,例如霍尔式、光学传感器等来实现,或者可以通过观测感应电压和/或电流来实现。耦合的传感器存在如下缺点:对电动机设计添加了额外的部件,大大增加了最终成本。此外,空间限制和电动机所处的环境本身可能导致此类传感器的运用不可行。因此,在大多数情况下采用电压和/或电流观测器是最佳选择。

[0003] 采用电压和/或电流观测器的控制技术的例子可以在如下文件中找到: SCHWARZ 等人的巴西专利 PI 9904253、WRIGHT 的美国专利 4162435、LERDMAN 的美国专利 4169990、GEE 等人的美国专利 4743815、VUKOSAVIC 的美国专利 4912378、PLUNKETT 等人的美国专利 4928043、DUNFIELD 的美国专利 5028852 和 SOOD 的美国专利 5420492,以及如下公开 SATOSHI-1991、SHOUSE-1998、ERTUGRUL-1998 和 BOLOGNANI-1999。

[0004] 在 WRIGHT 的专利中,采用一种用于确定换向瞬间的积分技术。其中对非通电绕组积分而获得磁通,并与参考值进行比较。当积分值超过参考值时,就发生换向,并且该积分值返回其初始值。这种技术的缺点在于实现它需要大量的硬件。该解决方案不是微处理的。

[0005] 在 LERDMAN 的专利中,采用与 WRIGHT 的专利中提出的技术相似的一种技术。其中对未通电绕组进行积分并与参考值比较。这种技术的缺点也是需要大量的硬件。该解决方案不是微处理的。

[0006] 在 SWARZ 的专利中,采用了一种利用通过网络构成并包括电压比较器、电容器和电阻器的电压值观测器的技术。利用这种观测器获得相电压,因此,如果系统平衡的话,则形成虚中性(零感应电压)。然后将此零值与各相比较,生成超前位置改变的当前瞬间  $30^\circ$  的信号。然后通过电容网络对此超前量补偿,以便达到位置改变(换向)的正确瞬间。该解决方案是微处理的,但是需要许多外部元件。

[0007] 在 GEE 的专利中,采用一种检测感应电压的零点(过零点)的技术,其中将零点当作直流母线的电压值的一半。未通电绕组的电压与零点进行比较。总是在离换向瞬间  $30^\circ$  处达到零点。这样,检测之后尚有一定延迟,以便确定换向瞬间。检测过程中采用由电阻器、电容器和比较器构成的一个循环。没有针对电动机速度控制的任何调制。反而采用控制母线电压的 SCR。该解决方案是微处理的。这种技术的缺点是需要使用电压比较器。另一个缺点是,在定子上的槽数量减少(例如 6 槽 +4 极转子、9 槽 +6 极转子)的电动机中,过零点具有一个平面区,这导致难以确定实际出现过零点的确切瞬间。

[0008] 在 SATOSHI 的专利中,还采用一种检零法。在这种情况下,采用两个二极管用于检测。一个二极管连接到一相。当一相未通电时,二极管的电流处于监视下。二极管的电流

消逝的瞬间或该电流开始通过二极管流通的瞬间表示电压的零点。

[0009] 在 VUKOSAVIC 的专利中,通过将各相电压求和来得到电动机的三次电压谐波。然后,确定作为三次谐波的相角的函数的换向瞬间。其优点在于,三次谐波的信号在电动机上电压调制的情况中不会有任何畸变。缺点则是需要获得电动机的星形连接的中性点。该解决方案是微处理的,但是另一个缺点是微处理器以外需要大量的硬件。

[0010] 在 PLUNIETT 的专利中,正如 WRIGHT 和 LERDMAN 的专利一样,对未通电相电压进行积分。此积分值表示磁通,与称为“零点”的参考值进行比较。此点界定电压信号(电压的零点)。例如,如果未通电相处于上升阶段(趋向于母线电压),则零点左边的电压值被认为是负值,而右边的值将是正值。在这种情况下,当开始对电压积分的处理时,电压开始反向增大,直到达到其零点处的最大负值。零点之后,积分的模数值开始下降,并在积分值达到零时出现换向瞬间。该解决方案不是微处理的。其中一个缺点是需要大量的硬件。

[0011] 在 DUNFIELD 的专利中,将高频信号注入未通电相,并测量所得到的峰值。根据所测到的值,确定换向瞬间。

[0012] 在 SOOD 的专利中,采用与前述方法大不相同的方法。其中,不需要准备每相中的电压。仅采用流过直流母线的电流作为信息。电动机起初通过强加电压来开动。然后根据读取电流的波形来调整换向瞬间。采用微处理器来分析电流格式。

[0013] 在市面上,还有一些为控制电动机设计的微处理器,它们提供了为确定换向瞬间而设计的外部设备。例如,可以引用 STMicroelectronics 的微控制器 ST72141 和 Toshiba 的微控制器 TMP88PH47、TMP88PH48 和 TMP88PH49。所有这些微控制器采用检测零点的方法来确定换向瞬间。

[0014] 在 Toshiba 的微控制器中,零点被设为直流母线的电压值的一半,但是它需要用于辅助检测的外部比较器、电阻器和电容器。

[0015] 在 STMicroelectronics 的微控制器中,零点是数字电路的参考本身。它总是需要各相上存在调制,因为读取未通电相的电压应当在转换器的所有开关开路时进行。只需要 3 个电阻器和 3 个电容器用于辅助检测。

## 发明内容

[0016] 在这里提出的技术中,对电动机的三相中的电压进行抽样,以数学方法处理,加上与电动机速度成比例且基本上取决于构造该电动机的形式的参数,以及相互比较。这种比较的结果确定这些相的换向瞬间。可以通过软件只更改所述参数使换向瞬间提前或延迟。整个位置控制和传感部分仅由数字信号处理器或等效电路来实现,这里将其定义为与模数(A/D)转换器相关的微控制器的装置。本发明的控制系统和方法的目的在于:免除用于确定转子位置和寻求在施加到该电动机绕组的电流与电压之间的正确角度下驱动电动机的模拟电路,通过插入软件中的参数来实现此角度的控制。

[0017] 本发明的另一个目的在于:使得能够检测用于相当高功率的转子的位置,即使在与上次换向瞬间成 30 电角度之后、即未通电相中电压的过零点瞬间之后、去磁结束的情况下,也是如此。

[0018] 本方法和系统还有以下目的:接受很宽范围的转速,允许由最大转速的 2% 得到的全转矩(低于此值,进入仪表的电压非常低)。本系统和方法还有以下目的:只使用一个

数字信号处理器和三个具有用于读取电动机各相中电压的一等 RC 滤波器的电阻分压器,而不必进行调制、例如各相中电压的 PWM(脉宽调制)。

[0019] 所提出的方法和系统的另一个目的在于:接受具有小于  $120^\circ$  的水平线的感应电压的梯形波形,这种波形出现在采用电动机的不同构造形式时。

[0020] 所提出的方法和系统的另一个目的在于:接受电动机各相中具有 100% 周期率的 PWM 调制。

[0021] 所提出的方法和系统的再一个目的在于:利用通过对电动机绕组既施加电压又施加电流的控制技术来工作。

[0022] 本发明的目的之一通过一种控制 N 相电动机的方法来实现,该电动机包括:微控制器;与所述微控制器相关联的一组电压表;连接电总线电压并且与所述微控制器相关联的一组开关;所述微控制器选择性地启动所述一组开关中的至少一对开关,对所述电动机的至少两相施加总线电压,其中,所述方法包括如下步骤:所述微控制器借助所述这组电压表读取所述电动机的所述相中馈给电压所对应的电压的信号;借助所述电压的所述信号的所述值获得平均值,所述电压通过周期抽样获得,均匀分布在时间周期内;所述微控制器将所述相中的电压所对应的电压与预先建立的校正参数进行比较,并且一旦所述电压达到所述预先建立的校正参数就立即启动所述一组开关,其中所述比较电压的步骤包括:将每个电压表中抽样的电压值的平均值与其它各个电压表中抽样的电压值的平均值进行比较,这些相其中之一的平均值被加上、减去与所述电动机的转速成比例的校正参数。

[0023] 本发明的另一个目的通过一种用于控制 N 相电动机的系统来实现,它包括:微控制器,包括存储器;和,连接到总线电压并且与所述微控制器相关联的一组开关;所述微控制器被设置为选择性地启动所述一组开关中的至少一对开关,对电动机的至少两相施加总线电压,其中,所述系统包括一组与所述微控制器相关联的电压表,所述这组电压表连接到所述电动机的各相的馈电输入端;其中,所述微控制器包括存储在其存储器中的在电压之间的预先建立的关系,并且能够将所述电压表测得的值与所述这组电压表测得的在电压之间的所述预先建立的关系进行比较;和,所述微控制器将每个电压表中抽样的电压值的平均值与其它各个电压表中抽样的电压值的平均值进行比较,这些相其中之一的平均值被加上、减去与所述电动机的转速成比例的所述校正参数。

[0024] 本发明的再一个目的通过一种 N 相电动机来实现,该电动机包括一种系统,该系统能够使相电流与感应电压同步,其中包括微控制器、连接到总线电压并且与所述微控制器相关联的一组开关;所述微控制器选择性地启动所述一组开关中的至少一对开关,对所述电动机的至少两相施加总线电压,所述电动机包括一组与所述微控制器相关联的电压表,所述这组电压表连接到电动机的各相的馈电输入端;所述微控制器包括存储在其存储器中的在所述电压之间的预先建立的关系,并且能够将所述电压表测得的值与所述预先建立的关系进行比较,并且根据所述这组电压表测得的电压的关系启动所述一组开关中的至少另一对开关;和,所述微控制器将每个电压表中抽样的电压值的平均值与其它各个电压表中抽样的电压值的平均值进行比较,这些相其中之一的平均值被加上、减去与所述电动机的转速成比例的所述校正参数。

[0025] 其中包括一种能够使相电流与感应电压同步的系统,该系统包括微控制器、一组连接到电压并且与微控制器相关联的开关,所述微控制器选择性地启动至少一对开关,向

与微控制器相关联的至少一组电压表施加电压,该组电压表连接到电动机各相的馈电输入端。微控制器包括存储在其存储器中的预先建立的电压之间的关系,并且能够将电压表测得的值与所述预先建立的关系进行比较,根据该组电压表测得的电压启动至少一对新的开关。

[0026] 本发明再一个目的通过控制 N 相永磁电动机的转子位置的方法来实现,所述电动机通过由微控制器选择性地换向的一组开关来馈电,所述方法包括在比较各相以确定电动机开关的最大组合的换向瞬间的过程中,利用与电动机的结构因子成比例、与电动机的转速成比例以及与电压表的换算系数成比例的称为  $H(r)$  的参数作为调整系数。

[0027] 本发明再一个目的通过控制 N 相永磁电动机的方法来实现,所述电动机通过由微控制器选择性地换向的一组开关来馈电,所述方法包括利用数字滤波技术,以便在电动机的各相中消除由电压调制、例如 PWM 型的调制所导致的畸变。该滤波技术存在于与调制频率同步的所测电压的最后 k 个样值的算术平均值。抽样率等于调制频率的整数倍 k。

## 附图说明

[0028] 现在参考附图中所示的实施例对本发明进行更详细的说明。

[0029] 图 1 表示 (a) 用水平线为 120 电角度的梯形电压激励永磁无刷直流型的 4 极三相电动机的系统的框图以及 (b) 各时间图;

[0030] 图 2 表示具有梯形和 120 电角度的水平线的各相感应电压 ( $E_N$ ) 和理想无刷直流型永磁电动机的公共点 ( $V_{COMMON}$ ) 处的电压的重叠;

[0031] 图 3 表示电压  $V_N$  和图 1 所示的电动机的公共点 ( $V_{COMMON}$ ) 处的电压的重叠,在图 7 中对应于感应电压 ( $E_N$ ) 为具有 120 电角度的水平线的梯形的情况;

[0032] 图 4 表示具有梯形和低于 120 电角度的水平线的各相感应电压 ( $E_N$ ) 和无刷直流型电动机的公共点 ( $V_{COMMON}$ ) 处的电压的重叠,该图还标出参数  $H(r)$  的获取 (obtention);

[0033] 图 5 表示电压  $V_N$  和图 1 所示公共点 ( $V_{COMMON}$ ) 处的电压的重叠,在图 7 中对应于感应电压 ( $V_N$ ) 为具有低于 120 电角度的水平线的梯形的情况;

[0034] 图 6 表示所述一组开关  $SW_{2N}$  至各个位置的命令信号,电动机各相输入处的电压 ( $F_N$ ),并且指示位置 2 至位置 3 的换向瞬间以及从位置 3 到位置 4 的换向瞬间;

[0035] 图 7 表示本发明所采用的系统,所述系统由整流装置 (40)、整流滤波器 (50)、一组连接在电位  $V_{BUS}$  和地线 GND 之间的开关  $SW_{2N}$  (包括  $SW_1$ 、 $SW_2$ 、 $SW_3$ 、 $SW_4$ 、 $SW_5$ 、和  $SW_6$ )、永磁无刷直流型电动机 (20)、一组电压表  $D_N$ 、数字信号处理器 (10)+(30);

[0036] 图 8 表示根据本发明系统的所述一组开关  $SW_{2N}$  的命令信号、电动机各相之一上的电压  $F_N$ 、要抽样的电压  $f_N$ 、电动机的对应绕组中的电压  $V_N$  以及样值的数学处理结果  $f_{N-AVERAGEFN}$ ;当采用 PWM 激励时,还指示电压  $f_N$  的抽样瞬间;

[0037] 图 9 详细地表示对于在电动机各相上的电压施以 PWM 调制的系统,电动机各相之一中电压  $f_N$  的抽样瞬间,以及电压  $f_N$  样值的数学处理结果  $f_{N-AVERAGEFN}$ ;和

[0038] 图 10 表示 (a) 电动机的实验波形,该电动机具有集中绕组 6 槽定子-三相并且具有 4 极,以及 (b) 放大图示,表示相 A 的抽样瞬间和样值数学处理所得的平均值。

## 具体实施方式

[0039] 图 1 (a) 表示转换器的基本配置和 (b) 当驱动无刷直流型永磁三相 4 极电动机时

梯形波中存在的理想波形。在正常工作中,控制器分析电压和 / 或电流观测器的输入并根据所检测的位置按图 1 所示的顺序启动开关  $SW_1, \dots SW_1$ 。如果根据电流观测器的指示,发生过电流的情况,则开关全部断开以保护系统。

[0040] 参考图 7,本发明的控制系统完全由微控制器 10、配有至少 3 个输入端的 A/D 转换器来实现,其中所述至少 3 个输入端用于读取各相中电压 ( $F_N$ ) 所对应的电压表 ( $D_n$ ) 中的电压 ( $f_N$ )。显然,微控制器 10 可以由等效装置替代,所述等效装置与和外设相关联的微控制器或数字信号处理器具有相同的特征。

[0041] 图 2 表示对于无刷直流型三相 4 极永磁电动机所感生的理想叠加波形,它具有梯形电压和 120 电角度的水平线。这里水平线定义为感应电压保持在较高值 (正电平) 或较低值 (负电平) 并且近似恒定时以电角度计的角度。在此图中可以看到,对于 60 电角度的各个步长 (位置),相电压之间的关系如下:

[0042] 位置 1  $\Leftrightarrow E_A \geq E_c > E_B$

[0043] 位置 2  $\Leftrightarrow E_A > E_B \geq E_c$

[0044] 位置 3  $\Leftrightarrow E_B \geq E_A > E_c$

[0045] 位置 4  $\Leftrightarrow E_B > E_c \geq E_A$

[0046] 位置 5  $\Leftrightarrow E_c \geq E_B > E_A$

[0047] 位置 6  $\Leftrightarrow E_c > E_A \geq E_B$

[0048] 表 1- 电动机中感应电压之间的关系

[0049] 由此,可以看到各个位置给出了电动机各相中感应电压之间的明确关系。例如,如果实际位置处于位置 1,则位置 2 应该在相 C 中的感应电压 ( $E_c$ ) 等于相 B 中的感应电压 ( $E_B$ ) (参见图 2) 且低于相 A 中的感应电压 ( $E_A$ ) 时开始。同样,位置 3 应该在相 B 的感应电压 ( $E_B$ ) 等于相 A 中的感应电压 ( $E_A$ ) 且高于相 C 中的感应电压 ( $E_c$ ) 时开始。

[0050] 参考图 3 和图 7,可以发现相对于电路的地 GND,在电动机公共点  $V_{COMMON}$  处的电压  $V_A$ 、 $V_B$  和  $V_c$  为:

[0051] (1)  $V_A = E_A + V_{COMMON}$

[0052] (2)  $V_B = E_B + V_{COMMON}$

[0053] (3)  $V_c = E_c + V_{COMMON}$

[0054] 对于具有 120 度水平线的梯形电压的情况,电动机公共点 ( $V_{COMMON}$ ) 处的电压为母线电压值的一半。

[0055] (4)  $V_{COMMON} = V_{bus}/2$

[0056] 因此,电压  $V_A$ 、 $V_B$  和  $V_c$  对称地分布在母线电压 ( $V_{bus}$ ) 和地 GND 之间。如果电动机速度的改变是通过直接改变母线电压 ( $V_{bus}$ ) 来实现的,即没有采用 PWM 调制,以及如果电动机空转,则这些电压将具有等于母线电压 ( $V_{bus}$ ) 的正电平值和等于地值 GND 的负电平值,如图 3 所示。在此图中可以看到,电压  $V_A$ 、 $V_B$  和  $V_c$  之间的关系等同于表 1 所示的感应电压  $E_A$ 、 $E_B$ 、 $E_c$  之间的关系。那么就可以写出下表:

[0057] 位置 1  $\Leftrightarrow V_A \geq V_c > V_B$

[0058] 位置 2  $\Leftrightarrow V_A > V_B \geq V_c$

[0059] 位置 3  $\Leftrightarrow V_B \geq V_A > V_c$

[0060] 位置 4  $\Leftrightarrow V_B > V_c \geq V_A$

[0061] 位置 5  $\Leftrightarrow V_c \geq V_B > V_A$

[0062] 位置 6  $\Leftrightarrow V_c > V_A \geq V_B$

[0063] 表 2- 电动机各相中电压  $V_N$  之间的关系

[0064] 对实际系统来说,具有 120 度水平线的感应电压的获取对电动机的设计和建设的有很大的限制。所以,参考图 4,可以考虑普通电压波形(小于 120 度的水平线)。在本例中,表 2 所示的各个位置的感应电压之间的关系仍然成立。但是,应当指出,就 120 度的水平线的情况来说,在换向瞬间(特征为两相的相等),这种相等出现时,两相同时处于最大值(正电平)或者最小值(负电平)。另一方面,就低于 120 度的水平线的情况来说,任两相之间的相等(换向瞬间)始终出现在正或负电平的电压差  $2H$  处。

[0065] 在图 5 中,可以看到在小于 120 度的水平线的情况下电压  $V_A$ 、 $V_B$  和  $V_c$ 。表 2 的关系在此情况中仍旧成立。应当指出,电动机的公共点 ( $V_{COMMON}$ ) 处的电压不再是保持固定在母线电压的一半  $V_{bus}/2$ 。减少的水平线会导致在此值  $V_{bus}/2$  附近的振幅波动  $H$ 。电动机的公共点  $V_{COMMON}$  处的电压的畸变导致波形 ( $V_N$ ) 与感应电压 ( $E_N$ ) 的波形有差异。在本例中,电压  $V_N$  中的两个之间的相等(换向瞬间)始终出现在与正或负电平的差为  $H$  处,而不是如感应电压  $E_N$  的情况中的  $2H$  处。

[0066] 对于电动机的驱动,无法同时直接获得  $N$  个感应电压  $E_N$ 。因此,直接采用表 1 的关系是不可能的。此外,为了读取这些电压,可能需要获得电动机的公共点,这使得感测电路、以及使电动机的设计成本昂贵。

[0067] 由于电动机绕组的电感  $L_N$  和电阻  $R_N$ (参见图 7)的原因,甚至无法同时获得参照地 GND 的电压  $V_N$ 。因此,表 2 的关系也无法直接运用。本发明中所用的感测点是电动机各相的馈电输入  $F_N$ (参见图 7)。为了理解利用这些输入的感测方法,应该观察图 6。该图说明对于电动机感应电压的水平线少于 120 度的情况所获得的在输入  $F_N$  处的波形。这里考虑电动机空转并且未对母线电压  $V_{bus}$  进行调制。作为实例,分析从位置 2 至位置 3 的换向:当电动机在位置 2 驱动时,开关  $SW_1$  将输入  $F_A$  连接到母线电压  $V_{bus}$ ,开关  $SW_1$  将输入  $F_c$  连接到地 GND。输入  $F_B$  断开。因此,此绕组的电阻  $R_B$  和电感  $L_B$  中没有电流循环,而将电压  $V_B$  作为该输入处的电压值。总之,在位置 2,具有:

[0068]  $F_A = V_{bus}$

[0069]  $F_B = V_B$

[0070]  $F_c = 0$  (GND)

[0071] 换向至位置 3 的瞬间应该发生在电压  $V_B$  等于电压  $V_A$  时。但是,观察图 6,可以看到,在换向瞬间, $V_A$  等于  $V_{bus}-H$ (假定电动机实际在空转),由此,可以写下从位置 2 至位置 3 的换向瞬间要满足的如下关系:

[0072] 换向  $2 \rightarrow 3$ :  $F_B \geq F_A-H > F_c$

[0073] 然后在位置 3:

[0074]  $F_A = V_A$

[0075]  $F_B = V_{bus}$

[0076]  $F_c = 0$  (GND)

[0077] 换向至位置 4 的瞬间应该发生在电压  $V_A$  等于电压  $V_c$  时。观察图 6,可以看到在换向瞬间, $V_c$ 、GND+ $H$  是有效的(假定电动机实际在空转)。因此,可以写下从位置 3 到位置 4

的换向瞬间要满足的如下关系：

[0078] 换向 3  $\rightarrow$  4  $F_B > F_C + H \geq F_A$

[0079] 将相同的推理扩展到其它换向,得到如下的表：

[0080] 换向 6  $\rightarrow$  1  $\Leftrightarrow F_A \geq F_C - H > F_B$

[0081] 换向 1  $\rightarrow$  2  $\Leftrightarrow F_A > F_B + H \geq F_C$

[0082] 换向 2  $\rightarrow$  3  $\Leftrightarrow F_B \geq F_A - H > F_C$

[0083] 换向 3  $\rightarrow$  4  $\Leftrightarrow F_B > F_C + H \geq F_A$

[0084] 换向 4  $\rightarrow$  5  $\Leftrightarrow F_C \geq F_B - H > F_A$

[0085] 换向 5  $\rightarrow$  6  $\Leftrightarrow F_C > F_A + H \geq F_B$

[0086] 表 3- 换向瞬间的电压  $F_N$  之间的关系

[0087] 比较表 2 和表 3, 可以看到, 不同之处在于, 电压  $V_N$  被电压  $F_N$  替代以及包括了参数  $H$ 。当电动机的转速变化时, 感应电压的振幅也成比例地变化, 结果导致发生参数  $H$  的变化。因此, 一旦得到对应于转速  $r_0$  和  $H(r_0)$  的参数  $H$ , 就可根据公式得到它对应于任意转速  $r$  的值：

[0088] (5)  $H(r) = (r/r_0) \cdot H(r_0)$

[0089] 可以非常简单的方式完成电动机的参数  $H$  的获取：

[0090] a) 将转速  $r_0$  施加于电动机, 同时保持所有一组开关  $SW_{2N}$  断开；

[0091] b) 读取感应电压  $E_n$ ; 因为没有电流通过绕组的电阻  $R_N$  和电感  $L_N$ , 所以在这种情况中这是可行的；

[0092] c) 将参数  $H(r_0)$  读作感应电压的峰值 ( $E_p$ ) 与电压  $E^*$  之差的一半, 其中电压  $E^*$  对应于两相中降低的电压模数彼此相等处的电压 (参见图 4)；

[0093] (6)  $H(r_0) = (E_p - E^*)/2$

[0094] d) 使用公式 (5) 得到任何转速  $r$  的  $H(r)$ 。

[0095] 迄今为止, 总是考虑电动机在空转 (无负载)。在电动机正常负载条件下, 有必要增加施加于电机的相上的电压以维持速度的稳定。这样, 电压  $V_N$  的最大振幅低于母线电压  $V_{bus}$  而它们的最小振幅高于地 GND 电压。因此, 应当增大  $H(r)$  的值以便补偿这种电流变化。由于在总线电压  $V_{bus}$  和  $V_N$  电压之间的差别的结果, 此增量应该与出现在电极布线上的电流值成比例。如果不希望在控制算法中利用电流值, 可以在获取参数 ( $H(r)$ ) 期间在上述补偿电流变化的步骤 d 中乘以常数因子  $k_i > 1$ 。则得到：

[0096] (7)  $H(r) = (r/r_0) \cdot H(r) \cdot K_i$

[0097] 这样, 在电动机空转的情况下, 总是使换向瞬间相对于正确的瞬间稍稍超前。随着电动机电流的增加, 换向瞬间产生延迟。可以根据经验调整  $K_i$  的值, 以便确保最大电流情况下电动机良好运行。作为初始建议, 可以采用  $K_i = 1.3$ 。

[0098] 如果  $K_i$  被调整为低于 1 的值, 则值  $H(r)$  会减小, 从而在换向瞬间上会有延迟。因此, 除用于对电流增量进行补偿之外, 此常量还可用于实现换向瞬间的超前和延迟。

[0099] 为了感测算法, 必须考虑图 7 中所示的采集系统的换算系数。电压表 DN 提供按如下公式给出的换算系数  $K_D$ ：

[0100] (8)  $K_D = R_1 / (R_1 + R_2)$

[0101] 这样, 在 A/D 转换器 (30) 的输入处, 连接由如下公式确定的电压  $f_N$ ：

[0102] (9)  $f_N = KD \cdot FN$

[0103] 参数  $H(r)$  也应该按系数  $KD$  来编排 (echeloned)。通过将换算系数  $K_D$  加到表 3 中并且以  $H(r)$  置换  $H$ , 可得到如下用于控制算法的表:

[0104] 换向  $6 \rightarrow 1 \Leftrightarrow f_a \geq f_c - K_D, H(r) > f_b$

[0105] 换向  $1 \rightarrow 2 \Leftrightarrow f_a > f_b + K_D, H(r) \geq f_c$

[0106] 换向  $2 \rightarrow 3 \Leftrightarrow f_b \geq f_a - K_D, H(r) > f_c$

[0107] 换向  $3 \rightarrow 4 \Leftrightarrow f_b > f_c + K(r) \geq f_a$

[0108] 换向  $4 \rightarrow 5 \Leftrightarrow f_c \geq f_b - K_D, H(r) > f_a$

[0109] 换向  $5 \rightarrow 6 \Leftrightarrow f_c > f_a + K_D, H \geq f_b$

[0110] 表 4- 为感测位置在微控制器中测试的关系

[0111] 在最终应用中, 可以通过直接改变电压  $V_{bus}$  (参见图 4) 或通过开关  $SW_1, SW_2, \dots, SW_6$  调制加至电动机的电压来实现电动机的转速变化。

[0112] 例如, 在通过开关  $SW_1, SW_3$  和  $SW_5$  进行调制的情况中, 相 A 的电压 (以及其它相的电压) 将具有图 8 所示的波形。

[0113]  $D_N$  中的滤波器  $R_1C$  (参见图 4) 使该相的电压变化缓和。这样, 可得到类似于图 6 所示  $f_a$  的波形。

[0114] 这里, 为了在各相中观测的电压之间进行比较, 根据表 4, 需要完全过滤掉  $f_a, f_b$  和  $f_c$  中存在的调制。为此, 计算各个调制周期  $T$  中电压的平均值。应该使用于测量电压  $f_N$  的抽样频率与调制频率  $F$  同步。

[0115] 在每个调制周期中, 总是抽取各相的相等间隔的  $k$  个值, 即按如下公式得到抽样频率:

[0116] (10)  $F_s = k \cdot F$

[0117] 这  $k$  个值之和除以抽样数量  $k$  表示调制周期  $T$  中电压的近似平均值。此运算在每次对电压  $f_N$  抽样时进行, 从而可在每个电压  $f_N$  的抽样周期、即按电动机各相电压的调制周期 PWM 的  $k$  倍的频率, 得到平均值  $f_N$ -AVERAGE。

[0118] 为了避免需要等待一个完整周期  $T$  才能获得平均值, 采用了如下处理过程: 在每个抽样周期  $T_s = 1/F_s$ , 将抽样值加上前面的  $k-1$  个样值, 并将结果除以  $k$ 。简言之, 为确定  $f_{N-AVERAGE}$  的值提出的技术包括最后  $k$  个样值的算术平均值。

[0119] 在确定电动机的正确换向瞬间中, 该技术带来最佳的解决方案, 即使对于相对较低的切换频率 PWM 也是有效的。

[0120] 例如, 图 9 表示图 8 所示细节的放大。在该实例中, 考虑每个调制周期 5 个样值 ( $k = 5$ )。调制周期  $n$  的第五个样值之后, 得到如下平均值:

[0121] (11)  $f_{N-AVERAGE}(n) = \frac{f_{a5}(n) + f_{a4}(n) + f_{a3}(n) + f_{a2}(n) + f_{a1}(n)}{5}$

[0122] 代入调制周期  $n+1$ ,  $f_{N-AVERAGE}$  的最大值为:

[0123] (12)  $f_{N-AVERAGE1}(n+1) = \frac{f_{a1}(n+1) + f_{a5}(n) + f_{a4}(n) + f_{a3}(n) + f_{a2}(n)}{5}$

[0124] 则:

[0125] (13)  $f_{N-AVERAGE2}(n+1) = \frac{f_{a2}(n+1) + f_{a1}(n+1) + f_{a5}(n) + f_{a4}(n) + f_{a3}(n)}{5}$

[0126] 这样,在每个抽样周期  $T_s$ ,都可得到值。

[0127] 特别要注意的是,滤波器  $R_C$  的截止频率应该低于抽样频率的一半 ( $F_c < F_s/2$ ),由此按照尼奎斯特准则。根据较好的估算,可以采用该抽样频率的 1/4 以下。对于抽样频率,可以采用例如  $4 * F$  或更大,以便得到较好的平均值。因此,建议:

[0128] (14)  $F_s \leq 4. F$

[0129] (15)  $F_c \leq 2. F_s$

[0130] 在图 8 中,虚线表示利用所提出的技术得到的平均值  $f_{A-AVERAGE}$ 。注意,图 6 中的  $F_{A-AVERAGE}$  的波形与图 6 中的  $F_A$  相同,其中在电动机各相上没有对电压进行调制 PWM。

[0131] 然后会发现,利用所提出的技术,PWM 调制对各相的电压的影响在整体上被有效地过滤掉,而不会在实际平均值和计算值之间有显著缺陷,由此可以采用表 4 所示的关系,其中则采用平均值(参见表 5)来确定电动机换向的增量。

[0132] 换向  $6 \rightarrow 1 \Leftrightarrow f_{A-AVERAGE} \geq f_{C-AVERAGE} - K_D \cdot H(R) > f_{B-AVERAGE}$

[0133] 换向  $1 \rightarrow 2 \Leftrightarrow f_{A-AVERAGE} > f_{B-AVERAGE} + K_D \cdot H(r) \geq f_{C-AVERAGE}$

[0134] 换向  $2 \rightarrow 3 \Leftrightarrow f_{B-AVERAGE} \geq f_{A-AVERAGE} - K_D \cdot H(r) > f_{C-AVERAGE}$

[0135] 换向  $3 \rightarrow 4 \Leftrightarrow f_{B-AVERAGE} > f_{C-AVERAGE} + K_D \cdot H(r) \geq f_{A-AVERAGE}$

[0136] 换向  $4 \rightarrow 5 \Leftrightarrow f_{C-AVERAGE} \geq f_{B-AVERAGE} - K_D \cdot H(r) > f_{A-AVERAGE}$

[0137] 换向  $5 \rightarrow 6 \Leftrightarrow f_{C-AVERAGE} > f_{A-AVERAGE} + K_D \cdot H \geq f_{B-AVERAGE}$

[0138] 表 5- 算法中所用的最后一个比较表

[0139] 采用所提出的滤波技术来观测电动机各相的感应电压的要点在于,此处理可在对电动机各相施加的电压的每个调制周期 PWM 中监视转子位置  $k$  次。由此,即使在采用低调制频率(如 1kHz 或更低)的情况下,在感测转子位置和适当换向瞬间期间仍得到较好的分辨率。

[0140] 以图 10a 为例。此图表示控制无刷直流型 6 槽 4 极永磁电动机时得到的实验结果,其中  $F = 1.2\text{KHz}$ 、 $F_c = 3.3\text{KHz}$ 、 $F_s = 16 * F = 19.2\text{KHz}$ 。转速为 1500rpm。在图 10b 中,得到 2 个周期的 PWM 的放大图示,还指出  $f_a$  的抽样瞬间。如上所述,虽然调制频率较低,但是这里提出的数学滤波技术可以在每个周期  $T$  监视位置改变 16 次。由此,就感测位置而言,可以得到很好的分辨率。特别要注意的是,图 10a 所示的信号振幅是不同比例的,只用于定性参考。

[0141] 参考图 10,换向  $5 \rightarrow$  之后在相 A 中观测到电压峰值以及在换向  $2 \rightarrow 3$  之后没有电压,这构成该相去磁期间的特征。去磁是在该相中施加电流的过程完成之后,即在从位置  $x$  到下一个位置  $x+1$  的换向之后,所确定相中流通的电流的消除所需的时期。去磁会导致在电动机端子观测到的电压波形的畸变。为了防止畸变影响对位置的检测,在每次换向之后都有一定的延迟时期  $T_D$ ,其间电压  $F_N$  之间的换向尚未进行。与检测感应电压的零点的常规方法相比,本发明的方法的一个优点在于,在检测零点的方法中,去磁时期无法超过 30 电角度,因为在此情况中无法检测 30 度之后确切出现的零点。本发明的方法中,去磁可以超过 30 度,而完全不会导致感测方面的问题,就此目的而言,足以方便地调整延迟时期  $T_D$ 。

[0142] 特别要注意的是,滤波器  $R_C$  和平均值的数学计算过程都会导致结果的延迟。但是,即使此延迟很短且影响很小,都可以通过只调整参数  $H(r)$  来进行补偿。

[0143] 如果调制 PWM 是 100%,则电压  $V_{bus}$  将是连续性的,不必进行抽样;在此特定情况

中,可以只通过观测各相中电压,然后根据表 4 比较这些值来实现位置检测。在抽样小于 100%的情况中,抽样率应该足够高,以确保在电动机最大转速中得到良好的分辨率。在此转速下,电动机的电频率将由如下公式得出:

$$[0144] \quad (16) F_{\text{电}} = \frac{n \cdot p}{60} = \frac{4500.2}{60} = 150\text{Hz},$$

[0145] 其中:n = 电动机的转速(单位是 rpm);以及

[0146] p = 极对数。

[0147] 因为每个电周期具有 6 个不同位置,该电动机的每个位置的最小周期为:

$$[0148] \quad (17) T_{\text{POS MINIMUM}} = \frac{1}{6.150\text{Hz}} = 1.11\text{ms}$$

[0149] 因此,最大转速下保持好的分辨率要采用的值是每个位置 10 个样值。然后得到如下的抽样频率值:

$$[0150] \quad (18) F_s = \frac{10}{T_{\text{POS MINIMUM}}} = 9.09\text{kHz}$$

[0151] 显然,本发明的目的适用于结构类似于永磁电动机且具有任何极数和相数的电动机,只需使其符合特定应用即可。

[0152] 虽然已经描述了最佳实施例,但是应该理解,本发明的范围涵盖其它可能的变化,仅由所附权利要求的内容来限制,其中包括可能的等效物。

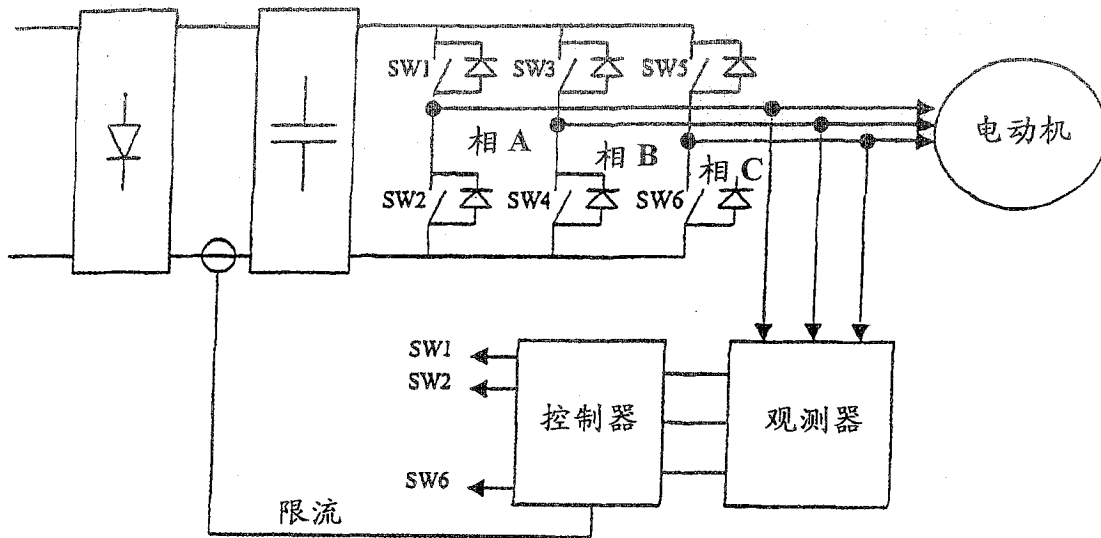


图 1a

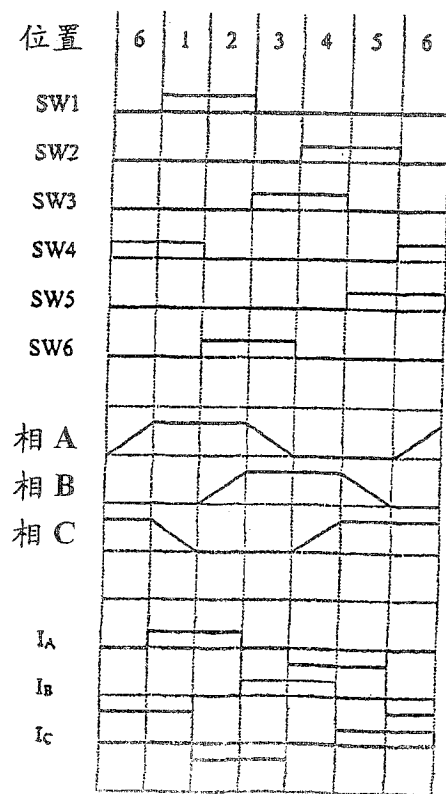


图 1b

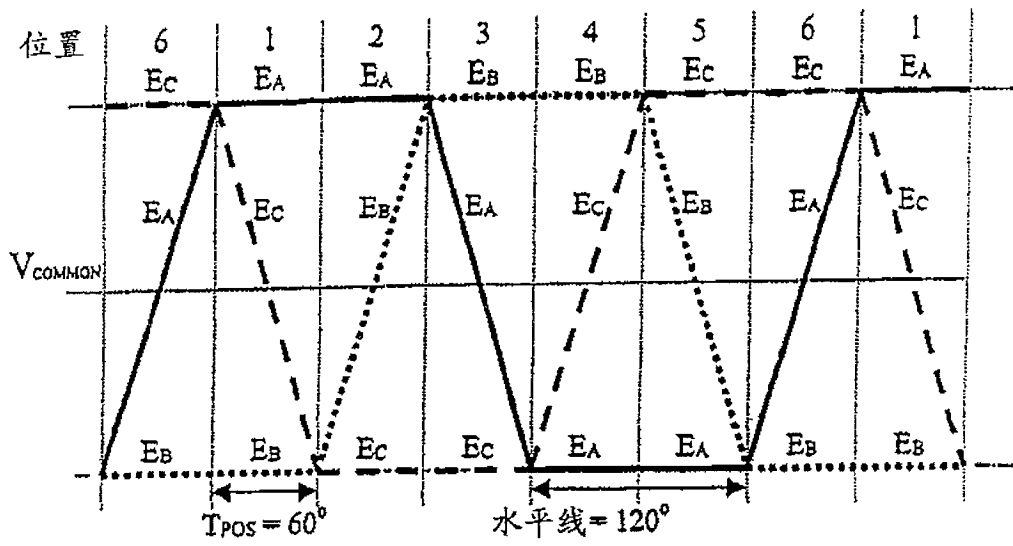


图 2

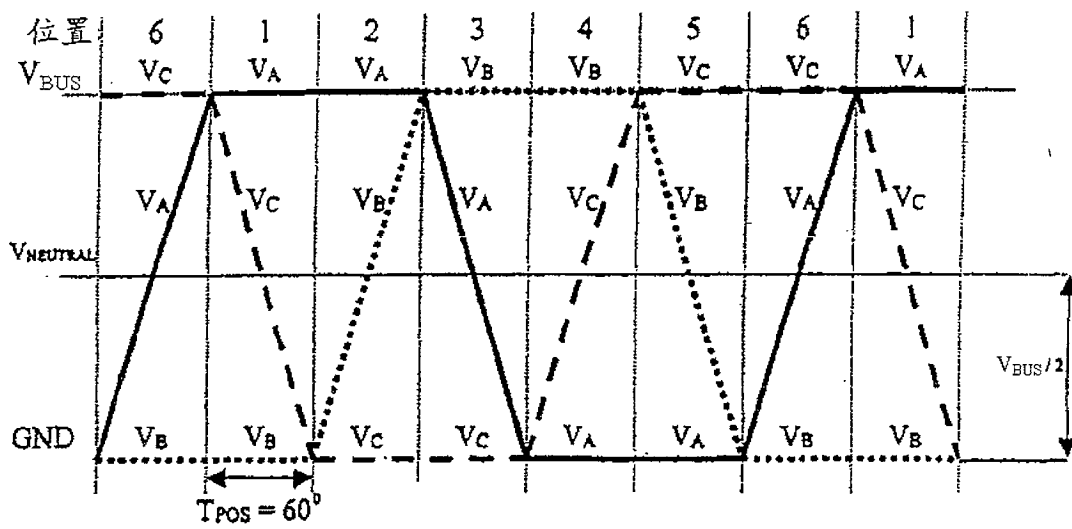


图 3

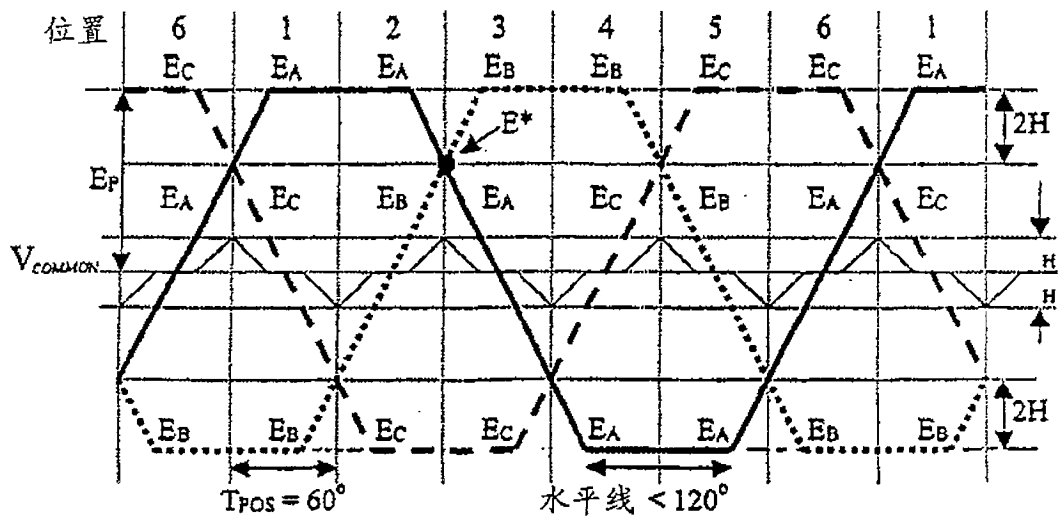


图 4

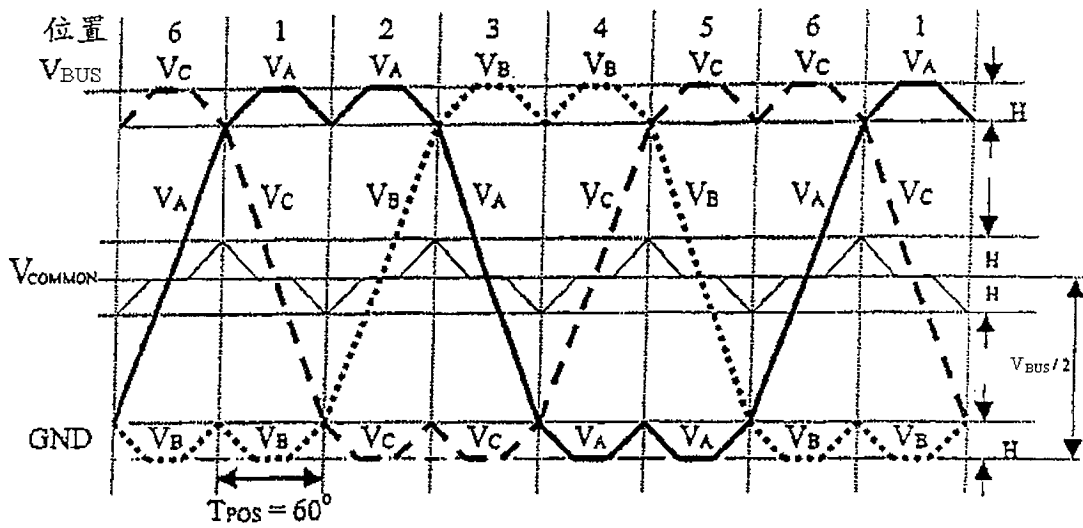


图 5

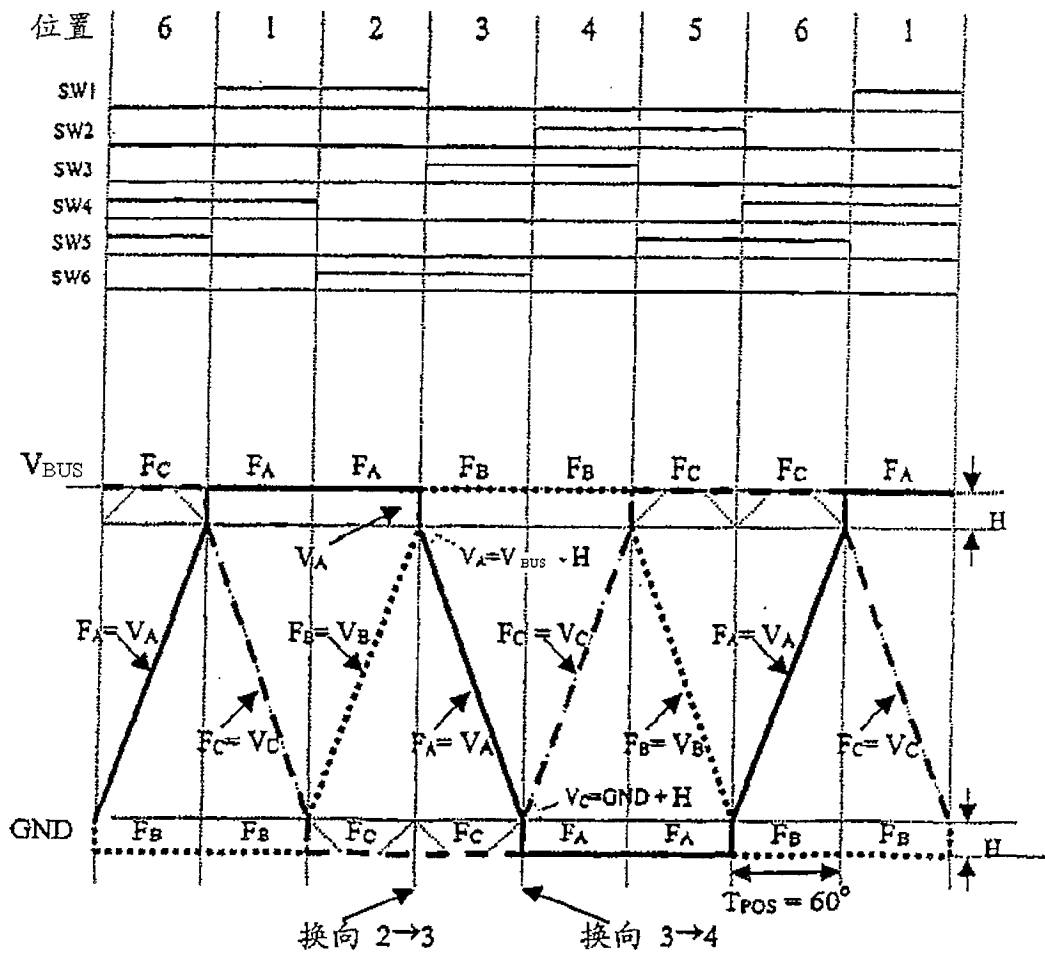


图 6

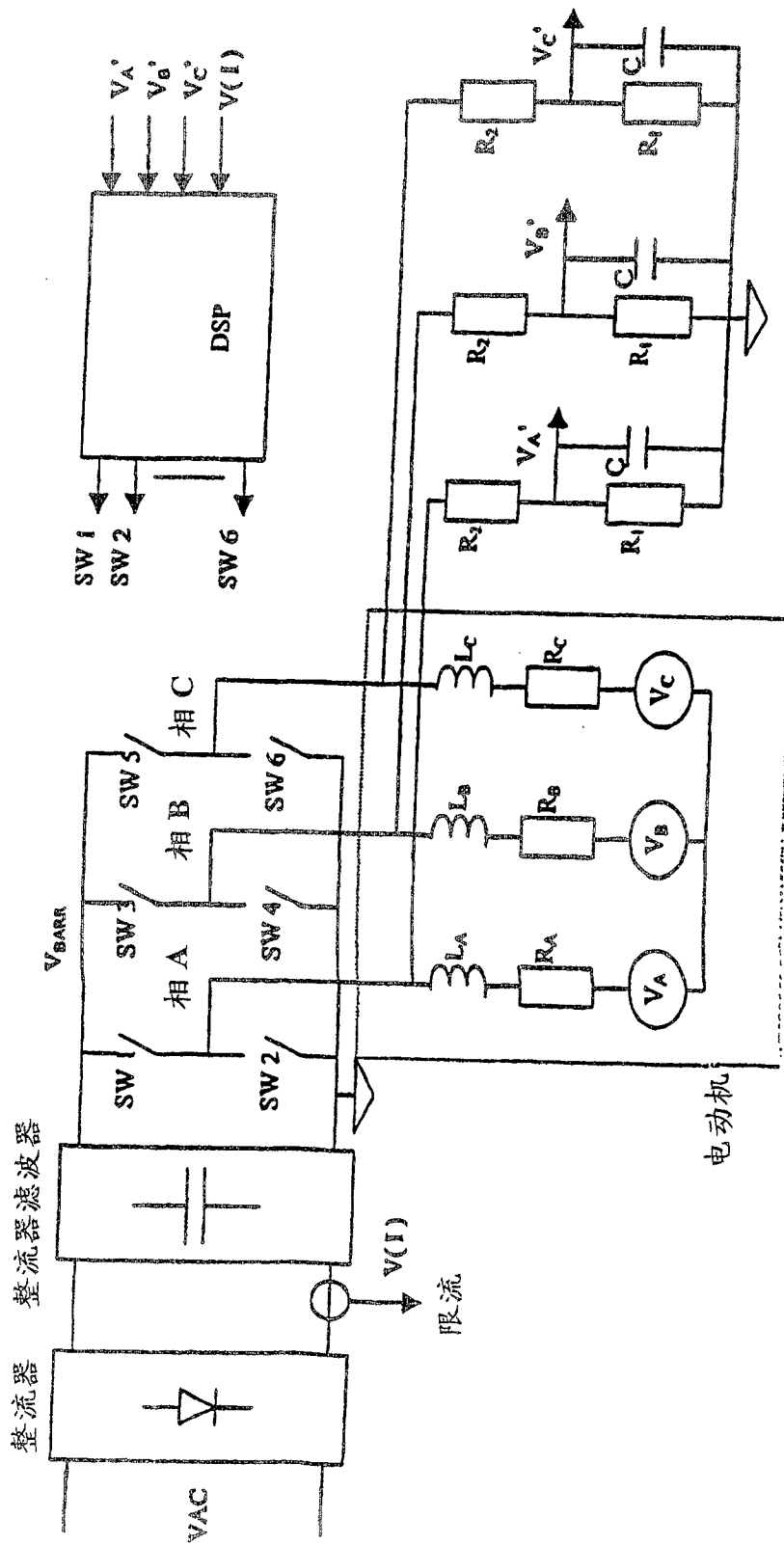


图 7

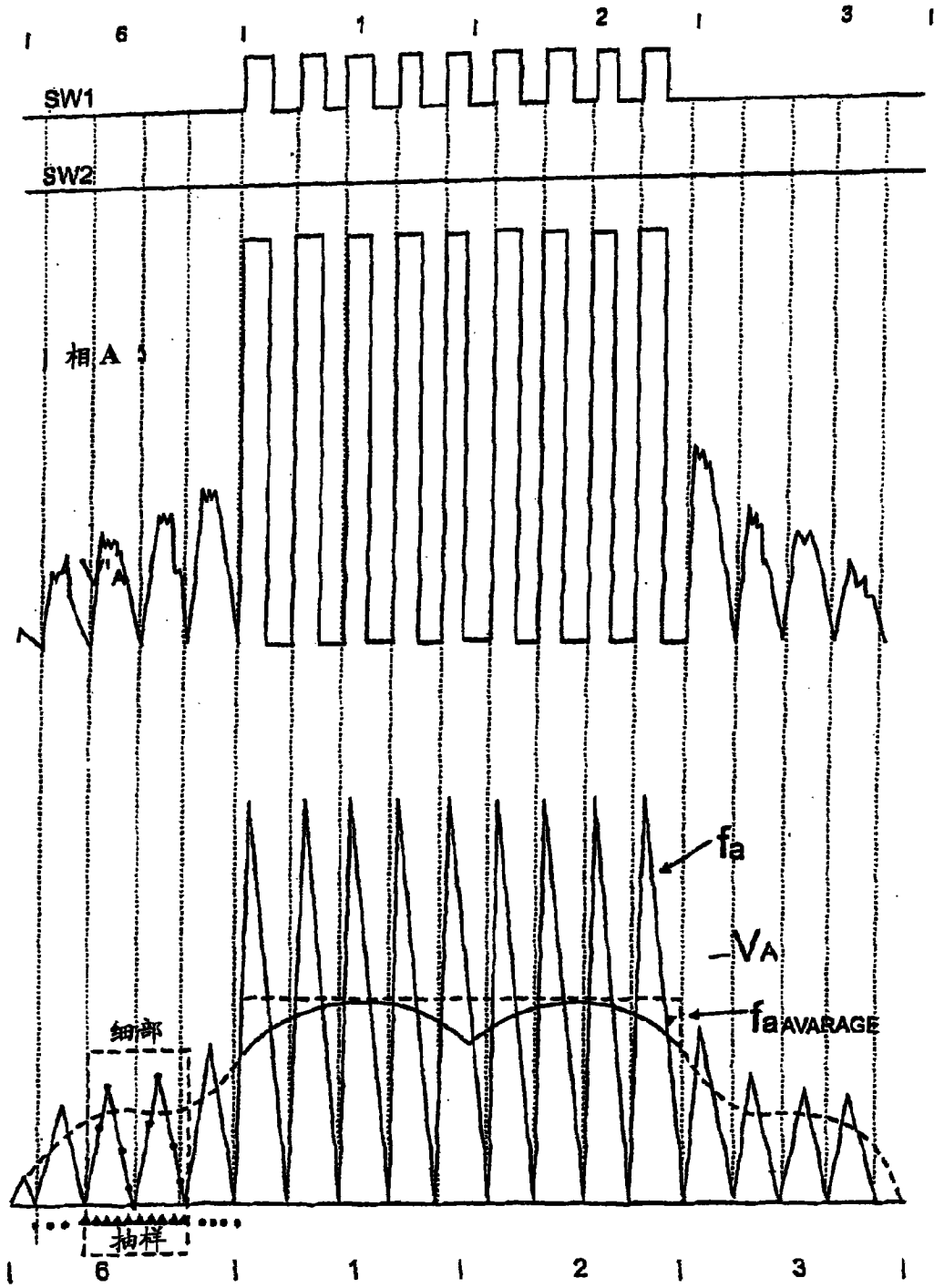


图 8

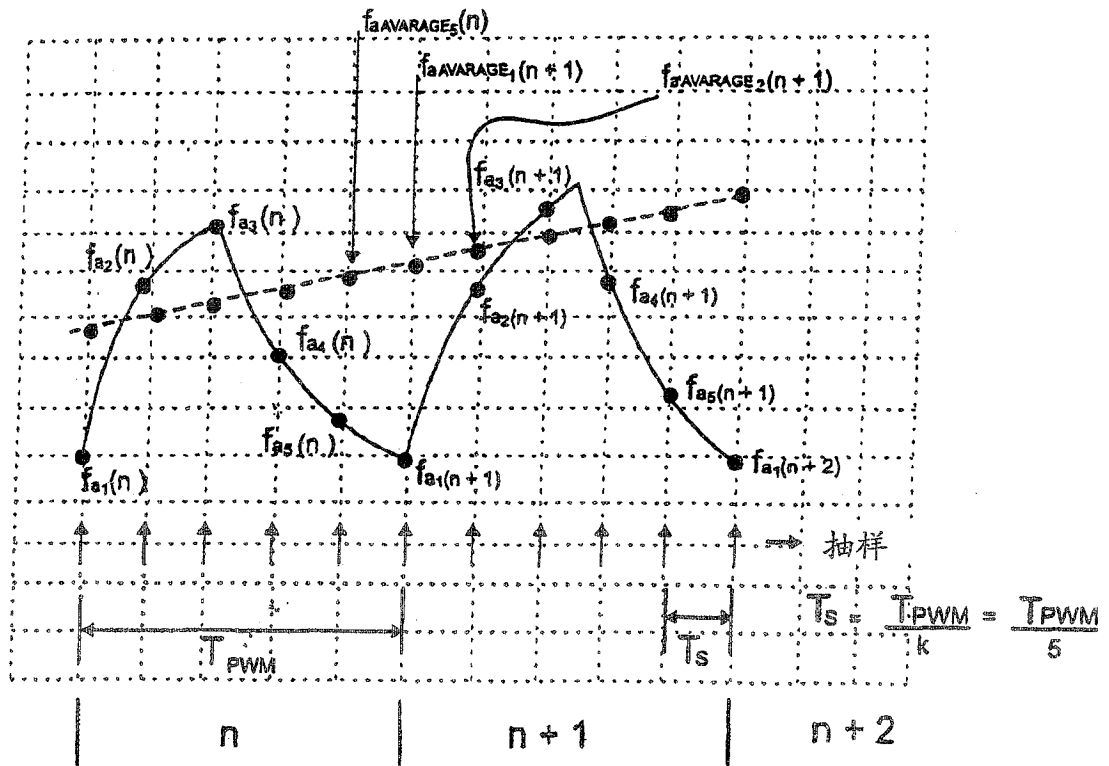


图 9

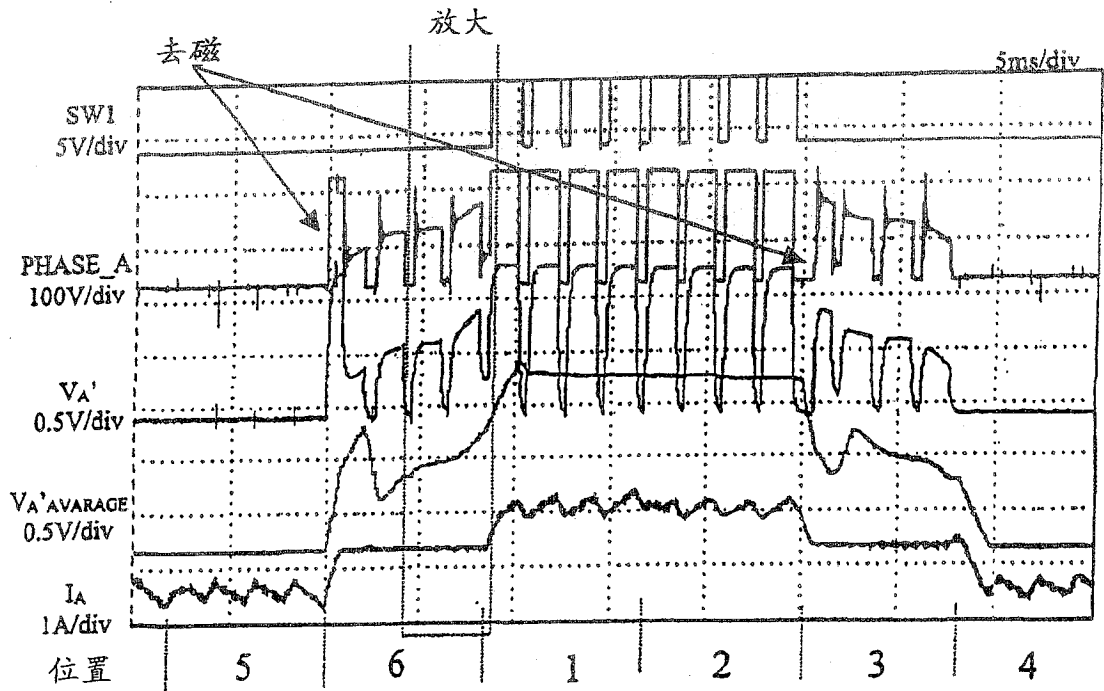


图 10a

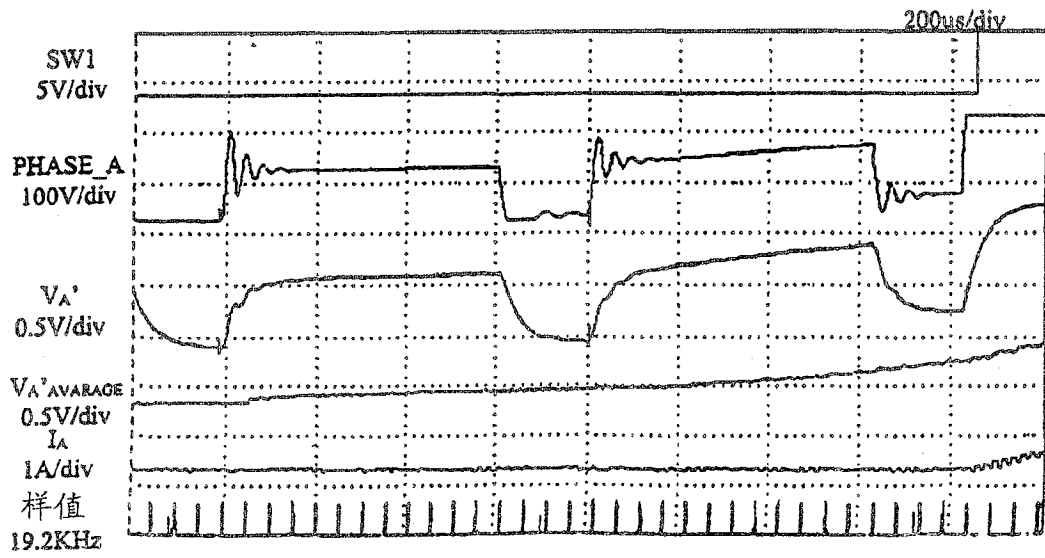


图 10b