



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103262406 A

(43) 申请公布日 2013. 08. 21

(21) 申请号 201180058457. 2

(22) 申请日 2011. 09. 21

(30) 优先权数据

1016687. 4 2010. 10. 04 GB

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 06. 04

(86) PCT申请的申请数据

PCT/GB2011/051781 2011. 09. 21

(87) PCT申请的公布数据

W02012/046018 EN 2012. 04. 12

(71) 申请人 戴森技术有限公司

地址 英国威尔特郡

(72) 发明人 M. 利佛 陈宇 T. 塞里克

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 陈研

(51) Int. Cl.

H02P 6/00 (2006. 01)

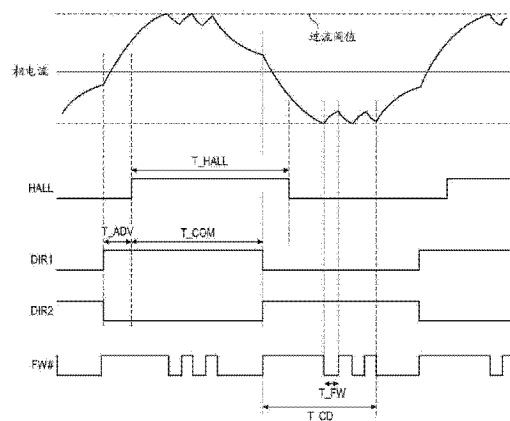
权利要求书2页 说明书9页 附图8页

(54) 发明名称

电机的控制

(57) 摘要

一种控制电机的方法,该方法包括通过电源电压激励电机的相绕组,并且当相绕组中的电流超过阈值时使相绕组续流。该阈值随后响应于电源电压和电机的速度中的至少一个的变化被调整。另外,提供了实施该方法的控制系统和包括该控制系统的电机。



1. 一种控制电机的方法,该方法包括:  
通过电源电压激励电机的相绕组;  
当相绕组中的电流超过一阈值时使相绕组续流;和  
响应于电源电压和电机的速度中的至少一个的变化而调整该阈值。
2. 根据权利要求1所述的方法,其中,该方法包括响应于电源电压的减少和电机速度的增加中的至少一个来增加该阈值。
3. 根据权利要求1或2所述的方法,其中,该方法包括使相绕组续流持续续流时段,以及在续流时段结束时激励相绕组,并且续流时段在每一个电半周期上是固定的。
4. 根据前述权利要求中的任一项所述的方法,其中,该方法包括针对每一个电半周期在开通角和关断角之间定义的时段上相继激励相绕组和使相绕组续流,和响应于电源电压和电机的速度中的至少一个的变化而调整开通角和关断角中的至少一个。
5. 根据前述权利要求中的任一项所述的方法,其中,该方法包括针对每一个电半周期在传导时段上相继激励相绕组和使相绕组续流,以及响应于电源电压和电机的速度中的至少一个的变化而调整传导时段的长度。
6. 根据前述权利要求中的任一项所述的方法,其中,该方法包括使相绕组续流持续续流时段,以及响应于电源电压和电机的速度中的至少一个的变化而调整续流时段。
7. 根据前述权利要求中的任一项所述的方法,其中该方法包括:  
产生具有占空比的脉冲信号;  
平滑化该脉冲信号以产生阈值电压;  
感测跨过电机的部件的电压;  
将感测到的电压与阈值电压比较;  
当感测到的电压超过阈值电压时使相绕组续流;和  
响应于电源电压和电机的速度中的至少一个的变化而调整占空比。
8. 根据权利要求7所述的方法,其中,该方法包括存储包括针对多个电压或速度中的每一个的占空比的查找表,从所述查找表选择对应于电源电压或电机的速度的占空比,以及使用所选择的占空比产生脉冲信号。
9. 一种用于电机的控制系统,该控制系统执行如前述权利要求中的任一项所述的方法。
10. 根据权利要求9所述的控制系统,其中,该控制系统包括:  
逆变器,联接至相绕组;  
电流传感器,用于感测相绕组中的电流;和  
控制器,用于产生一个或多个用于控制逆变器的控制信号,  
其中,逆变器响应于第一控制信号通过电源电压激励相绕组并响应于第二控制信号使绕组续流,并且控制器产生第一控制信号,并且接着当相绕组中的电流超过所述阈值时产生第二控制信号。
11. 根据权利要求10所述的控制系统,其中,电流传感器输出具有对相绕组中的电流敏感的电压的信号,控制系统包括阈值发生器,其产生具有取决于电源电压和电机速度中的至少一个的电压的信号,以及当由电流传感器输出的信号的电压超过由阈值发生器输出的信号的电压时,控制器产生第二控制信号。

12. 根据权利要求 11 所述的控制系统,其中,阈值发生器包括 PWM 模块和平滑滤波器,且 PWM 模块的占空比取决于电源电压和电机的速度中的至少一个。

13. 一种电动机系统,包括永磁体电动机和如权利要求 9 至 12 中的任一项所述的控制系统。

## 电机的控制

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电机的控制。

### 背景技术

[0002] 电机通常被控制相绕组的激励的控制系统驱动。控制系统可响应于电机速度的变化而调整激励的开通角和关断角,以便最大化输出功率或最小化扭矩波动。但是,几乎很少对电机的效率给予关注。

### 发明内容

[0003] 在第一方面,本发明提出一种控制电机的方法,该方法包括:通过电源电压激励电机的相绕组;感测相绕组中的电流;当相绕组中的电流超过一阈值时使相绕组续流;和响应于电源电压和电机的速度中的至少一个的变化而调整该阈值。

[0004] 通过采用随电源电压和/或电机速度变化的过流阈值,可改进电机的效率。特别地,过流阈值可被调整为使得相电流波形内的谐波被减少。此外,通过采用随电源电压和/或速度变化的过流阈值,可减少电机的起动力矩。这则减少置于电机的机械部件上的应力,且因此电机的寿命可被延长。

[0005] 该方法可包括响应于电源电压的减少和电机速度的增加中的至少一个来增加该阈值。在相绕组中电流上升的速率取决于电源电压等。通过响应于电源电压的降低来增加过流阈值,特定加速分布和/或功率分布可被保持,而不论电源电压的变化。通过响应于速度的增加而增加过流阈值,电机的扭矩可在起动期间逐渐增加。此外,对于永磁体电机,相绕组中感应的反电动势随速度增加。通过响应于速度的增加而增加过流阈值,特定功率分布可在不同转子速度范围上实现。

[0006] 相绕组可被续流持续一续流时段,在此之后,相绕组被再次激励。续流时段可在每一个电半周期上是固定的。这则简化了电机的控制。如需要,续流时段可在每一个电半周期的结束时被调整,例如,响应于电源电压或速度的变化。替换地,为了进一步简化控制,续流时段可在特定速度范围上是固定的,例如,在初始加速期间。

[0007] 该方法可包括针对每一个电半周期在开通角和关断角之间定义的时段上相继激励相绕组和使相绕组续流。该方法随后响应于电源电压和/或电机的速度的变化而调整开通角和关断角中的至少一个。通过调整过流阈值、开通角和/或关断角,特定功率分布可在不同电压和/或转子速度范围上实现。特别地,恒定的输入或输出功率可在电压和/或速度的范围上实现。此外,过流阈值、开通角和/或关断角可被调整为使得电机的效率在功率分布上被优化。

[0008] 该方法可包括针对每一个电半周期在传导时段上相继激励相绕组和使相绕组续流,以及响应于电源电压和/或电机的速度的变化而调整传导时段的长度。通过响应于电源电压和/或速度的变化来调整过流阈值和传导时段的长度,电机效率的改进可在电压和/或速度的范围上实现。通过另外调整相绕组换向所处于的点,效率的进一步改进可行。此

外,该方法可进一步包括使相绕组相对于转子位置信号的边沿换向,以及响应于电源电压和 / 或电机的速度的变化而调整每一个换向和转子位置信号的每一个边沿之间的时段。

[0009] 该方法可包括使相绕组续流持续时段,以及响应于电源电压和 / 或电机的速度的变化而调整续流时段。因而,可以实现电机的效率的进一步改进。

[0010] 该方法可以包括产生具有占空比的脉冲信号,平滑化该脉冲信号以产生阈值电压,感测跨过电机的部件的电压,将感测到的电压与阈值电压比较,当感测到的电压超过阈值电压时使相绕组续流,以及响应于电源电压和 / 或电机的速度的变化而调整占空比。这则呈现出产生过流阈值的相对较简单的方式,该过流阈值可响应于电源电压和 / 或速度的变化而被调整。特别地,过流阈值可在不需要数字-模拟转换器的情况下被产生。因而,相对较简单且因此廉价的电路和 / 或的微控制器可用于实施本方法。

[0011] 该方法可包括存储包括针对多个电压或速度中的每一个的查找表。该方法则包括从所述查找表选择对应于电源电压和 / 或电机的速度的占空比,以及使用所选择的占空比产生脉冲信号。查找表的使用简化了电机的控制。因此,可以使用相对较简单以及因此廉价的微控制器。

[0012] 在第二方面,本发明提供一种用于电机的控制系统,该控制系统执行如前述段落中任一描述的控制系统。

[0013] 该控制系统优选地包括:逆变器,联接至相绕组;电流传感器,用于感测相绕组中的电流;和控制器,用于产生一个或多个用于控制逆变器的控制信号。逆变器响应于来自控制器的第一控制信号通过电源电压激励相绕组并响应于来自控制器的第二控制信号使绕组续流。控制器则产生第一控制信号,并且接着当相绕组中的电流超过所述阈值时产生第二控制信号。

[0014] 电流传感器优选地输出具有对相绕组中的电流敏感的电压的信号,并且控制系统包括阈值发生器,其产生具有取决于电源电压和电机速度中的至少一个的电压的信号。当由电流传感器输出的信号的电压超过由阈值发生器输出的信号的电压时,控制器产生第二控制信号。更优选地,阈值发生器包括 PWM 模块和平滑滤波器,且 PWM 模块的占空比取决于电源电压和电机的速度中的至少一个。PWM 模块提供用于产生一具有电压的信号的期间,该电压可响应于电源电压和 / 或速度的变化而被调整(即,通过占空比)。

[0015] 在第三方面,本发明提供一种电动机系统,其包括永磁体电动机和根据前述段落中任一描述的控制系统。

#### 附图说明

[0016] 为了本发明可被更容易地理解,本发明的实施例现在将要参考附图通过实例而被描述,其中:

[0017] 图 1 是根据本发明的电动机系统的方框图;

[0018] 图 2 是电动机系统的示意图;

[0019] 图 3 是电动机系统的电动机的剖面图;

[0020] 图 4 详细示出逆变器响应于通过电动机系统的控制器发出的控制信号的被允许状态;

[0021] 图 5 示出电动机系统的电流限制器的示意图;

- [0022] 图 6 示出当在加速模式下操作时电动机系统的各波形；
- [0023] 图 7 示出当在稳态模式下操作时电动机系统的各波形；
- [0024] 图 8 示出当采用相对较高过流阈值时电动机系统的各波形；和
- [0025] 图 9 示出当采用相对较低过流阈值时电动机系统的各波形。

### 具体实施方式

- [0026] 图 1 至 3 的电动机系统 1 由 AC 电源 2 供电,并且包括无刷电动机 3 和控制系统 4。
- [0027] 电动机 3 包括四极永磁体转子 5,所述转子 5 相对于定子 6 旋转。定子 6 包括一对 c 形状芯部,所述芯部限定出四个定子极。导线绕芯部缠绕并联接在一起以形成单相绕组 7。
- [0028] 控制系统 4 包括整流器 8、DC 链滤波器 9、逆变器(inverter)10、门驱动器模块 11、电流传感器 12、转子位置传感器 13、和控制器 14。
- [0029] 整流器 8 包括具有四个二极管 D1-D4 的全波桥,其对 AC 电源 2 的输出进行整流以提供 DC 电压。
- [0030] DC 链接过滤器 9 包括电容器 C1,该电容器 C1 使由逆变器 10 的转换引起的相对较高频率的波动平滑化。如需要,DC 链接过滤器 9 可还以基础频率平滑化整流 DC 电压。
- [0031] 逆变器 10 包括具有四个功率开关 Q1-Q4 的全桥,其将 DC 链电压链接至相绕组 7。每一开关 Q1-Q4 包括续流二极管(freewheel diode),其保护开关不受在逆变器转换期间产生的电压尖峰损害。
- [0032] 门驱动器模块 11 响应于从控制器 14 接收的控制信号来驱动开关 Q1-Q4 的断开和闭合。
- [0033] 电流传感器 12 包括一对分流电阻器 R1、R2,每一个电阻器定位在逆变器 10 的下臂上。跨过每一个电阻器 R1、R2 的电压作为电流感测信号, I\_SENSE\_1 和 I\_SENSE\_2,被输出至控制器 14。当逆变器 10 被从右向左驱动时,第一电流感测信号, I\_SENSE\_1,提供相绕组 7 中的电流的测量值(如下更详述的)。当逆变器 10 被从左向右驱动时,第二电流感测信号, I\_SENSE\_2,提供相绕组 7 中的电流的测量值。在将电阻器 R1、R2 定位在逆变器 10 的下臂上时,相绕组 7 中的电流在续流期间继续被感测(再次地,如下更详述的)。
- [0034] 转子位置传感器 13 包括霍尔效应传感器,其输出逻辑上高或低的数字信号, HALL,取决于磁通通过传感器 13 的方向。通过将传感器 13 定位为邻近转子 5, HALL 信号提供转子 5 的角位置的测量值。更特别地, HALL 信号的每一个边沿指示转子 5 的极性的变化。当旋转时,永磁转子 5 在绕组 7 中的反电动势(back EMF)。因而, HALL 信号的每一个边沿还表示绕组 7 中的反电动势的极性的变化。
- [0035] 控制器 14 包括微型控制器,所述微型控制器具有处理器 15、存储装置 16、多个外围设备 17(例如,比较器、计时器等),多个输入/输出引脚 18。适当的候选是由 Microchip Technology Inc. 提供的 PIC16F690 微处理器。存储装置 16 储存用于由处理器 15 执行的软件指令。存储装置 16 还储存多个查找表,在电动机系统 1 的操作期间,所述查找表被处理器 15 索引。
- [0036] 控制器 14 负责控制电动机系统 1 的操作。响应于四个输入信号: I\_SENSE\_1、I\_SENSE\_2、HALL、和 DC\_SMOOTH,控制器 14 产生和输出三个控制信号: DIR1、DIR2、和 FW#。控

制信号被输出至门驱动器模块 11,其响应地驱动逆变器 10 的开关 Q1-Q4 的断开和闭合。

[0037] I\_SENSE\_1 和 I\_SENSE\_2 是由电流传感器 12 输出的信号,以及 HALL 是由转子位置传感器 13 输出的信号。DC\_SMOOTH 是 DC 链电压的平滑化测量值,通过分压器 R3、R4 和平滑电容器 C2 获得。

[0038] DIR1 和 DIR2 控制电流通过逆变器 10 且因此通过相绕组 7 的方向。当 DIR1 被拉引为逻辑上高而 DIR2 被拉引为逻辑上低时,门驱动器模块 11 闭合开关 Q1 和 Q4,并断开开关 Q2 和 Q3,因此致使电流被驱动从左至右通过相绕组 7。相反地,当 DIR2 被拉引为逻辑上高而 DIR1 被拉引为逻辑上低时,门驱动器模块 11 闭合开关 Q2 和 Q3,并断开开关 Q1 和 Q4,因此致使电流被驱动从右至左通过相绕组 7。相绕组 7 中的电流因此通过反转 DIR1 和 DIR2 而被变换方向。如果 DIR1 和 DIR2 两者均被拉引为逻辑上低,门驱动模块 11 断开所有开关 Q1-Q4。

[0039] FW# 用于将相绕组 7 与 DC 链电压断开连接,并允许相绕组 7 中的电流绕逆变器 10 的低压侧环路续流。相应地,响应于被拉引为逻辑上低的 FW# 信号,门驱动器模块 11 致使高压侧开关 Q1、Q2 两者断开。电流随后绕逆变器 10 的低压侧环路沿由 DIR1 和 DIR2 限定的方向续流。

[0040] 图 4 总结了开关 Q1-Q4 响应于控制器 14 的控制信号的被允许状态。下文中,术语“设定”和“清除”将用于分别指示已经被拉引为逻辑上高或低的信号。

[0041] 控制器 14 包括多个外围设备 17,所述外围设备配置为电流限制器 20。电流限制器 20 负责监视相绕组 7 中的电流且在该电流超过阈值的情形下产生过流信号。

[0042] 如在图 5 中所示,电流限制器 20 包括 PWM 模块 21、平滑滤波器 22、多路转接器 23 和比较器 24。PWM 模块 21、多路转接器 23 和比较器 24 形成控制器 14 的外围设备 17 的一部分。另一方面,平滑滤波器 22 定位在控制器 14 的外部。

[0043] PWM 模块 21 和平滑滤波器 22 可共同视作阈值发生器 25,其产生具有特定电压的阈值信号。PWM 模块 21 产生脉冲电压信号,该脉冲电压信号由控制器 14 输出。平滑滤波器 22 使脉冲电压信号平滑化,以产生阈值信号,该阈值信号随后被输入控制器 14。PWM 模块 21 采用由处理器 15 设定的恒定周期和可变占空比。相应地,阈值信号的电压取决于由处理器 15 设定的占空比。

[0044] 多路转接器 23 具有两个输入部,用于选择两个电流感测信号 I\_SENSE\_1 和 I\_SENSE\_2 中的一个。由多路转接器 23 进行的该选择由处理器 15 响应于电流通过相绕组 7 中的方向而被控制。因此,当 DIR1 被设定时,多路转接器 23 选择 I\_SENSE\_1,当 DIR2 被设定时,多路转接器 23 选择 I\_SENSE\_2。多路转接器 23 的输出被递送至比较器 24。

[0045] 比较器 24 将电流感测信号 I\_SENSE\_1 或 I\_SENSE\_2 的电压与阈值信号的电压进行比较。当电流感测信号的电压超过阈值信号的电压时,比较器 24 输出被拉引为逻辑上低的过流信号。否则,比较器 24 输出被拉引为逻辑上高的过流信号。

[0046] 因此当电流感测信号的电压超过阈值信号的电压时,电流限制器 20 切换过流信号。由于电流感测信号的电压与相绕组 7 中的电流直接成比例,当相绕组 7 中的电流超过过流阈值时,电流限制器 20 切换过流信号。过流阈值由 PWM 模块 21 的占空比定义,其由控制器 14 的处理器 15 设定。如下所述,控制器 14 因此能够根据电源 2 的电压和 / 或电动机 3 的速度采用不同过流阈值。

[0047] 控制器 14 根据转子 5 的速度而在两个模式中的一个下操作。在预定速度阈值以下的速度下,控制器 14 以加速模式操作。在速度阈值或以上的速度下,控制器 14 以稳态模式操作。转子 5 的速度从 HALL 信号的两个相继边沿之间的时段  $T_{HALL}$  确定。该间隔在下文中将称为霍尔时段。

[0048] 加速模式

[0049] 在速度阈值以下的速度下,控制器 14 使相绕组 7 换向与 HALL 信号的边沿同步。每一个 HALL 信号边沿表示绕组 7 中的反电动势的极性的变化。因此,控制器 14 使相绕组 7 换向与反电动势的过零同步。

[0050] 换向包含反转 DIR1 和 DIR2(即,清除 DIR1 和设定 DIR2,或清除 DIR2 和设定 DIR1),以便反转电流通过相绕组 7 的方向。相绕组 7 可以在换向点处续流。因而,除了反转 DIR1 和 DIR2,控制器 14 设定 FW#,以便确保逆变器 10 返回到驱动条件。

[0051] 当相绕组 7 中的电流到达过流阈值时,电流限制器 20 清除过流信号。响应于过流信号的变化,控制器 14 通过清除 FW# 使相绕组 7 续流。续流持续一续流时段  $T_{FW}$ ,在该续流时段期间,期望相绕组 7 中的电流衰减到过流阈值以下的水平。如果相绕组 7 中的电流继续超过过流阈值(即,如果过流信号继续被清除),控制器 14 再次使相绕组 7 续流持续续流时段  $T_{FW}$ 。在另一方面,如果相绕组 7 中的电流已掉落在过流阈值之下(即,过流信号被设定),控制器 14 通过设定 FW# 而激励相绕组 7。因而,控制器 14 依次激励和使得相绕组 7 续流。

[0052] 图 6 示出当在加速模式下操作时在几个霍尔时段上 HALL 信号、控制信号、和相电流的波形。

[0053] 控制器 14 可以采用固定的续流时段  $T_{FW}$ 。但是,对于固定的续流时段,对应的电角随着转子速度增加。因而,电流且因此电力被驱动进入相绕组 7 中所在的剩余电角减少。此外,随着转子速度增加,相绕组 7 中感应的反电动势增加。因此,相电流在续流期间以更快的速率衰减。因而,不是采用固定的续流时段,而是,控制器 14 采用随转子速度变化的续流时段。更特别地,控制器 14 采用随着增加转子速度而减少的续流时段。此外,由于下述原因,控制器 14 采用随电源 2 的电压变化的续流时段。控制器 14 因此包括续流查找表,所述查找表储存对于多个电源电压和转子速度中的每一个的续流时段  $T_{FW}$ 。控制器 14 则通过使用电源 2 的当前电压(如从 DC\_SMOOTH 确定的)和转子 5 的当前速度(如从  $T_{HALL}$  确定的)来索引续流查找表而周期性地更新续流时段。

[0054] 电流限制器 20 采用的过流阈值不固定,而是随电源 2 的电压和转子 5 的速度的变化而改变。这通过响应于 DC\_SMOOTH 和  $T_{HALL}$  的变化而改变 PWM 模块 21 的占空比来实现。控制器 14 因此包括占空比查找表,所述查找表储存对于多个电源电压和转子速度中的每一个的占空比。控制器 14 则通过使用电源 2 的当前电压(如从 DC\_SMOOTH 确定的)和当前转子速度(如从  $T_{HALL}$  确定的)来索引占空比查找表而周期性地更新 PWM 模块 21 的占空比。

[0055] 在初始起动和加速期间电动机的起动扭矩可以比负载要求的扭矩大许多数量级。因此,净加速扭矩将可观的应力置于电动机的机械部件上。控制器 14 因此采用随转子速度增加的过流阈值。因此,起动扭矩以及因此净加速扭矩被减少。这于是减少置于电动机 3 的机械部件上的应力,且因此电动机 3 的寿命可被延长。



[0056] 在相绕组 7 中电流上升的速率此外还取决于电源 2 的电压。因而,如果使用相同的过流阈值而不考虑电源电压,则电动机系统 1 的输入和输出功率可随电源电压不同。这继而可不利地影响电动机系统 1 的加速。因而,控制器 14 采用随降低电源电压而增加的过流阈值。因此,可实现相同或相似的加速分布而不论电源 2 的电压。

[0057] 由于功率开关 Q1-Q4 必须承载的电流的大小,以及相对较高的开关频率,功率开关 Q1-Q4 在操作期间可变得非常热。为了防止热损坏,电动机 2 可包括安装至转子 5 的风扇或叶轮,用于将冷却空气抽吸通过电动机系统 1,以便冷却功率开关 Q1-Q4。这于是使得功率开关 Q1-Q4 能够承载比其他可能可行情况更高的电流。在初始起动和加速期间,转子速度相对较低且因此非常少的冷气空气被抽吸通过的电动机系统 1。通过采用随转子速度增加的过流阈值,功率开关 Q1-Q4 承载的电流在低转子速度下被保持得相对较低。这于是防止功率开关 Q1-Q4 在几乎没有冷气空气时过热。

[0058] 稳态模式

[0059] 在速度阈值或在速度阈值以上的速度下,控制器 14 在每一个 HALL 边沿之前且因此在反电动势的过零之前使相绕组 7 换向。再次,换向涉及反转 DIR1 和 DIR2 以及设定 FW#。

[0060] 控制器 14 在每一个 HALL 边沿之前以提前时段 T\_ADV 使相绕组 7 换向。为了在特定 HALL 边沿之前使相绕组 7 换向,控制器 14 响应于前 HALL 边沿而动作。响应于前 HALL 边沿,控制器 14 从霍尔时段 T\_HALL 减去提前时段 T\_ADV,以便获得换向时段 T\_COM:

[0061]  $T_{COM} = T_{HALL} - T_{ADV}$

[0062] 控制器 14 随后在前 HALL 边沿之后的时间 T\_COM 时使相绕组 7 换向。因此,控制器 14 在后续 HALL 边沿之前使相绕组 7 换向。

[0063] 如在加速换模式下,每当相绕组 7 中的电流超过过流阈值时,控制器 14 使相绕组 7 续流。续流持续一续流时段 T\_FW,在该续流时段期间,期望相绕组 7 中的电流衰减到过流阈值以下的水平。如果相绕组 7 中的电流继续超过过流阈值,控制器 14 再次使相绕组 7 续流。否则,控制器 14 激励相绕组 7。因而,如在加速模式下,控制器 14 依次激励和使得相绕组 7 续流。

[0064] 当在加速模式下操作时,控制器 14 在每一个电半周期的全部长度上相继激励相绕组 7 和使相绕组 7 续流。相反地,当在稳态模式下操作时,控制器 14 在传导时段 T\_CD 上相继地激励相绕组 7 和使相绕组 7 续流,该传导时段通常仅跨过每一个电半周期的一部分。在传导时段结束时,控制器 14 通过清除 FW# 使绕组续流。续流随后无限期地继续,直到控制器 14 使电动机 3 换向的时候。

[0065] 图 7 示出当在稳态模式下操作时在几个霍尔时段上 HALL 信号、控制信号、和相电流的波形。

[0066] 控制器 14 响应于电源 2 的电压和转子 5 的速度中的改变来调整提前时段 T\_ADV、传导时段 T\_CD、续流时段 T\_FW 和过流阈值(即,PWM 模块的占空比)。因此,除了续流和占空比查找表,控制器 14 存储提前查找表和传导查找表。提前查找表存储针对多个转子速度和电源电压中的每一个的提前时段 T\_ADV。同样地,传导查找表存储针对多个转子速度和电源电压中的每一个的传导时段 T\_CD。

[0067] 控制器 14 响应于电源 2 的电压(如从 DC\_SMOOTH 确定的)和转子速度(如从 T\_HALL 确定的)的变化来更新提前时段、传导时段、续流时段和占空比。例如,控制器 14 可响应于

每一个或全部第  $n$  个 HALL 边沿而更新各控制参数。替换地,控制器 14 可在固定时间段之后或响应于电源 2 的电压的过零而更新控制参数。

[0068] 查找表存储在每一个电压和速度点处实现特定输入和输出功率的值。此外,所述值可以被选择为使得电动机系统 1 在每一个电压和速度点处的效率被优化用于特定的输入或输出功率。也就是说,用于提前时段、传导时段、续流时段和占空比的各组值可导致相同的期望输入或输出功率。但是,从这些各组值中,单个组被选择为提供最优的效率。

[0069] 当相电流的波形具有与反电动势的波形相同的形状和相位时,电动机系统的效率处于最大值。这是因为相电流波形中的谐波对于较少有用的输出功率产生功率损失。通过采用随电源电压和转子速度变化的过流阈值,可实现具有减少的谐波的相电流波形,如现在将说明的。

[0070] 让我们假设电动机系统 1 采用固定的过流阈值。此外,让我们假设过流阈值被设定为相对较高且仅旨在防止过大电流损坏控制系统 4 的电部件。当在相对较低速度下操作时,相绕组 7 中感应的反电动势相对较小。因此,在激励时,电流在相绕组 7 中上升相对较快。由于电流上升相对较快以及过流阈值相对较高,控制器 14 仅需要采用短的传导时段,以便实现特定输入或输出功率。图 8 示出在几个霍尔时段上的反电动势相电流的波形。可以看到,相电流的波形具有相对较高的谐波含量。

[0071] 现在让我们假设电动机系统 1 采用较低的过流阈值。电动机系统 1 在同一相对较低速度下操作,且因此电流再次相对较快速地升高。但是,由于过流阈值现在较低,控制器 14 必须采用较长传导时段,以便实现相同的输入或输出功率。图 9 示出在几个霍尔时段上的反电动势和相电流的波形。与图 8 中所示的波形相比较,相电流的波形更接近地类似于反电动势的波形。相电流因此具有较小的谐波含量,且因此电动机系统 1 的效率被提高。此外,由于相电流被限制在较低阈值处,减少了铜损失,由此进一步增加效率。

[0072] 过流阈值、传导时段、提前时段和续流时段均影响相电流波形的形状。导致相电流波形内的最小谐波的特值将取决于相电流在激励期间上升和在续流期间衰落的速率等等。相电流上升的速率主要取决于相绕组 7 的感应系数、电源 2 的电压和相绕组 7 中的反电动势,其继而取决于转子 5 的速度。为了该原因,控制器 14 响应于电源电压和转子速度两者的变化而调整过流阈值、传导时段和提前时段。相绕组 7 中的电流在续流期间衰减的速率主要取决于感应系数和反电动势。因而,衰减的速率取决于转子速度而不是电源电压。然而,电源 2 的电压可影响导致最优效率的续流时段。例如,如果电源 2 的电压下降,相电流将在激励期间以较慢速率上升。为了补偿这种情况,可以采用较短的续流时段,使得续流期间的相电流衰减减少。相反地,如果电源 2 的电压增加,可以采用较长的续流时段,以便减少在传导时段上逆变器开关的频率。因此,可以减少开关损失。因而,控制器 14 还响应于电源电压和转子速度的变化来调整续流时段。

[0073] 通过采用随电源电压和 / 或转子速度变化的过流阈值,与采用固定过流阈值的电动机系统相比较,已经观察到 5% 和 10% 之间的效率的改进。

[0074] 尽管当在加速模式和稳态模式两者下操作时控制器 14 响应于电源电压和 / 或转子速度来调整过流阈值,但这样做的原因对于两种操作模式非常不同。在加速模式下,控制器 14 调整过流阈值,以便减少起动扭矩和 / 或防止功率开关 Q1-Q4 的过热。在稳态模式下,控制器 14 调整过流阈值,以便改进电动机系统 1 的效率。

[0075] 在上述实施例中,当在稳态模式下操作时,控制器 14 在每一个 HALL 边沿之前使相绕组 7 换向。这样的原因是,随着转子速度增加,霍尔时段减少且因此与相绕组感应系数相关的时间常数(L/R)变得越来越重要。通过在每一个 HALL 边沿之前使相绕组 7 换向,电源电压被反电动势升高。因此,电流通过相绕组 7 的方向可以被更快地反转。此外,随着转子速度增加,相绕组 7 中感应的反电动势也是如此,其继而影响相电流上升的速率。通过在每一个 HALL 边沿之前使相绕组 7 换向,可使得相电流领先反电动势,其则有助于补偿较低上升。尽管这随后产生短时段负扭矩,这通常通过正扭矩中随后增益而充分补偿。此外,尽管具有领先反电动势的相电流波形在效率方面不理想,但其可能是必要的,以便实现特定输入和输出功率。因此当在稳态模式下操作时,由于所涉及的相对较高的转子速度,控制器 14 使换向提前。但是,如果电动机系统 1 要在稳态模式内以较低速度操作,可能不必使换向提前。此外,用于电动机系统 1 的最优效率可通过延迟换向直到下一 HALL 边沿之后而实现。因而,当在稳态模式下操作时,控制器 14 可相对于 HALL 边沿使换向提前、同步或延迟。因此,在更一般的意义上,控制器 14 可以说是响应于电源电压和转子速度的变化而调整换向时段。

[0076] 不是存储提前时段的查找表,而是控制器 14 可能替换地存储换向时段的查找表。这则使得换向在 HALL 边沿之前(即提前)、在 HALL 边沿处(同时)、或在 HALL 边沿之后(延迟)发生。例如,40krpm 下的霍尔时段是  $375\ \mu\text{s}$ 。控制器 14 可随后存储  $350\ \mu\text{s}$  的换向时段以便在下一 HALL 边沿之前使相绕组 7 换向,存储  $375\ \mu\text{s}$  的换向时段以便与下一 HALL 边沿同步地使相绕组 7 换向,或存储  $390\ \mu\text{s}$  以便延迟换向直到在下一 HALL 边沿之后。此外,通过存储换向时段而不是提前时段,控制器 14 不再需要从霍尔时段  $T_{\text{HALL}}$  减去提前时段  $T_{\text{ADV}}$ ,以便获得换向时段  $T_{\text{COM}}$ 。因此,可以使用更简单以及可能更便宜的微控制器。

[0077] 提前/换向时段和传导时段定义了相激励开始和结束所处的电角。因而,在更一般的意义上,控制器 14 可以说是在开通角和关断角之间定义的时段上相继激励相绕组和使相绕组续流。控制器 14 则响应于电源电压和转子速度的变化来调整过流阈值、开通角和/或关断角。

[0078] 每一个查找表存储能够被直接加载到控制器 14 的计时器中的值。这随后简化了控制器执行的指令,且因此可以使用相对简单和廉价的微控制器。但是,控制器 14 可存储替换值,用于控制相绕组 7 的激励和续流。例如,查找表可存储电角(例如,开通角、关断角和续流角)。替换地,每一个控制参数随电源电压和转子速度的行为可被方程表示。控制器 14 则使用当前电源电压和转子速度求解该方程,以便获得控制参数的值。

[0079] 在上述实施例中,控制器 14 响应于电源电压和转子速度两者的变化来调整各控制参数(即,提前时段、传导时段、续流时段、和占空比)。但是,如果电源 2 的电压相对较规则,或如果电源电压的变化不被视为是重要的,则可以仅针对转子速度调整各控制参数。这于是减少了控制器 14 的存储器需求。因而,可以使用可能更便宜的控制器。替换地,可使用可获得的附加存储器,以采用针对查找表的更精细的速度解析度。

[0080] 在上述实施例中,电动机系统 1 由 AC 电压 2 驱动。各控制参数随后响应于电源的 RMS 电压的变化(如从 DC\_SMOOTH 确定的)而更新。但是,控制参数中的一个或多个可响应于 DC 链电压的变化而更新,即,没有任何平滑化。控制参数于是随 DC 链电压跨过 AC 电源 2 的周期变化而更新。电动机系统 1 还可被 DC 电源(诸如电池)驱动,而不是 AC 电源。通

过响应于电源电压的变化来调整控制参数,在电池放电时则可以保持特定功率分布。此外,电动机系统 1 的效率可在每一个电压点处被优化,使得电池寿命增加。

[0081] 尽管控制器 14 响应于电源电压和转子速度来调整续流时段,非常可能的是可以使用固定的续流时段,特别是当在稳态下操作时。对于固定的续流时段,对应的电角随着转子速度增加。使用固定的续流时段的可行性将因此取决于电动机系统 1 的速度范围和相绕组 7 的感应系数。例如,如果速度范围相对较小,则针对固定的续流时段的续流角将在速度范围的每一端处大致相同。替换地,如果相绕组 7 的感应系数相对较高,则相电流将在续流期间以相对较慢的速度衰减。因而,即使固定的续流时段在速度范围的相对端处导致非常不同的续流角,得到的在续流期间相电流的衰减可以不是问题。通过采用固定的续流时段于是使附加存储器可用于其它控制参数,其在定形相电流波形中一般更关键。

[0082] 响应于被拉引为逻辑上低的 FW# 信号,门驱动器模块 11 断开高压侧开关 Q1、Q2 开关两者。相绕组 7 中的电流随后绕逆变器 10 的低压侧环路沿由 DIR1 和 DIR2 限定的方向续流。一些类型的功率开关能够沿两个方向传导。因而,除了断开高压侧开关 Q1、Q2,门驱动器模块 11 可闭合两个低压侧开关 Q3、Q4。这则使得相绕组 7 中的电流续流通过两个低压侧开关 Q3、Q4,而不是通过效率较低的续流二极管。此外,门驱动器模块 11 可控制开关 Q1-Q4,使得相电流绕逆变器 10 的高压侧环路续流,而不是绕低压侧环路续流。

[0083] 通过具有一对分流电阻器 R1、R2,每一个分流电阻器位于逆变器 10 的下臂上,电流传感器 12 能够在激励和续流期间感测相绕组 7 中的电流。但是,由于控制器 14 使相绕组 7 续流持续预定时间段,在续流期间监视相电流不必要。因而,电流传感器 12 可包括单个分流电阻器。尽管电流不能随后在续流期间被感测,单个分流电阻器的使用减少了电流传感器 12 的功率耗散和部件成本。尽管功率耗散的减少可以是小的,但这可以证明对一些应用是重要的,例如,低功率、低电压电动机系统。

[0084] 在上述实施例中,电流限制器 20 主要由控制器 14 的外围设备 17 形成。在可能的情况下,这则通过使用控制器 14 的可用外围设备 17 来减少电动机系统 1 的总成本。但是,电流限制器 20 可等同地提供为分立的电路,其随后输出过流信号至控制器 14。

[0085] 在上述实施例中,负责产生阈值信号的阈值发生器 25 包括 PWM 模块 21 和平滑滤波器 22。这则使用控制器 14 的已有外围设备 17。但是,可用等同地使用用于产生阈值信号的替换器件。通过示例,控制器 14 的外围设备可包括数字-模拟转换器(DAC)。但是,具有 PWM 模块的微控制器通常比具有 DAC 模块的微控制器更廉价。因而,PWM 模块的使用提供用于产生阈值信号的成本有效的解决方案,该阈值信号可响应于电源电压和/或转子速度的变化而被调整。

[0086] 尽管已经因此参考了具有永磁体电动机 3 的电动机系统 1,但随转子速度变化的过流阈值的使用可等同地用于限制其他类型电机的相绕组中的电流,包括电动机和发电机两者。电机可包括多于一个的相绕组。此外,对于一些类型的电机,电流通过相绕组的方向可是单向的。因而,换向不必涉及反转电流通过相绕组的方向。

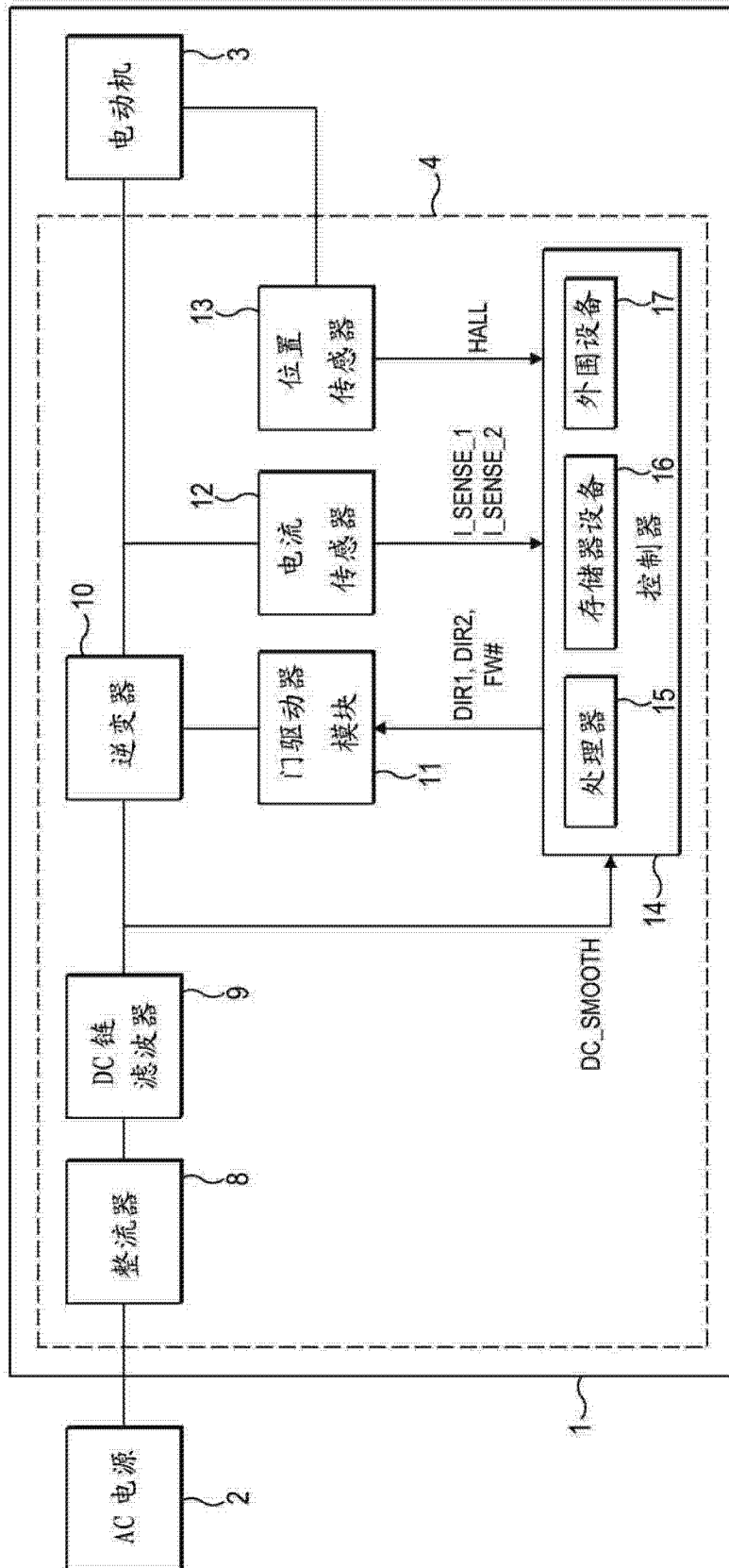


图 1

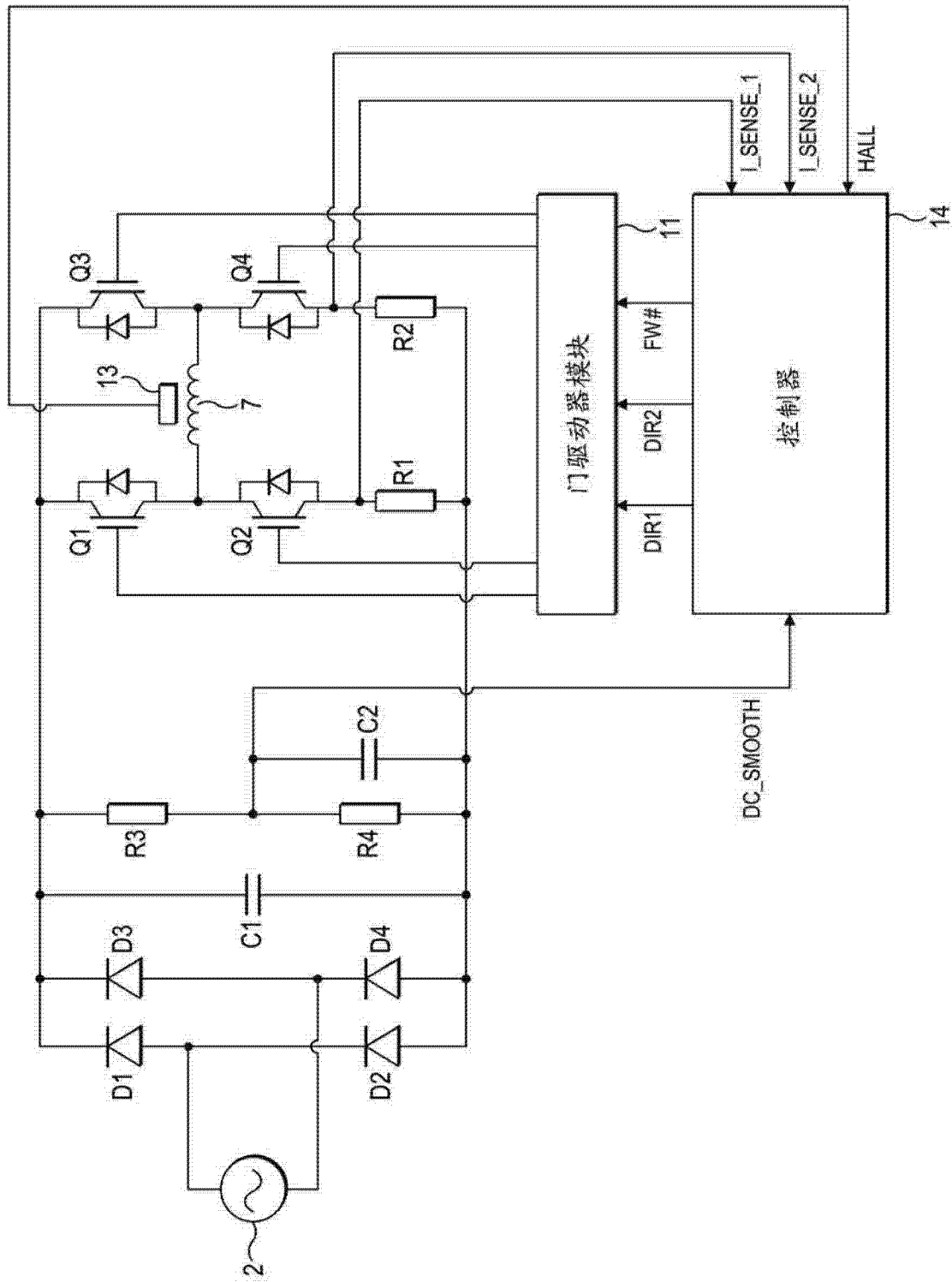


图 2

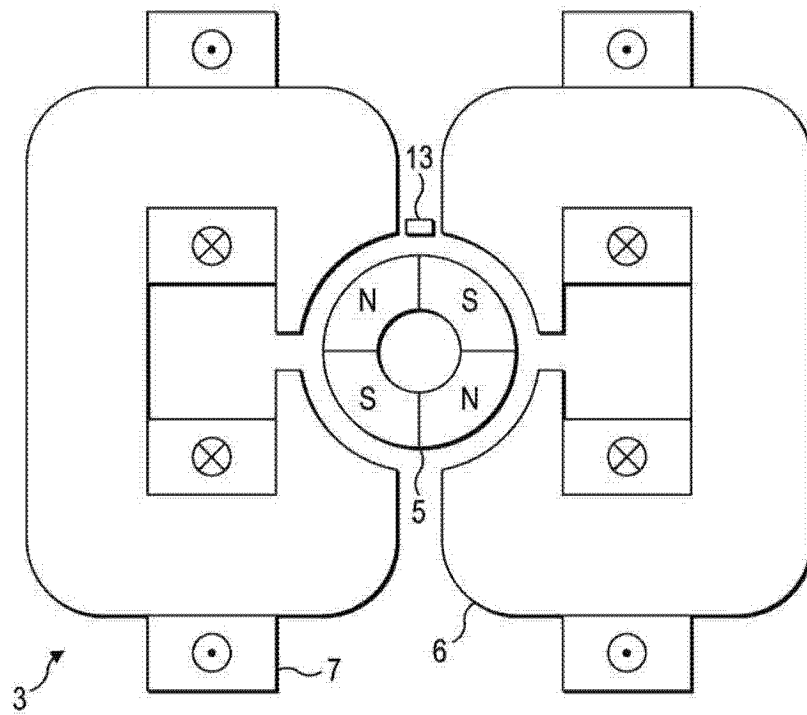


图 3

控制信号			功率开关				逆变器状态
DIR1	DIR2	FW#	Q1	Q2	Q3	Q4	
0	0	X	0	0	0	0	关闭
1	0	1	1	0	0	1	从左至右驱动
0	1	1	0	1	1	0	从右至左驱动
1	0	0	0	0	0	1	从左至右续流
0	1	0	0	0	1	0	从右至左续流
1	1	X	-	-	-	-	不合法

图 4

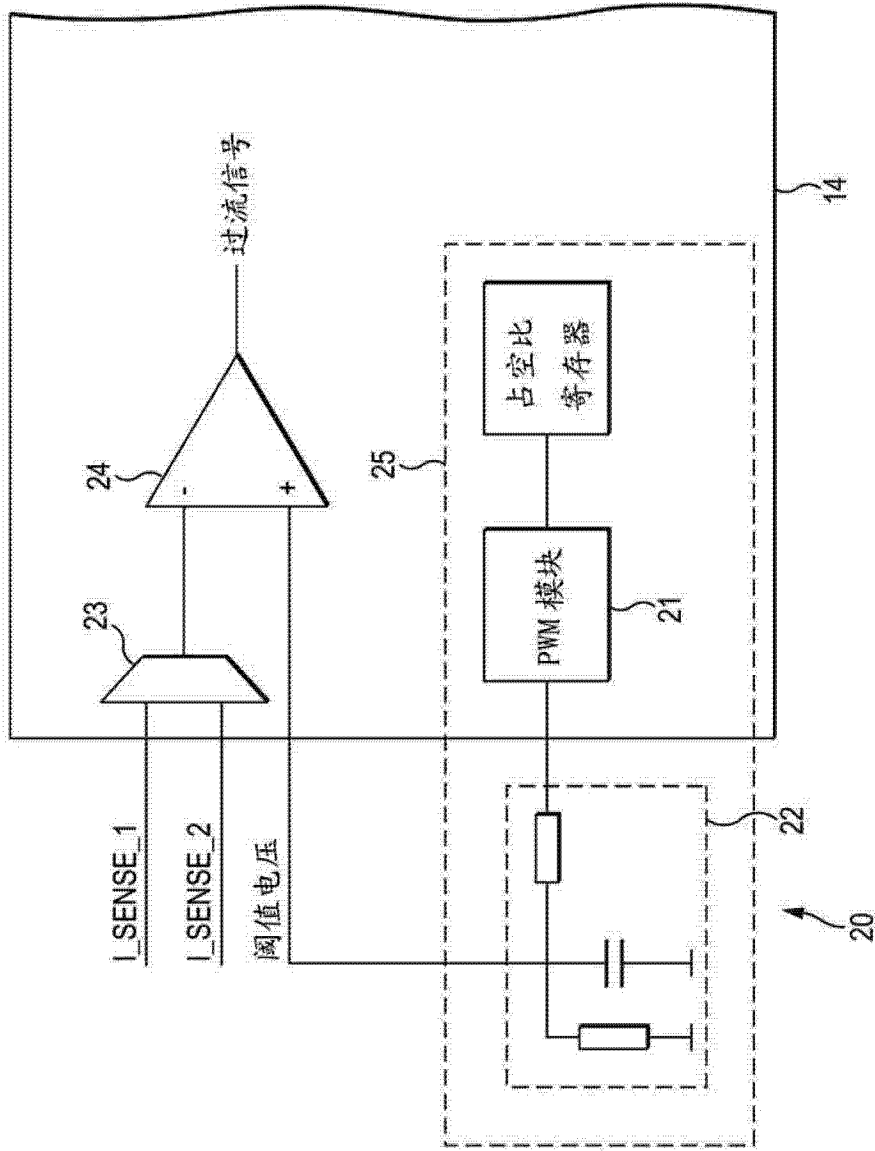


图 5



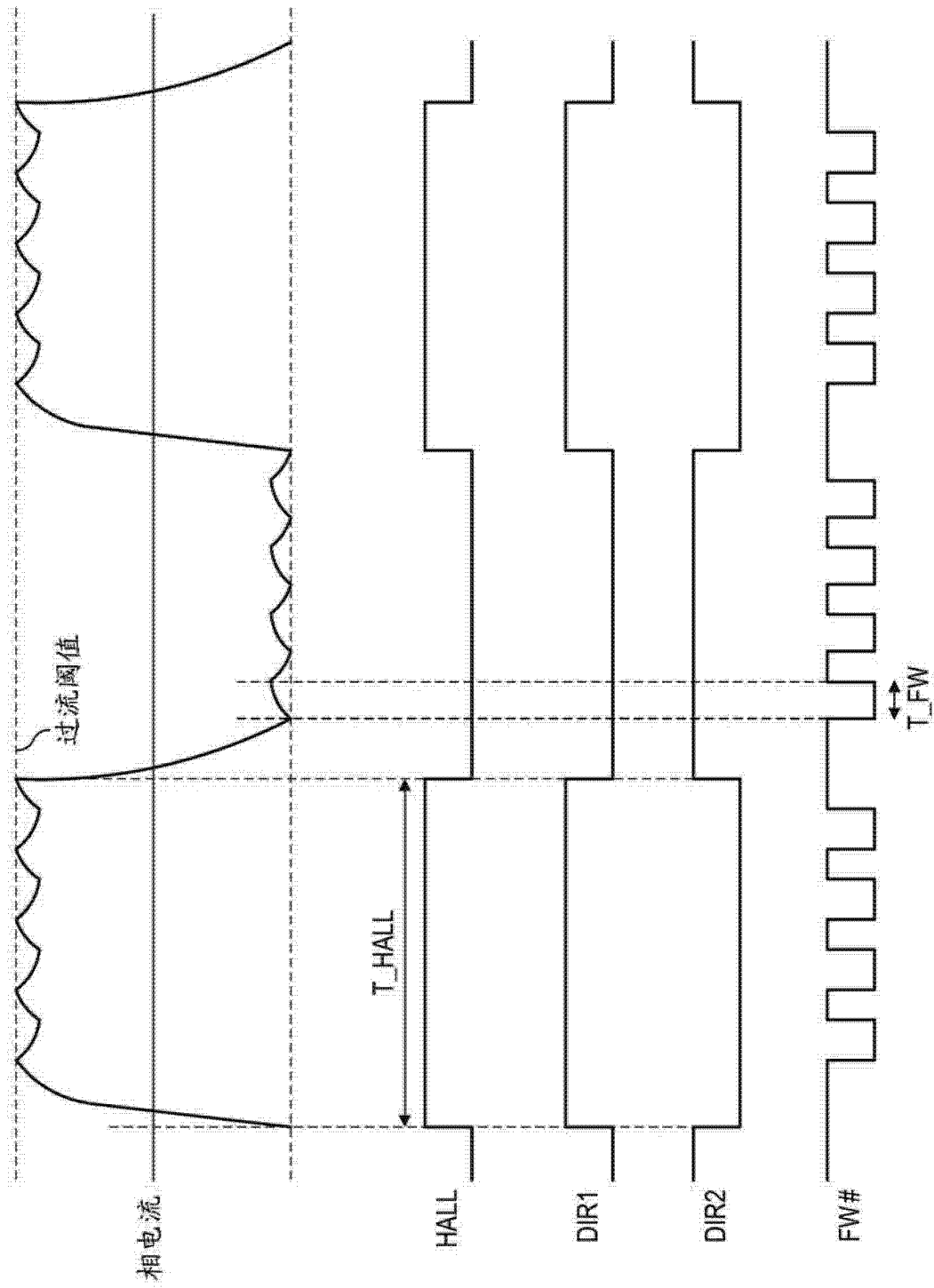


图 6

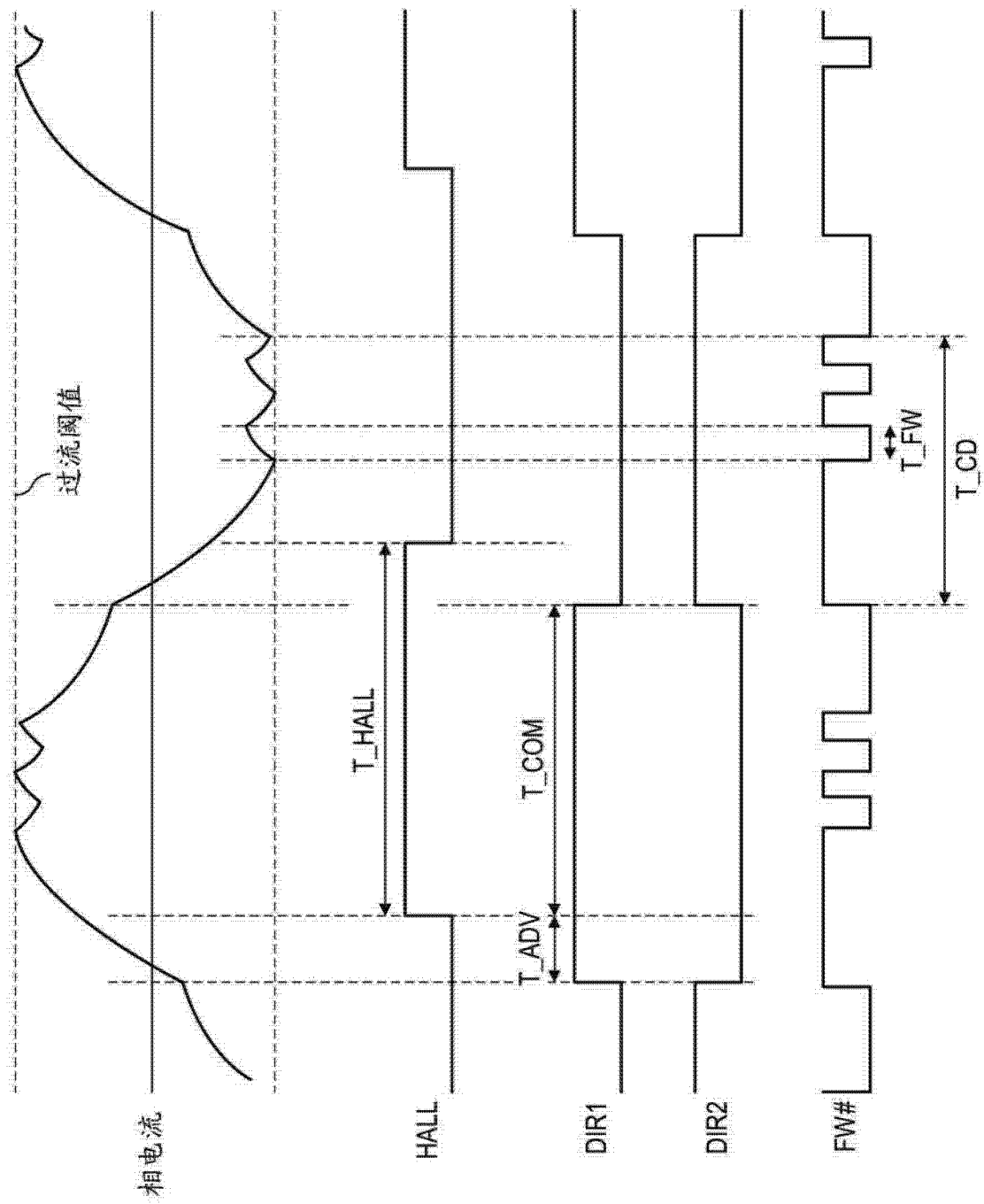


图 7

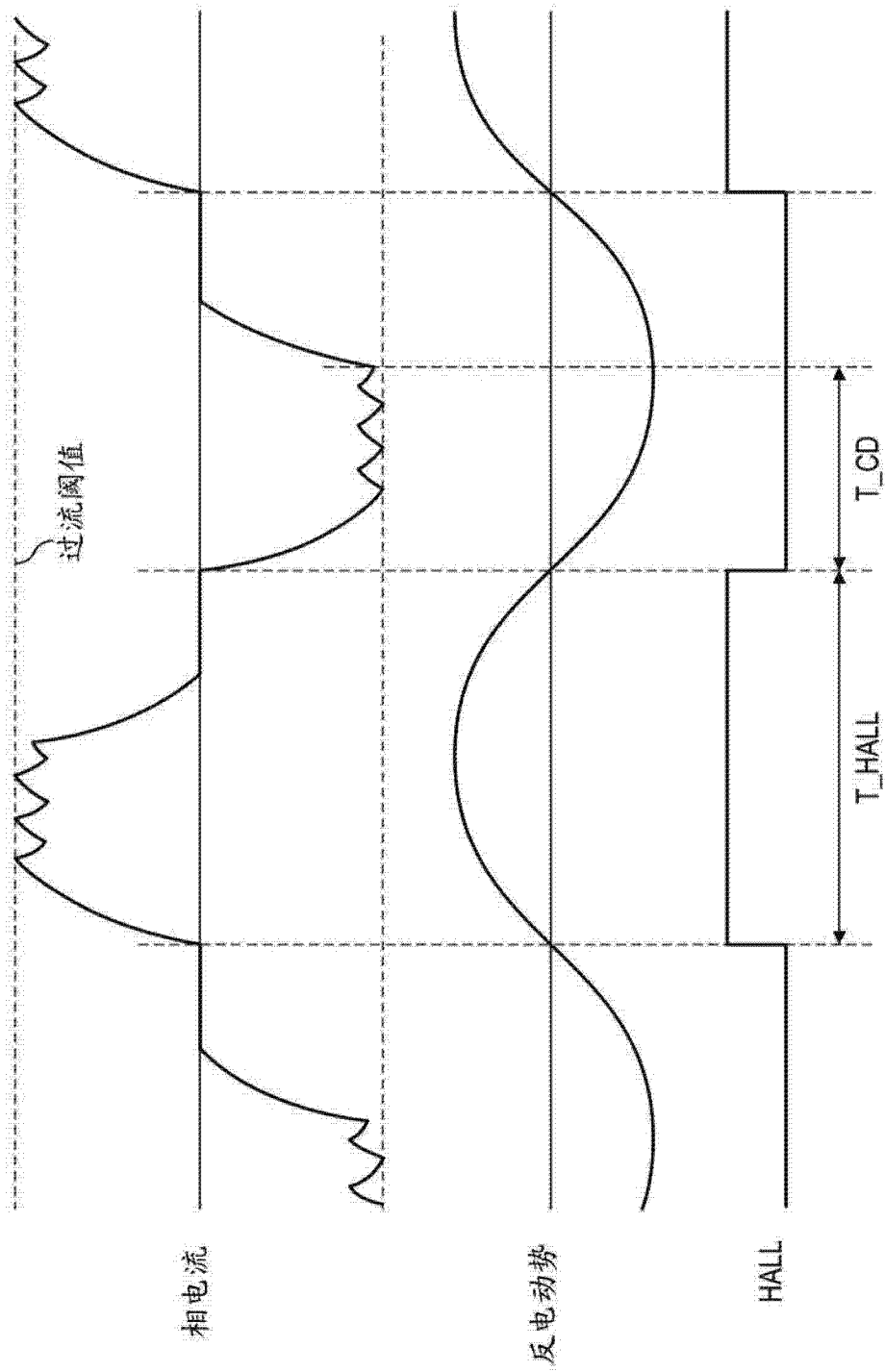


图 8

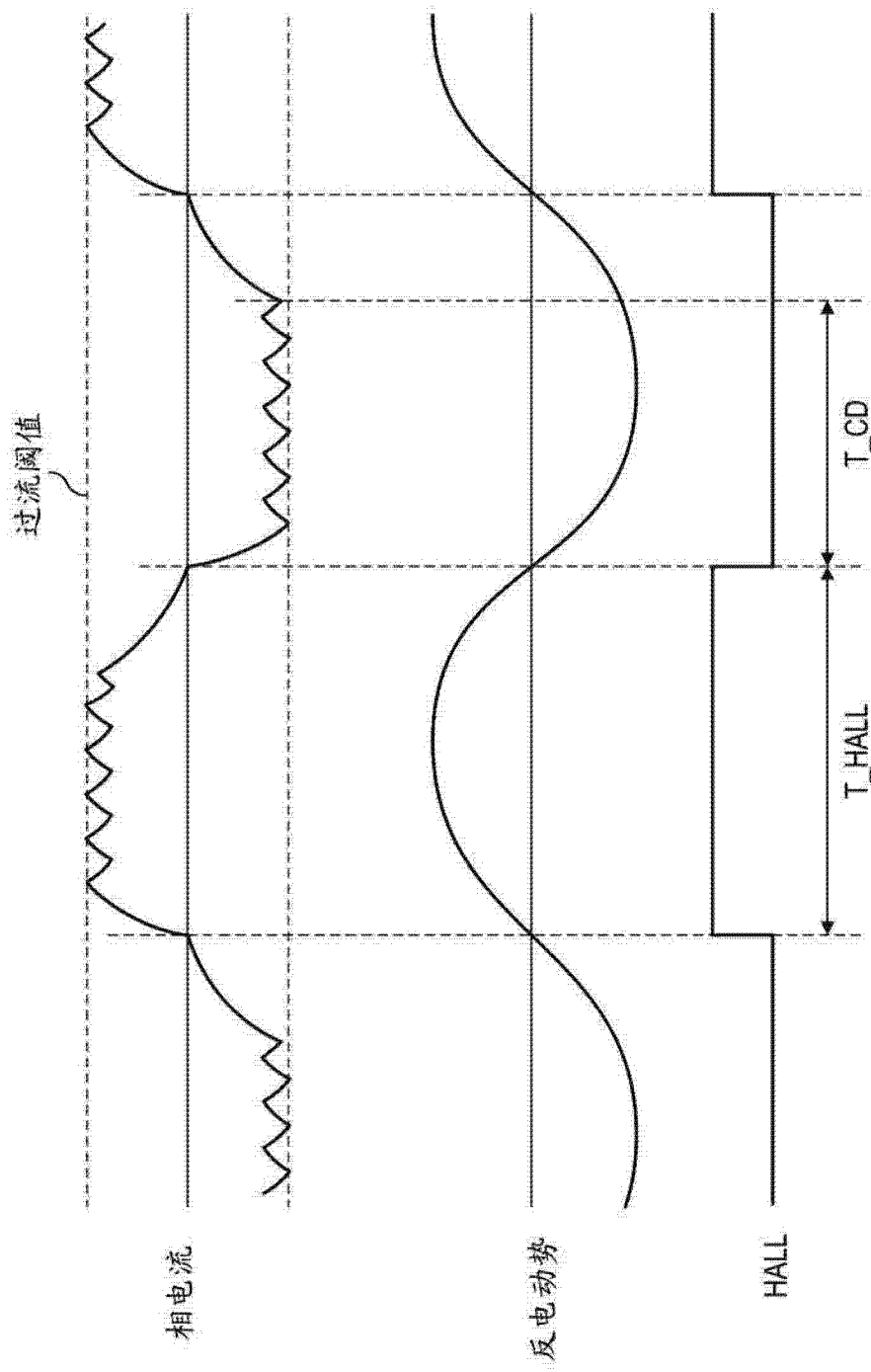


图 9