



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102751921 B

(45) 授权公告日 2015.05.27

(21) 申请号 201210170679.X

CN 101777863 A, 2010.07.14,

(22) 申请日 2012.05.29

CN 101741297 A, 2010.06.16,

(73) 专利权人 太原理工大学

CN 102013870 A, 2011.04.13,

地址 030024 山西省太原市迎泽西大街 79 号理工大学

CN 101359889 A, 2009.02.04,

审查员 马永祥

(72) 发明人 曲兵妮 宋渊 贾会永 宋建成

(74) 专利代理机构 太原市科瑞达专利代理有限公司 14101

代理人 李富元

(51) Int. Cl.

H02P 6/00(2006.01)

H02P 6/20(2006.01)

(56) 对比文件

CN 101227161 A, 2008.07.23,

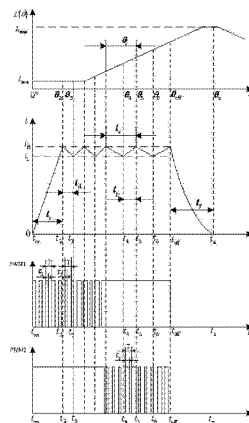
权利要求书1页 说明书5页 附图5页

(54) 发明名称

一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法

(57) 摘要

本发明涉及一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法。该开关磁阻电动机的步进角为 15°，转子极距角为 45°，每相绕组导通周期为转子凸极转过一个步进角的区间，相绕组的开通角固定在开关磁阻电动机定子凸极与转子凹槽中心对齐的位置即 0° 位置，关断角固定在从 0° 位置开始，转子按旋转方向转过一个步进角的位置；每相绕组采用两个开关进行控制，分别串联在开关磁阻电动机绕组线圈的上下两侧，每相绕组导通周期内，相绕组导通周期的电流上升区、相绕组导通周期斩波区的电流上升段、相绕组导通周期斩波区的电流下降段内的 PWM 信号均采用定频调宽控制方法，但是三者 PWM 信号的占空比不同；在相绕组导通周期外的电流下降区，上下两个开关管为关断状态。



1. 一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法, 该开关磁阻电动机的步进角为 15° , 转子极距角为 45° , 每相绕组导通周期为转子凸极转过一个步进角的区间, 相绕组的开通角固定在开关磁阻电动机定子凸极与转子凹槽中心对齐的位置即 0° 位置, 其特征在于: 关断角固定在从 0° 位置开始, 转子按旋转方向转过一个步进角的位置; 每相绕组采用两个开关进行控制, 分别串联在开关磁阻电动机绕组线圈的上下两侧, 每相绕组导通周期内, 相绕组导通周期的电流上升区、相绕组导通周期斩波区的电流上升段、相绕组导通周期斩波区的电流下降段内的 *PWM* 信号均采用定频调宽控制方法, 但是三者 *PWM* 信号的占空比不同; 在相绕组导通周期外的电流下降区, 上下两个开关管为关断状态。

2. 根据权利要求 1 所述的一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法, 其特征在于: 所述两个开关皆为可控制其开通与关断的全控型功率半导体器件。

3. 根据权利要求 1 所述的一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法, 其特征在于: 在所述相绕组导通周期的电流上升区, *PWM* 信号占空比大于所述斩波区电流下降段 *PWM* 信号占空比, 随着电机实际转速的增加, 所述相绕组导通周期的电流上升区、斩波区的电流上升段及斩波区的电流下降段占空比的大小也相应增加, 相绕组导通周期的电流上升区 *PWM* 信号占空比的设置值要保证绕组电流在转子凸极与定子凸极开始重合前的 $1^\circ \sim 2^\circ$ 位置达到斩波电流上限值; 在所述相绕组导通周期斩波区的电流上升段的 *PWM* 信号占空比大于所述相绕组导通周期电流上升区的 *PWM* 信号占空比, 且 *PWM* 信号占空比的设置值要保证绕组电流总体缓慢上升; 在所述相绕组导通周期斩波区的电流下降段, *PWM* 信号占空比的设置值要保证绕组电流总体缓慢下降; 在所述相绕组导通周期外的电流下降区, 相绕组两端施加反向电源电压, 使相绕组电流快速下降。

4. 根据权利要求 1 所述的一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法, 其特征在于: 在每相绕组导通周期内, 与该相绕组串联的上下两个开关管轮流导通和斩波, 在前 $\frac{1}{2}$ 导通周期, 由上开关管导通而下开关管斩波, 而后 $\frac{1}{2}$ 导通周期, 由上开关管斩波下开关管导通; 或者是在前 $\frac{1}{2}$ 导通周期, 由上开关管斩波而下开关管导通, 而后 $\frac{1}{2}$ 导通周期由上开关管导通而下开关管斩波。

一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电流控制方法,尤其涉及一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法。

背景技术

[0002] 开关磁阻电动机在起动及低速运行时常采用电流斩波控制方式。由于 CPU 每次发送 PWM 信号之前,都要依次对系统的故障信号、电机起停信号、电机正反转信号以及电机转子位置信号等进行采集和判断,根据电机的位置信号确定导通相,然后根据当前电机转速确定控制方式,执行相应的控制程序后给开关管发送 PWM 信号。当使用一般的微处理器作为主控 CPU 时,执行以上程序的时间会较长,也就是说 PWM 信号周期会较长。在相绕组开通初始,相绕组电感对转子位置角的变化率较小,且电机转速较低时旋转电动势也较小,在正向电源电压的作用下,相绕组电流会快速上升,在一个 PWM 信号周期内会迅速超出绕组电流斩波上限值。当 CPU 检测到绕组实际电流值大于斩波上限值后,将在下一周期关断开关管,使绕组电流下降。此时,若采用反压续流方式,在反向电源电压的作用下,绕组电流会迅速下降,并在一个 PWM 信号周期内会迅速降至绕组电流斩波下限值以下。基于以上原因,导致电流斩波控制方式下的电流变化幅度增大,波形严重不平滑,电磁噪声较大。因此,需要一种能使电流波形平滑、斩波电流在上下限值范围内的电流波形控制方法,从而降低电磁噪声。

发明内容

[0003] 本发明的目的是针对已有电流斩波控制方式的不足,在已有控制方式的基础上提出一种简单实用的使开关磁阻电动机绕组电流波形更平滑、电磁噪声更小的控制方法。

[0004] 本发明所采用的技术方案是:一种开关磁阻电动机绕组电流波形的控制方法,其特征在于:该开关磁阻电动机的步进角为 15° ,转子极距角为 45° ,每相绕组导通周期为转子凸极转过一个步进角的区间,相绕组的开通角固定在开关磁阻电动机定子凸极与转子凹槽中心对齐的位置即 0° 位置,关断角固定在从 0° 位置开始,转子按旋转方向转过一个步进角的位置;每相绕组采用两个开关进行控制,分别串联在开关磁阻电动机绕组线圈的上下两侧,每相绕组导通周期内,相绕组导通周期的电流上升区、相绕组导通周期斩波区的电流上升段、相绕组导通周期斩波区的电流下降段内的 PWM 信号均采用定频调宽控制方法,但是三者 PWM 信号的占空比不同;在相绕组导通周期外的电流下降区,上下两个开关管为关断状态。两个开关皆为可控制其开通与关断的全控型功率半导体器件。

[0005] 相绕组导通周期的电流上升区, PWM 信号占空比大于斩波区电流下降段 PWM 信号占空比,随着电机实际转速的增加,相绕组导通周期的电流上升区、斩波区的电流上升段及斩波区的电流下降段占空比的大小也相应增加,相绕组导通周期的电流上升区 PWM

信号占空比的设置值要保证绕组电流在转子凸极与定子凸极开始重合前的 $1^\circ \sim 2^\circ$ 位置达到斩波电流上限值;在相绕组导通周期斩波区的电流上升段的**PWM**信号占空比大于相绕组导通周期电流上升区的**PWM**信号占空比,且**PWM**信号占空比的设置值要保证绕组电流总体呈现上升趋势且上升速度较慢;在相绕组导通周期斩波区的电流下降段,**PWM**信号占空比的设置值要保证绕组电流总体呈现下降趋势且下降速度较慢;在相绕组导通周期外的电流下降区,相绕组两端施加反向电源电压,使相绕组电流快速下降。

[0006] 在每相绕组导通周期内,与该相绕组串联的上下两个开关管轮流导通和斩波,在前 $\frac{1}{2}$ 导通周期,由上开关管导通而下开关管斩波,而后 $\frac{1}{2}$ 导通周期,由上开关管斩波而下开关管导通;或者是在前 $\frac{1}{2}$ 导通周期,由上开关管斩波而下开关管导通,而后 $\frac{1}{2}$ 导通周期由上开关管导通而下开关管斩波。

[0007] 本发明有益效果是:(1)可以解决当**PWM**信号周期较长时,开关磁阻电动机在低速空载条件下因绕组电流超出给定斩波电流上限值较多或低于给定斩波电流下限值较多而导致不能稳速的问题;(2)可以明显改善开关磁阻电动机在电流斩波控制方式下绕组电流的波形,使电流实际平均斩波上限与下限之差减小,电流波形更加平滑,从而使电动机的电磁噪声更小。

附图说明

[0008] 图1为一相绕组电感曲线、电流波形、上开关管**PWM**信号、下开关管**PWM**信号的对应关系示意图

[0009] 图2为12/8极开关磁阻电动机A相绕组开始通电时刻的定转子相对位置示意图

[0010] 图3为12/8极开关磁阻电动机顺时针旋转时A相绕组停止通电时刻的定转子相对位置示意图

[0011] 图4为12/8极开关磁阻电动机逆时针旋转时A相绕组停止通电的时刻定转子相对位置示意图

[0012] 图5为12/8极开关磁阻电动机功率变换电路连接示意图

[0013] 图6为**PWM**信号发送之前控制方式选择流程图。

具体实施方式

[0014] 以定转子极数为12/8极的三相开关磁阻电动机为例,对本发明的实施方案详细说明:

[0015] 实现本控制方法所采用的**CPU**为数字信号处理器**DSP**,功率变换电路开关管采用全控型功率半导体器件**IGBT**。三相开关磁阻电动机的三相绕组包括A相、B相、C相。图1中共有四条曲线,其中, $L(\theta)$ 为A相绕组电感曲线, i 为对应的A相绕组电流波形,**PWM1**和**PWM2**分别为与A相绕组串联的上开关管和下开关管的**PWM**驱动信号曲线。如图1所示,在A相绕组 $L(\theta)$ 曲线最小电感区的 $\theta = 0^\circ$ 位置,即A相绕组定子凸极与转子凹槽中心

对齐位置开始通电,当转子转过一个步进角 15° 后,停止对该相绕组通电,此时转子位置为 $\theta = \theta_{\text{off}}$ 。图 2 所示的定转子相对位置为 A 相绕组开始通电时刻,若电机为顺时针旋转,则在如图 3 所示的定转子相对位置处停止对 A 相绕组通电;若电机为逆时针旋转,则在如图 4 所示的定转子相对位置处停止对 A 相绕组通电。

[0016] 图 1 中,当 $\theta = 0^\circ$ 时,A 相绕组的开关管开通,A 相绕组电流从零开始上升;当转子位置转到 $\theta = \theta_2$ 时,绕组电流达到电流斩波上限值 i_H ,开始斩波,即关断 A 相绕组中的一个开关管,绕组电流开始缓慢下降;当电机转子转到位置角 θ_3 时,电流下降到电流斩波下限值 i_L ,已关断的开关管重新导通,电流又开始上升。在 A 相绕组导通期间,其中一个开关管如此反复通断,另一个保持始终开通状态,使绕组电流在斩波下限值与斩波上限值之间波动,直到转子位置转到 $\theta = \theta_{\text{off}}$ 位置时,A 相绕组的两个开关管全部关断,绕组电流 i 一直下降至零。当转子转过一个极距角 45° 后,对 A 相绕组重复以上过程,如此周而复始。在 A 相绕组导通期间,当上、下两开关管均为开通状态时,则绕组两端所加的电压为正向电源电压;当上、下两开关管其中一个为开通状态,而另一个为关断状态时,则绕组两端所加的电压为零压;当上、下两开关管均为关断状态时,则绕组两端所加的电压为反向电源电压。图 1 中, $(0^\circ, \theta_2)$ 为电流上升区;对应的时间为 t_r ; $(\theta_2, \theta_{\text{off}})$ 为斩波区,其中包括若干个斩波周期 θ_c ,其对应的时间为 t_c ,而每个斩波周期又分为电流上升段和电流下降段, (θ_2, θ_3) 为电流下降段,对应的时间为 t_d ; (θ_4, θ_5) 为电流上升段,对应的时间为 t_u ; $(\theta_{\text{off}}, \theta_2)$ 为电流下降区,对应的时间为 t_f 。T 为固定的 PWM 信号的周期时间,在 $(0^\circ, \theta_2)$ 区间即电流上升区内,设置绕组上开关管 IGBT 的驱动信号 PWM1 的高电平时间为 τ_1 ,绕组下开关管 IGBT 的驱动信号 PWM2 的占空比为 100%;在斩波区的电流下降段即 t_d 时间内,当转子未转过 $\frac{1}{2}$ 导通周期时,设置绕组上开关管 IGBT 的驱动信号 PWM1 的高电平时间为 τ_2 ,绕组下开关管 IGBT 的驱动信号 PWM2 的占空比为 100%,当转子转过 $\frac{1}{2}$ 导通周期后,设置绕组上开关管 IGBT 的驱动信号 PWM1 的占空比为 100%,绕组下开关管 IGBT 的驱动信号 PWM2 的高电平时间为 τ_2 ;在斩波区的电流上升段即 t_u 时间内,当转子未转过 $\frac{1}{2}$ 导通周期时,设置绕组上开关管 IGBT 的驱动信号 PWM1 的高电平时间为 τ_3 ,绕组下开关管 IGBT 的驱动信号 PWM2 的占空比为 100%,当转子转过 $\frac{1}{2}$ 导通周期后,设置绕组上开关管 IGBT 的驱动信号 PWM1 的占空比为 100%,绕组下开关管 IGBT 的驱动信号 PWM2 的高电平时间为 τ_3 。其中, $\tau_3 > \tau_2 > \tau_1$,即在斩波区电流上升段的 PWM 信号占空比大于电流上升区的 PWM 信号占空比,在电流上升区的 PWM 信号占空比大于斩波区电流下降段的 PWM 信号占空比。

[0017] B相绕组和C相绕组的控制方法与A相绕组相同,但相位依次相差一个步进角的机械角度。

[0018] 如图5所示,通过控制该功率变换电路主开关管的通断,实现对电机绕组施加正向电源电压、零压和反向电源电压。功率变换电路中每相绕组采用两个两单元封装的IGBT模块,每个IGBT两端反并联有快恢复二极管。 C_1 至 C_2 为无感电容,用于吸收IGBT开通与关断时所产生的尖峰电压。以A相绕组为例,在实际使用时,每一个模块中只使用一个IGBT与一个二极管,例如可以只使用 T_1 和 T_4 作为上开关管和下开关管,使用 D_2 和 D_3 作为快恢复二极管,而在 T_2 与 T_3 的驱动端施加幅值不超过20V的负的直流电压,使 T_2 与 T_3 处于完全关断状态。这样当 T_1 与 T_4 同时开通时,绕组两端所施加的电压为正向电源电压 U_s ;当 T_1 开通, T_4 关断时,绕组通过 T_1 与二极管 D_3 续流,忽略 T_1 与 D_3 自身的压降,则绕组两端所施加的电压为0V;当 T_1 关断, T_4 开通时,绕组通过 T_4 与二极管 D_2 续流,忽略 T_4 与 D_2 自身的压降,则绕组两端所施加的电压也为0V;当 T_1 与 T_4 同时关断时,绕组通过二极管 D_2 与 D_3 续流,则绕组两端所施加的电压为反向电源电压 U_s 。也可以只使用 T_3 和 T_2 作为上开关管和下开关管,使用 D_1 和 D_4 作为快恢复二极管,而在 T_1 与 T_4 的驱动端施加幅值不超过20V的负的直流电压,使 T_1 与 T_4 处于完全关断状态。这样当 T_2 与 T_3 同时开通时,则绕组两端所施加的电压为正向电源电压 U_s ;当 T_2 开通, T_3 关断时,绕组通过 T_2 与二极管 D_4 续流,忽略 T_2 与 D_4 自身的压降,则绕组两端所施加的电压为0V;当 T_2 关断, T_3 开通时,绕组通过 T_3 与二极管 D_1 续流,忽略 T_3 与 D_1 自身的压降,则绕组两端所施加的电压也为0V;当 T_2 与 T_3 同时关断时,绕组通过二极管 D_1 与 D_4 续流,则绕组两端所施加的电压为反向电源电压 U_s 。

[0019] 如图6所示,在每次发送PWM信号之前,首先判断系统中是否有故障信号。若存在故障,则关断所有的IGBT,停止为电机绕组供电;若无故障,则判断电机起动按钮是否按下。若电机起动标志为停止状态,则关断所有的IGBT;若为起动状态,判断电机起动过程是否完成。若起动未完成,则转去执行电机起动机子程序;若起动已完成,则执行位置信号检测程序,确定出应通电相,同时,根据位置信号来判断电机是否堵转,若电机出现堵转,则关断所有的IGBT;若电机运行正常,则对电机的转速进行判断,当电机实际转速小于某一设定转速 N_1 时,则转去执行电流斩波控制方式子程序,当电机实际转速大于某一设定转速 N_2 时,则转去执行电压PWM控制方式或角度位置控制方式子程序,其中 $N_1 < N_2$ 且 $N_1 - N_2 > 100$ 。在电流斩波控制方式子程序中,首先根据给定转速与实际转速的速度偏差计算出绕组电流给定值,由电流给定值及所设定斩波限就可以得到斩波电流上、下限值,然后根据给定电流与绕组实际电流的差值确定出应发送的PWM信号的占空比所对应的数值,将此数值写入DSP中相应的控制寄存器,就实现了对IGBT通断的控制,从而实现电流

波形的控制。

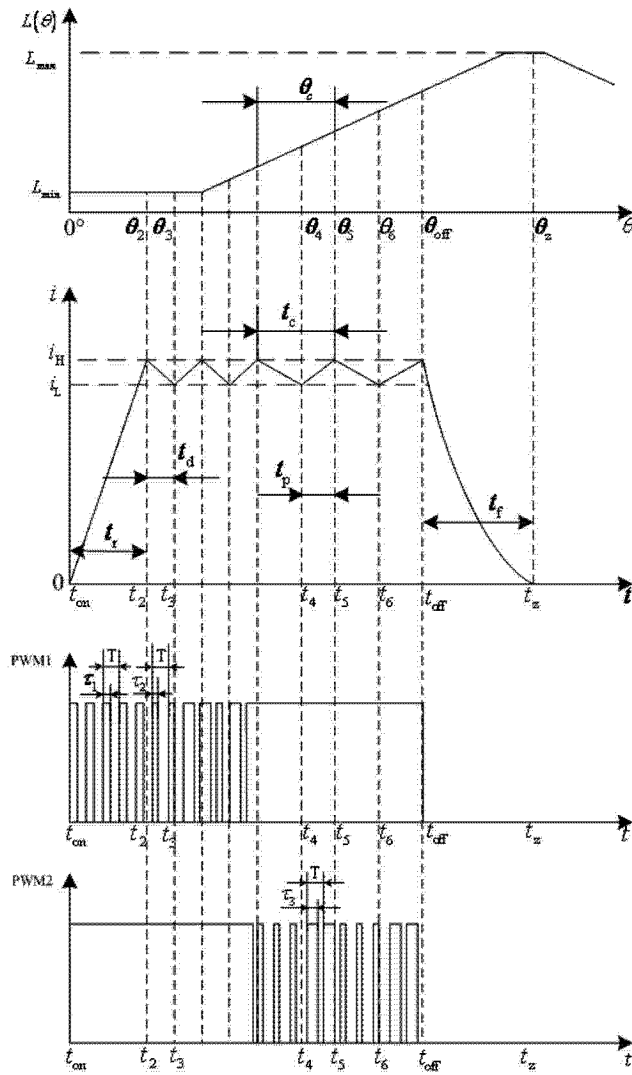


图 1

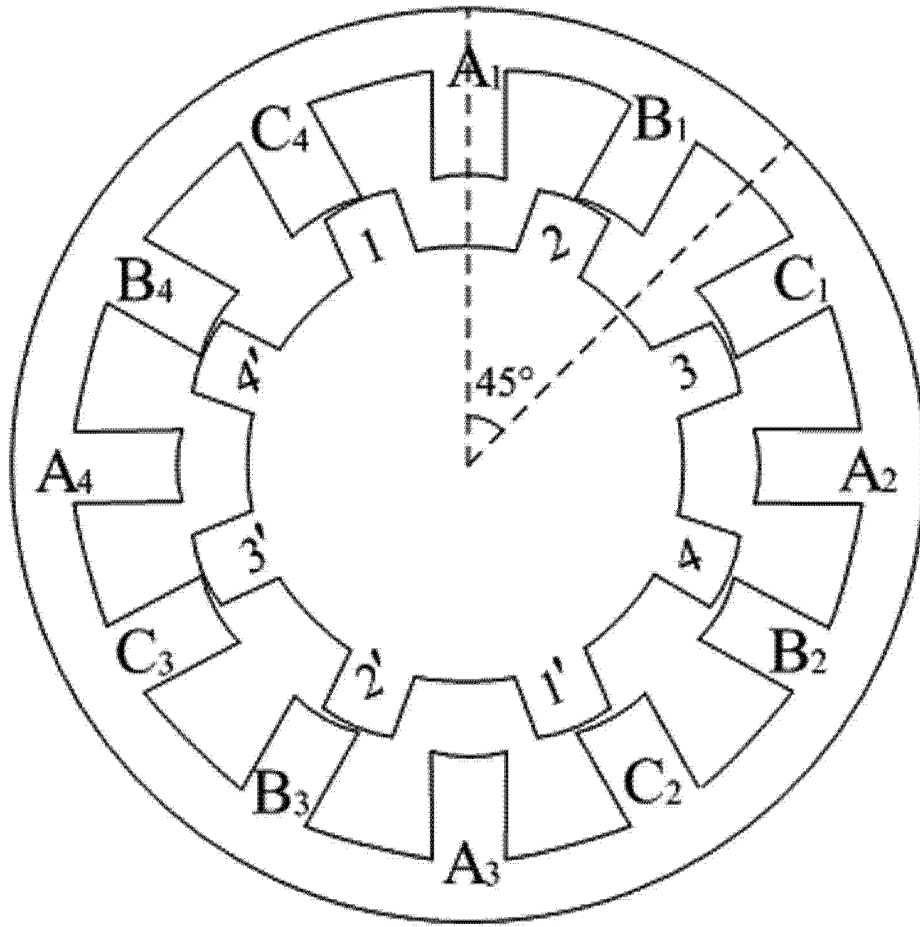


图 2

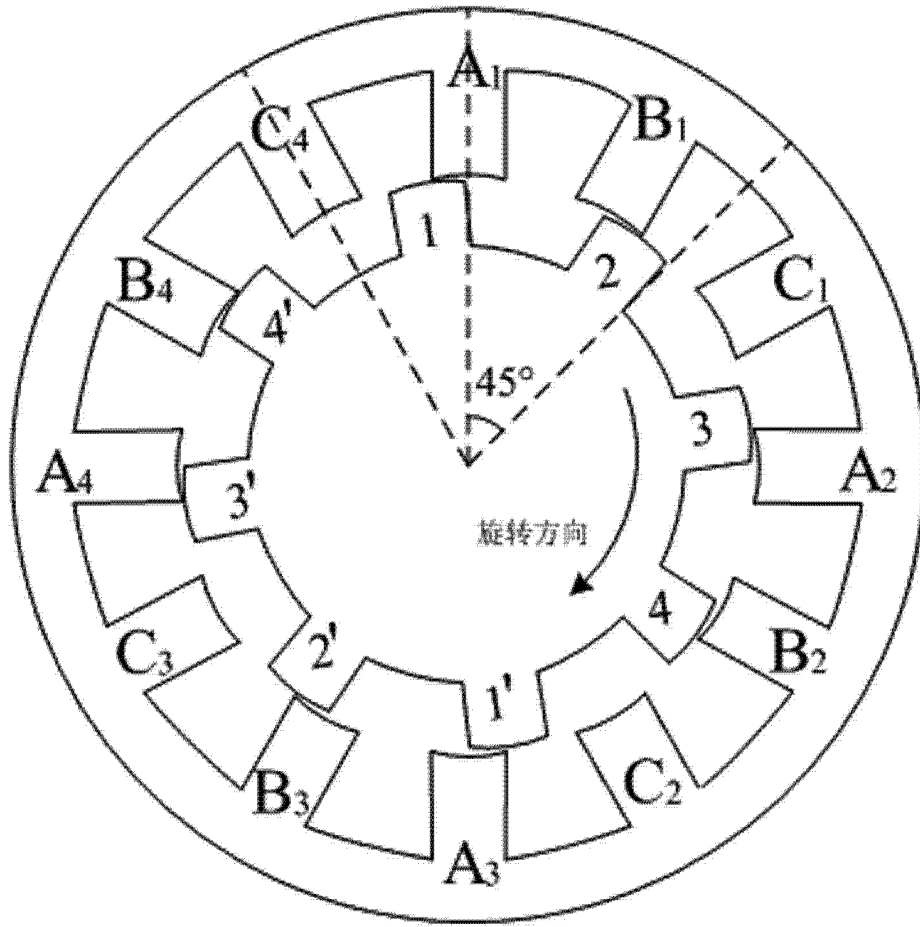


图 3

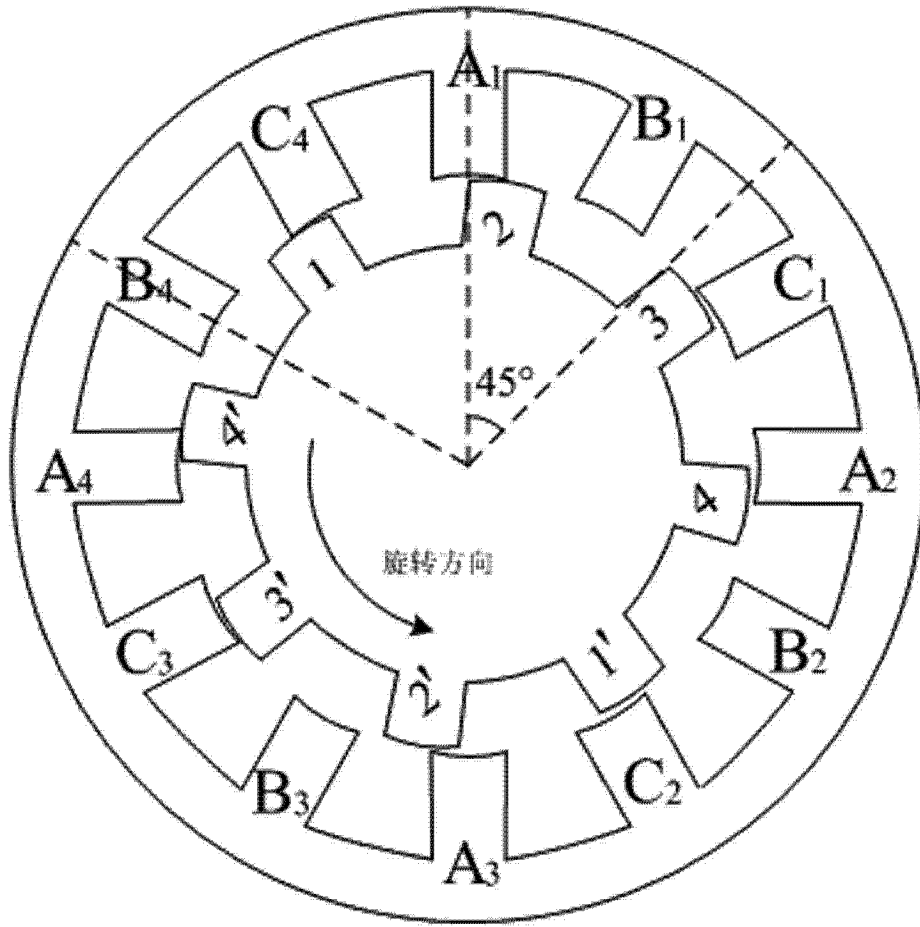


图 4

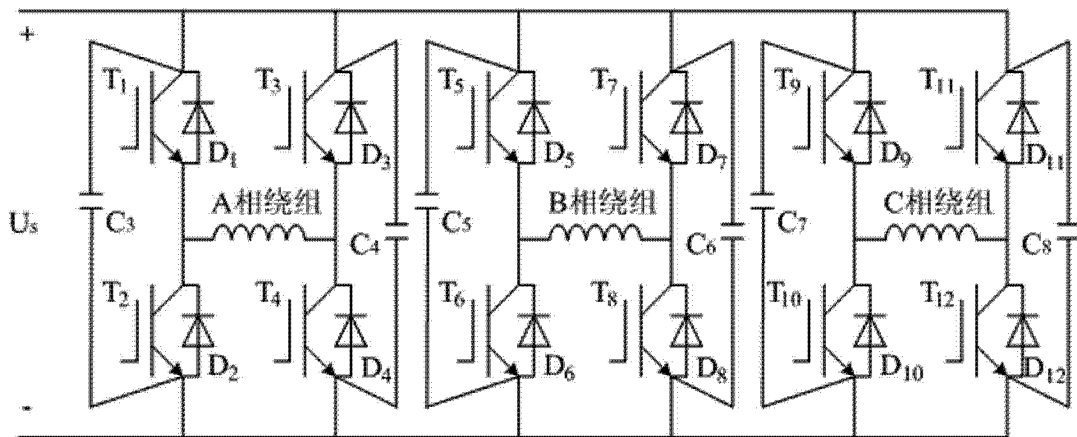


图 5

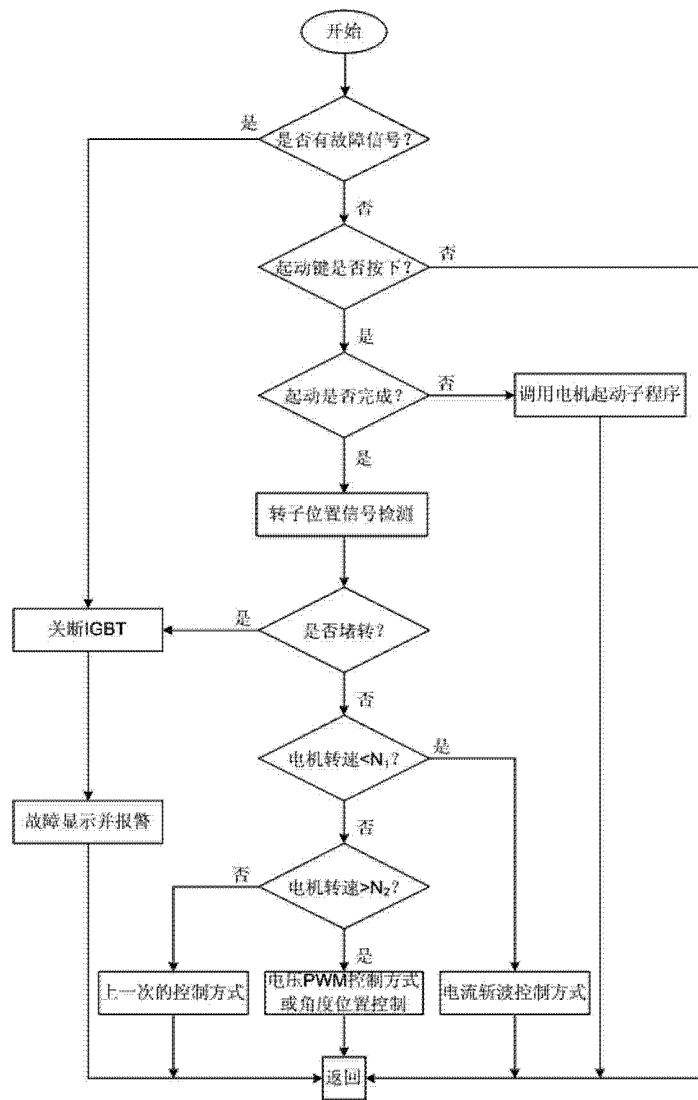


图 6