



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104285369 A

(43) 申请公布日 2015. 01. 14

(21) 申请号 201380024032. 9

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2013. 03. 06

H02P 6/00 (2006. 01)

H02P 6/18 (2006. 01)

(30) 优先权数据

1203913. 7 2012. 03. 06 GB

1210372. 7 2012. 06. 12 GB

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2014. 11. 06

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/GB2013/050548 2013. 03. 06

(87) PCT国际申请的公布数据

W02013/132248 EN 2013. 09. 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 C. 贝特曼

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 陈钊

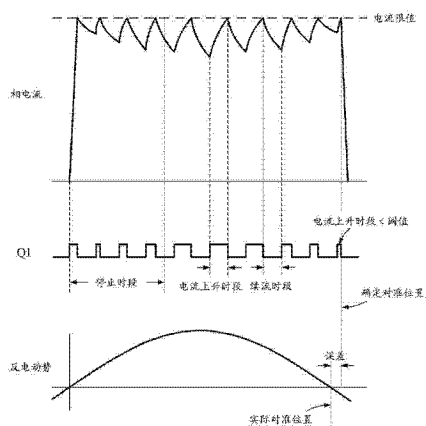
权利要求书1页 说明书17页 附图12页

(54) 发明名称

确定永磁电机的转子位置的方法

(57) 摘要

一种确定永磁电机的转子位置的方法。该方法包括相继地激励和续流电机的绕组。该绕组被响应于绕组中的电流超过电流限值而续流一续流时段。该方法还包括测量参数,该参数对应于在续流时段结束处绕组中的电流的幅度和续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔中的一个。测量的参数然后被与阈值比较,且在测量的参数小于或大于阈值时确定转子处于预定位置处。



1. 一种确定永磁电机的转子位置的方法,该方法包括:  
相继地激励和续流电机的绕组,响应于绕组中的电流超过电流限值,该绕组被续流预定的续流时段;  
测量参数,该参数对应于以下之一:在续流时段结束处绕组中的电流的幅度,和续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔;  
将测得的参数与阈值比较;  
在测得的参数是小于或大于阈值的参数时确定转子处于预定位置处。
2. 根据权利要求1所述的方法,其中,测量或比较参数在确定转子处于预定位置处之后停止一停止时段。
3. 根据权利要求2所述的方法,其中,该方法包括响应于电机的速度中的变化而调节所述停止时段。
4. 根据权利要求3所述的方法,其中,该方法包括响应于电机的速度中的增大而减小所述停止时段。
5. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,其中,该方法包括响应于电机的速度中的变化而调节所述阈值。
6. 根据权利要求5所述的方法,其中该参数为续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔,且该方法包括响应于电机的速度中的增大而增大该阈值。
7. 根据权利要求5所述的方法,其中该参数为在续流时段结束处绕组中的电流的幅度,且该方法包括响应于电机的速度中的增大而减小该阈值。
8. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,其中该参数为续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔,绕组被利用激励电压激励,且该方法包括采用取决于激励电压幅度的阈值。
9. 根据权利要求8所述的方法,其中该方法包括对于较高的激励电压采用较低的阈值。
10. 一种控制无刷永磁电机的方法,该方法包括根据前述权利要求中任一项确定电机转子的位置,和响应于确定转子处于预定位置处,变换绕组的电流方向。
11. 一种用于无刷永磁电机的控制系统,该控制系统执行前述权利要求中任一项所述的方法。
12. 一种电机系统,包括无刷永磁电机和根据权利要求11所述的控制系统。
13. 根据权利要求12所述的电机系统,其中,所述电机包括单相绕组。

## 确定永磁电机的转子位置的方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及确定永磁电机的转子位置的方法。

### 背景技术

[0002] 为了在正确时刻变换无刷电机的相绕组的电流方向,了解转子的位置是必要的。永磁电机往往包括霍尔效应传感器,其输出指示转子位置的信号。虽然传感器的部件成本相对便宜,但是将传感器结合在电机内往往使电机的涉及和制造变复杂。另外,由传感器输出的信号往往易受电机内产生的电磁噪声的影响。

[0003] 已知用于间接确定转子位置的无传感器方案。对于永磁电机,相绕组中感应出的反电动势的极性转换可被用于确定转子位置。对于多相电机,转子位置可通过感测非激励相绕组中感应出的反电动势来确定。对于单相电机,缺少另外的相绕组使得该类型的控制不可行。然而,转子的位置可通过在电周期中期望反电动势的极性转换的点处停止激励。不幸的是,停止激励具有降低可能被驱入到电机中的电功率的缺点。

### 发明内容

[0004] 本发明提供了一种确定永磁电机的转子位置的方法,该方法包括相继地激励和续流电机的绕组,响应于绕组中的电流超过电流限值,该绕组被续流预定的续流时段;测量参数,该参数对应于在续流时段结束处绕组中的电流的幅度和续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔中的一个;将测得的参数与阈值比较;在测得的参数为小于阈值和大于阈值中的一个时确定转子处于预定位置处。

[0005] 永磁电机的转子在绕组中感生反电动势,其影响绕组中电流在续流期间下降的速率和在激励期间上升的速率。申请人发现续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔取决于转子的角度位置。特别地,当转子从未对准位置到对准位置运动时,该间隔增加且随后减小。申请人还发现在续流时段结束处绕组中的电流的幅度取决于转子的角度位置。特别地,当转子从未对准位置到对准位置运动时,该电流幅度减小且随后增大。因此,通过在续流结束处测量该间隔或相电流的幅度,并将其与阈值比较,转子的预定位置可以被确定而不需要霍尔效应传感器。

[0006] 转子的位置通过测量与绕组中电流相关的参数而被确定,该绕组被相继地激励和续流。因此可使用同一绕组驱动电机和确定转子的位置。结果,该方法可以被用于控制单相电机。而且,该方法不要求相激励被停止以确定转子位置。因此,与现有的用于单相电机的无传感器控制的方法相比较,在每个电半周期上更多的电功率可被驱入电机中。

[0007] 在确定转子处于预定位置之后,转子的位置可能仍处于或接近该预定位置。因此,如果参数继续被测量和与阈值相比较,则可能对于同一个实际预定位置确定另一个预定位置。因而,测量和/或比较参数可在已经确定预定位置之后停止一停止时段。这于是防止对于同一个实际预定位置确定另一个预定位置。

[0008] 当电机速度增大时,每一个电半周期的长度减小。因此,固定停止时段可能不适

用,特别地当电机的速度范围相对大时。因而,该方法可包括响应于电机速度中的变化调整停止时段。特别地,该方法可包括响应于电机速度中的增大而减小停止时段。

[0009] 选定用于阈值的数值可能影响预定位置被确定的准确度。例如,可以被测量的参数可以是续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔。如果阈值被设置太高,则该预定位置将在较早点处被确定,特别是在较低转子速度下。另一方面,如果阈值被设置太低,则该预定位置将在较晚点处被确定,特别地在较高转子速度下。该方法可因此包括响应于电机速度中的变化而调整阈值。特别地,当被测量的参数为续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔时,该方法可包括响应于电机的速度中的增大而增大该阈值。相反地,当被测量的参数为在续流结束处绕组中的相电流的幅度时,该方法包括响应于电机的速度中的增大而减小该阈值结果,预定位置可在一电机速度范围内以提高的准确度确定。

[0010] 绕组中电流上升的速率取决于激励电压的幅值。特别地,当激励电压增大时,电流上升的速率增大。因此,当被测量的参数可以是续流时段开始或结束与绕组中电流超过电流限值的时刻之间的间隔时,间隔的长度减小。如果采用相同的阈值,则激励电压中的变化可能使预定位置确定在较早点处(如果激励电压增大)或较晚点处(如果激励电压减小)。因而,方法可包括采用取决于用于激励相绕组的激励电压的幅值的阈值。特别地,方法可包括对于较高的激励电压采用较低的阈值。结果,转子的位置对于不同的激励电压可被更好地确定。

[0011] 该方法可包括响应于确定转子处于预定位置处,变换绕组的电流方向。变换电流方向可紧接着确定转子处于预定位置处时发生。替代地,变换电流方向可在确定转子处于预定位置处之后延迟一时间段。在两种情形中,绕组在与预定位置被确定的瞬间的时刻相关的时间处被变换电流方向。

[0012] 本发明还提供一种用于无刷永磁电机的控制系统,该控制系统执行前面段落中的任一段所述的方法。

[0013] 本发明还提供一种电机系统,包括无刷永磁电机和根据前述段落的控制系统。

[0014] 该电机可包括单相绕组。这于是具有简化电机控制的优点。结果,可采用相对简单和便宜的控制系统的实施该方法。在测量关于绕组(其被相继地激励和续流)中的电流的参数时,控制系统能够同时驱动和确定转子位置。因而,单相电机的无传感器控制可在不损害电功率的情况下获得。

## 附图说明

[0015] 为了使本发明可能更容易理解,现在将通过示例参照附图描述本发明的实施例,附图中:

[0016] 图 1 是根据本发明的电机系统的框图;

[0017] 图 2 是电机系统的示意图;

[0018] 图 3 详细说明了逆变器响应于由电机系统的控制器发出的控制信号的允许状态;

[0019] 图 4 示出在加速模式中以相对低速操作时的电机系统的各种波形;

[0020] 图 5 示出在加速模式中以相对高速操作时的电机系统的各种波形;

[0021] 图 6 是电机系统的反电动势传感器的示意图;

- [0022] 图 7 示出在稳定状态模式中操作时的电机系统的各种波形；
- [0023] 图 8 是电机系统的替代的反电动势传感器的示意图；
- [0024] 图 9 是根据本发明的替代的电机系统的示意图；
- [0025] 图 10 示出在稳定状态模式中操作时的替代电机系统的各种波形；
- [0026] 图 11 是根据本发明的再一替代的电机系统的示意图；
- [0027] 图 12 示出在稳定状态模式中操作时的再一替代电机系统的各种波形；和
- [0028] 图 13 示出在加速模式中以相对低速操作时的根据本发明的又一电机系统的各种波形。

### 具体实施方式

- [0029] 图 1 和 2 的电机系统 1 由 DC 电源 2 供电,并且包括无刷电机 3 和控制系统 4。
- [0030] 电机 3 包括四极永磁转子 5,其相对于四极定子 6 旋转。导线围绕定子 6 缠绕,并且联接在一起(例如串联或并联)以形成单相绕组 7。
- [0031] 控制系统 4 包括 DC 链滤波器 8、逆变器 9、门驱动器模块 10、电流传感器 11、反电动势传感器 12 和控制器 13。
- [0032] DC 链滤波器 8 包括电容 C1,电容 C1 平滑由于逆变器 9 切换造成的相对高频波动。
- [0033] 逆变器 9 包括将 DC 链电压联接到相绕组 7 的四个功率开关 Q1-Q4 的全桥。开关 Q1-Q4 中的每一个包括续流二极管。
- [0034] 门驱动器模块 10 响应于从控制器 13 接收的控制信号驱动开关 Q1-Q4 的断开和闭合。
- [0035] 电流传感器 11 包括位于逆变器 9 的负汇流条上的感测电阻器 R1。跨电流传感器 11 的电压提供连接到电源 2 时相绕组 7 中的电流的测量值。跨电流传感器 11 的电压作为电流感测信号 I\_SENSE 输出到反电动势传感器 12 和控制器 13。
- [0036] 反电动势传感器 12 产生输出到控制器 13 的数字信号 BEMF。反电动势传感器 12 的更详细描述在标题为稳定状态模式的部分中提供。
- [0037] 控制器 13 包括微控制器,微控制器具有处理器、存储装置和多个外设(例如 ADC、比较器、计时器等)。存储装置存储由处理器执行的指令以及由处理器使用的控制参数(例如电流限值、上升时间阈值、速度阈值、续流时段、提前时段、传导时段等)。控制器 13 负责控制电机系统 1 的操作并且产生三种控制信号:DIR1, DIR2 和 FW#。控制信号被输出到门驱动器模块 10,门驱动器模块 10 作为回应驱动逆变器 9 的开关 Q1-Q4 的断开和闭合。
- [0038] DIR1 和 DIR2 控制通过逆变器 9 的电流的方向,因而控制通过相绕组 7 的电流的方向。当 DIR1 被拉到逻辑高电平,并且 DIR2 被拉到逻辑低电平时,门驱动器模块 10 闭合开关 Q1 和 Q4,并且断开开关 Q2 和 Q3,因而使电流被从左到右驱动经过相绕组 7。相反地,当 DIR2 被拉到逻辑高电平,并且 DIR1 被拉到逻辑低电平时,门驱动器模块 10 闭合开关 Q2 和 Q3,并且断开开关 Q1 和 Q4,因而使电流被从右到左驱动经过相绕组 7。相绕组 7 中的电流因此通过将 DIR1 和 DIR2 颠倒来变换电流方向。如果 DIR1 和 DIR2 都被拉到逻辑低电平,则门驱动模块 10 断开所有开关 Q1-Q4。
- [0039] FW# 被用于将相绕组 7 从 DC 链电压断开,并且允许相绕组 7 中的电流绕逆变器 9 的低压侧回路续流。因此,响应于被拉到逻辑低水平的 FW# 信号,门驱动器模块 10 使高压

侧开关 Q1, Q3 断开。

[0040] 每一个开关 Q1-Q4 仅沿单向导通。因此, 电流通过低压侧开关 Q2, Q4 中的一个以及通过低压侧开关 Q2, Q4 中的另一个的续流二极管续流。一些类型的功率开关 (例如 MOSEFET) 能够沿两个方向导通。因此, 不是通过续流二极管续流, 而是两个低压侧开关 Q2, Q4 可闭合, 以使得电流通过两个低压侧开关 Q2, Q4 续流, 即除了断开两个高压侧开关 Q1, Q3 之外, 两个低压侧开关 Q2, Q4 响应于逻辑低水平的 FW# 信号闭合。

[0041] 图 3 总结了开关 Q1-Q4 响应于控制器 13 的控制信号的允许状态。后文中, 术语“设置”和“清除”将被用于指示信号已经被分别逻辑拉到高和低水平。

[0042] 过大的电流可能损坏控制系统 4 的部件 (例如功率开关 Q1-Q4) 和 / 或使转子 5 退磁。控制器 13 因此在相绕组 7 的激励过程中监测电流感测信号, I\_SENSE。在相绕组 7 中的电流超过电流限值的情况下, 控制器 13 通过清除 FW# 使相绕组 7 续流。续流持续续流时段, 在该时间过程中, 相绕组 7 中的电流下降到低于电流限值的水平。在续流时段结束时, 控制器 13 再次通过设置 FW# 激励相绕组 7。结果, 相绕组 7 中的电流在电流限值处被斩波。

[0043] 控制器 13 根据转子 5 的速度以三种模式中的一种操作。当转子 5 静止时, 控制器 13 以启动模式操作, 该启动模式仅用于沿正转方向启动转子 5 运动。一旦转子 5 正转运动, 则控制器 13 切换到加速模式。控制器 13 以加速模式操作, 直到转子 5 的速度超过速度阈值, 这之后, 控制器 13 切换到稳定状态模式。在每一种操作模式中, 控制器 13 采用不同的方案来控制电机 3, 而不需要专用的转子传感器。

[0044] 启动模式

[0045] 控制器 13 在转子 5 以启动模式操作时不试图确定转子 5 的位置。相反, 控制器 13 以预定顺序激励相绕组 7, 该预定顺序确保转子沿正转方向驱动而与转子 5 停止的位置无关。

[0046] 控制器 13 通过沿特定方向激励相绕组 7 预定时间段而开始。方向的选定不重要。因此, 例如, 控制器 13 可设置 DIR1 和清除 DIR2, 以从左到右激励相绕组 7。

[0047] 定子 6 和转子 5 的极之间的气隙是不对称的。结果, 转子 5 停止在转子极相对于定子极略微错开的位置中。转子 5 停止在相对于施加的定子场的两个位置之一中。在第一位置中, 转子 5 大致与施加的定子场对准。在第二位置中, 转子 5 大致与施加的定子场不对准。当停止在第一位置中时, 转子 5 响应于相绕组 7 的激励反转旋转。转子 5 旋转经过相对小的角度, 直到转子 5 采取完全对准位置。当停止在第二位置中时, 转子 5 响应于相绕组 7 的激励正转旋转。转子 5 旋转经过较大的角度, 直到转子 5 再次处于完全对准位置中。因此, 与转子 5 所停止的位置无关, 相绕组 7 的激励使转子 5 运动到对准位置。相绕组 7 被激励的预定时段确保转子 5 从任一停止位置运动到对准位置。

[0048] 在激励相绕组 7 预定时段之后, 控制器 13 通过清除 DIR1 和 DIR2 将相绕组 7 关断。通过停止相激励, 转子 5 正转旋转经过小角度, 以使转子 5 采取第一停止位置。相激励停止足以确保转子 5 已经静止在第一停止位置处的时段。控制器 13 然后沿与之前采用的相反方向激励相绕组 7。因此, 例如, 控制器 13 可设置 DIR2 和清除 DIR1, 以从右到左激励相绕组 7。这然后使转子 5 被正转驱动。在该阶段, 控制器 13 切换到加速模式。

[0049] 加速模式

[0050] 当以加速模式操作时, 控制器 13 采用第一无传感器方案以确定转子 5 的位置。

[0051] 在进入加速模式时,控制器 13 已经激励相绕组 7。如上面所说明的,控制器 13 采用其中相绕组 7 在无论何时只要相绕组 7 中的电流超过电流限值则被续流的电流控制方案。控制器 13 将相绕组 7 续流预定续流时段。在续流时段结束时,控制器 13 再次激励相绕组 7。控制器 13 因此在每一个电半周期上相继地激励和续流相绕组 7。

[0052] 在相绕组 7 中感应的反电动势影响相绕组 7 中的电流在激励过程中升高的速率和在续流过程中下降的速率。特别地,当反电动势增大时,相绕组 7 中的电流以较低的速率升高,并且以较快的速率下降。因此,当转子 5 旋转时,相电流在每一个续流时段过程中下降到不同的水平。相电流因此在每一个激励时段过程中从不同的水平开始,并且以不同的速率升高。申请人已经发现,在每一个激励时段过程中,相电流升高到电流限值所花的时间取决于转子 5 的角位置。而且,当转子 5 接近对准位置时,电流上升时段减小。该发现由控制器 13 充分利用以确定转子 5 的位置。

[0053] 在每一个续流时段结束时,控制器 13 启动计时器。当相电流随后超过电流限值时,控制器 13 停止计时器。控制器 13 然后比较由计时器存储的电流上升时段和预定的上升时间阈值。如果电流上升时段小于上升时间阈值,则控制器 13 确定转子 5 处于对准位置。

[0054] 当以加速模式操作时,控制器 13 以与每一个确定的对准位置同步地变换相绕组 7 的电流方向。因此,响应于确定转子 5 处于对准位置,控制器 13 立即变换相绕组 7 的电流方向(即通过将 DIR1 和 DIR2 颠倒,并且设置 FW#)。但是,如果需要,控制器 13 可替代地在确定的对准位置之前或之后变换相绕组 7 的电流方向。用于在相对于预定对准位置不同的时间处变换相绕组 7 的电流方向的方案在下面描述于标题为稳定状态模式的部分中。

[0055] 控制器 13 通过每一次电流斩波估计转子 5 的位置。因此,电流斩波的频率限定转子 5 的对准位置被确定的分辨率。在相对低的转子速度下,每一个电半周期的长度相对长,并且反电动势的幅值相对小。结果,控制器 13 通常在每一个电半周期上将相电流斩波很多次,并且因而转子 5 的对准位置可以相对好的准确度被确定。当转子 5 的速度增大时,每一个电半周期的长度减小,并且反电动势的幅值增大。控制器 13 因此以较小频率将相电流斩波,并且因而由控制器 13 确定的对准位置中的误差量增大。例如,图 4 示出以相对低转子速度操作时一个电半周期上的相电流、功率开关 Q1 的开/关信号和反电动势的波形。图 5 则示出以相对高转子速度操作的相同的波形。可看出,确定的对准位置中的误差(即实际对准位置和由控制器 13 确定的对准位置之间的差)在较高速度下更大。

[0056] 由于前段中指出的性能,因此选定用于上升时间阈值的数值影响确定的对准位置的准确度。例如,如果上升时间阈值设置得太高,则控制器 13 可能在较早的点处确定转子 5 的对准位置,特别地,当以较低速度操作时。相反地,如果上升时间阈值设置得太低,则控制器 13 可能在较晚的点处确定转子 5 的对准位置,特别地,当以较高速度操作时。由于相绕组 7 在相对于确定的对准位置的时间处变换电流方向,因此确定的对准位置的准确度影响电机系统 1 的功率和/或效率。

[0057] 为了提高确定的对准位置的准确度,控制器 13 可采用随转子速度变化的上升时间阈值。特别地,控制器 13 可采用在转子速度增大的情况下增大的上升时间阈值。因此,在较低速度下,其中电流斩波频率相对高,可使用较低的上升时间阈值。相反地,在较高速度下,其中电流斩波频率相对低,可能使用较高的上升时间阈值。结果,对准位置可在一转转子速度范围内以提高的准确度确定。

[0058] 确定的对准位置的准确度还可通过减小续流时段而提高。当续流时段减小时, 电流斩波的频率增大, 并且因而对准位置可以更高的准确度确定。最小的容许续流时段可由硬件的速度 (例如控制器 13 的速度和功率开关 Q1-Q4 的最大切换频率) 以及电机 3 的特性 (例如相绕组 7 电阻和电感以及反电动势的形状和大小) 规定。

[0059] 不采用固定续流时段, 可期望响应于转子速度改变续流时段。例如, 在较低的速度下可采用较长的续流时段, 以最小化切换损耗, 并且在较高的速度下可能采用较短的续流时段, 以增大电流斩波频率, 并且因而提高对准位置的准确度。

[0060] 加速模式中花费的时间可能相对短, 并且因此当以加速模式操作时, 电机系统 1 的功率和 / 或效率可能不重要。因此, 尽管当采用上升时间阈值和 / 或续流时段的依赖速度的数值时出现这样的优点, 然而仍可能采用固定数值。实际上, 采用固定数值的上升时间阈值和 / 或续流时段具有简化控制方案的优点。

[0061] 控制器 13 通过测量两个连续的对准位置 (如由控制器 13 确定的) 之间的间隔确定转子 5 的速度。如上面所述, 存在于每一个由控制器 13 确定的对准位置相关的误差量。因此, 为了获得转子速度的更准确的测量值, 控制器 13 可测量多个确定的对准位置的平均间隔。例如, 控制器 13 可通过平均四个连续对准位置上的间隔确定转子速度。

[0062] 紧接着控制器 13 已经确定转子 5 处于对准位置之后, 转子 5 的位置可能仍处于或接近对准位置。因此, 如果控制器 13 将要继续测量和比较电流上升时段, 则对于实际上相同的对准位置可能确定另一个对准位置。在较低的转子速度下尤其如此, 其中反电动势的幅值相对小, 因而相电流在激励过程中升高的速率相对快。控制器 13 因此在确定转子 5 处于对准位置处之后在预定时段内停止测量电流上升时段。该时段将在后文中被称为停止时段。该停止时段具有确保转子 5 在停止时段结束时不再处于或接近对准位置的长度。例如, 停止时段可设置, 以使得在加速模式内的全部速度范围上, 转子 5 在停止时段过程中旋转经过至少 70 电角度。

[0063] 当转子 5 的速度增大时, 每一个电半周期的长度减小。因此, 固定停止时段可能不适用, 特别地当速度范围相对大时。例如, 在以加速模式操作时, 速度范围可以为 1000 到 50000rpm。在 1000rpm 下, 四极电机的电半周期周期是 15ms。5.8ms 的停止时段将因此对应于约 70 度的电角度。在 50000rpm 下, 电半周期周期是 0.3ms。5.8ms 的停止时段因此明显不适用于该速度。因此, 控制器 13 可采用随转子速度改变的停止时段。特别地, 控制器 13 可采用在增大的转子速度情况下减小的停止时段。

[0064] 在上面所述的方案中, 电流上升时段开始于续流时段结束处。结果, 单个计时器可用于电流上升时段和续流时段二者。然而, 由于续流时段是预定的, 因此电流上升时段可能替代地在续流时段开始时开始。因此, 在更一般的意义上, 电流上升时段可被认为是续流开始或结束和绕组中的电流超过电流限值的时间点之间的间隔。

[0065] 当转子速度增大时, 每一个电半周期的时段减小, 并且因而与相电感相关的时间常数 ( $L/R$ ) 逐渐变得重要。另外, 在相绕组 7 中感应的反电动势增大, 这进而影响相绕组 7 中电流升高的速率。因此将电流驱动到相绕组 7 中逐渐变得困难。在相对高的转子速度下, 控制器 13 在每一个电半周期过程中可能仅将相电流斩波一次或两次。结果, 由控制器 13 确定的对准位置中的误差量可能相对大。误差量可能不利地影响电机系统 1 的功率和 / 或效率。而且, 误差可能阻止电机 3 的进一步加速。因此, 当转子 5 的速度超过速度阈值时,



控制器 13 从加速模式切换到稳定状态模式。

[0066] 稳定状态模式

[0067] 当以稳定状态模式操作时,控制器 13 采用第二无传感器方案以确定转子 5 的位置。

[0068] 第二无传感器方案利用反电动势传感器 12。如现在将说明的,反电动势传感器 12 输出数字信号,该数字信号的一些边缘对应于转子 5 的对准位置。

[0069] 在没有任何显著的饱和或凸极性 (saliency) 的情况下,用于相绕组 7 的电压方程可表达如下:

$$[0070] \quad V_{ph} = i_{ph}R_{ph} + L_{ph} \cdot di_{ph}/dt + E_{ph}$$

[0071] 其中  $V_{ph}$  是跨相绕组 7 的电源,  $i_{ph}$  是相绕组 7 中的电流,  $R_{ph}$  是相绕组 7 的电阻,  $L_{ph}$  是相绕组 7 的电感,并且  $E_{ph}$  是相绕组 7 中由转子 5 感应出的反电动势。

[0072] 当转子 5 处于对准位置时,相绕组 7 中感应出的反电动势为零。在反电动势中的每一个过零点处,电压方程变为:

$$[0073] \quad V_{ph} = i_{ph}R_{ph} + L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$$

[0074] 由于下面提出的原因,  $i_{ph}R_{ph}$  项在反电动势中过零点附近可忽略。因此,对于转子 5 的每一个对准位置,电压方程简化为:

$$[0075] \quad V_{ph} = L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$$

[0076] 反电动势传感器 12 利用该方程产生输出信号,该输出信号具有对应于转子 5 的对准位置的边缘。

[0077] 如图 6 中所示,反电动势传感器 12 包括电压传感器 5、放大器 16、微分器 17、低通滤波器 18 和比较器 19。

[0078] 电压传感器 15 包括分压器 R3, R4, 其输出具有与 DC 链电压  $V_{DC}$  成比例的电压的第一信号。当相绕组 7 被激励时,跨相绕组的电压  $V_{ph}$  对应于 DC 链电压,  $V_{DC}$  减去跨功率开关 Q1-Q4 的电压降。因此,由电压传感器 15 输出的第一信号具有与激励过程中跨相绕组的电压  $V_{ph}$  成比例的电压。

[0079] 放大器 16 对由电流传感器 11 输出的  $I\_SENSE$  信号进行操作。微分器 17 然后对放大器 16 的信号输出进行操作,并且低通滤波器 18 对由微分器 17 输出的信号进行操作。电流传感器 11 可被认为输出具有与相绕组 7 中的电流成比例的电压的第二信号。微分器 17 然后将第二信号微分,并且作为回应产生具有与相绕组中的电流变化速率  $di_{ph}/dt$  成比例的电压的第三信号。相绕组 7 的电感假设是恒定的(这在电机 3 具有很小的或没有凸极性,并且饱和效应微小时有效),并且因而第三信号的电压与  $L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$  成比例。

[0080] 仅采用低通滤波器 18 来抑制可能已经由微分器 17 引入到第三信号中的任何噪声。如果噪声没有被视为是问题,则滤波器 18 可被忽略。图 6 中,低通滤波器 18 和微分器 17 显示为两个不同的部件。替代地,低通滤波器 18 可被实施为微分器 17 的部分,因而避免需要另外的运算放大器。

[0081] 放大器 16 确保第一信号和第三信号的电压适当地调节,以使两个信号的电压在相绕组 7 中感应出的反电动势为零时相对应,即当  $V_{ph} = L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$  时电压相对应。可预想地,电流传感器 11 的感测电阻器 R1 和电压传感器 15 的分压器 R3, R4 可配置为使得第一信号和第二信号的电压已经适当地调节,由此避免对放大器 16 的需要。替代地,不是放大

器 16 对第二信号操作,而是电压调节器(例如放大器或衰减器)可被用于调节第一信号、第二信号和第三信号中的一个或多个,以使第一信号和第三信号的电压在反电动势为零时相对应。

[0082] 比较器 19 比较第一和第三信号的电压,并且响应于所述比较产生数字输出信号。当第一信号的电压大于第二信号的电压时(即当  $V_{ph} > L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$ ),输出信号为逻辑高电平(或替代地为逻辑低电平),并且当第一信号的电压低于第二信号的电压时(即当  $V_{ph} < L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$  时),为逻辑低电平。因此在两个信号的电压相对应的任何时候,即  $V_{ph} = L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$  的任何时候,在输出信号中产生边缘。当相绕组 7 中感应出的反电动势为零时,该条件被满足。因此,当转子 5 处于对准位置处时,边缘在输出信号中产生。但是,如现在将说明的,不对应于转子 5 的对准位置的其他边缘产生在输出信号中,并且因此必须被忽略。

[0083] 当以加速模式操作时,控制器 13 随后在每一个电半周期的完整长度上激励并且续流相绕组 7。相反,当以稳定状态模式操作时,控制器 13 随后在跨越仅每一个电半周期的一部分的传导时段上激励并且续流相绕组 7。在传导时段结束时,控制器 13 通过清除 FW# 续流相绕组 7。然后续流无限制地持续,直到控制器 13 变换相绕组 7 的方向这样的时间时。在反电动势下降区域内,对于指定的相电流获得较小的扭矩。因此,通过在该区域内续流相绕组 7,可实现更有效的电机系统。另外,当反电动势下降时,相电流可陡升到不期望的水平。通过在反电动势的下降区域中续流相绕组 7,该电流尖峰可被避免。

[0084] 当以稳定状态模式操作时,控制器 13 在转子 5 的每一个对准位置之前变换相绕组 7 的电流方向;该原因说明如下。如上段说明的,相绕组 7 在紧接着变换电流方向之前正在续流。在续流过程中,相电流绕逆变器 9 的低压侧环路循环,并且旁路电流传感器 11。因此,没有电流经过电流传感器 11,并且因而第二信号的电压为零。作为对照,流动经过相绕组 7 的电流非零,并且可能相当大。因此,在变换相绕组 7 的电流方向时,在经过电流传感器 11 的电流的幅值中存在突然变化。另外,当变换相绕组 7 的电流时,经过电流传感器 11 的电流的极性由于相绕组的电感而初始时为负。该电流然后陡升,并且快速变为正。因此,当变换相绕组 7 的电流方向时,由电流传感器 11 输出的第二信号的电压从零突然地变为负值,然后陡升到正值。结果,由微分器 17 输出的第三信号的电压具有负尖峰(由于第二信号的电压中的从零到负值的突然变化),该负尖峰之后紧接着正尖峰(由于第二信号的电压中的陡升)。由于第三信号的电压中的正尖峰,边缘产生在 BEMF 信号中。但是,该边缘不对应于反电动势中的过零点。相反,该边缘为经过电流传感器 11 的电流中的突然变化的伪像,这因为在续流过程中电流传感器 11 不能感测相电流而出现。

[0085] 如前段所说明的,相绕组 7 中的电流在变换电流方向时相对快速地升高。结果,第三信号的电压相对高,并且超过第一信号的电压。但是,当反电动势下降时,与零相交,然后对抗 DC 链电压,电流升高的速率减小,因而第三信号的电压减小。在一些点处,第三信号的电压对应于第一信号的电压,并且又一边缘产生在 BEMF 信号中。该边缘则对应于反电动势中的过零点。

[0086] 因此,当变换相绕组 7 的电流方向时,第一边缘由于经过电流传感器 11 的电流中的突然变化在反电动势中产生。该边缘然后随有由于反电动势中的过零点而在 BEMF 信号中的第二边缘。控制器 13 因此忽略了第一边缘,并且响应于第二边缘,确定转子 5 处于对准位置处。

[0087] 响应于检测到第二边缘,控制器 13 忽略 BEMF 信号,直到控制器 13 再次变换相绕组 7 的电流方向这样的时刻。该原因如下。当处于加速模式中时,控制器 13 在无论何时只要相绕组 7 中的电流超过电流限值则将相绕组 7 续流预定续流时段。因此,在每一个传导时段过程中,控制器 13 可将相电流斩波。如果发生电流斩波,则经过电流传感器 11 的电流将在控制器 13 续流并且然后激励相绕组 7 时突然变化。经过传感器 11 的电流中的任何突然变化可能导致 BEMF 信号中的伪边缘。另外,在任意续流时段过程中,相电流绕逆变器 9 的低压侧环路循环,并且旁路电流传感器 11。因此,由电流传感器 11 输出的第二信号的电压为零,并且因而由微分器 17 输出的第三信号无效。控制器 13 因此仅响应于变换相绕组 7 的电流方向而开始监测 BEMF 信号。控制器 13 然后忽略了 BEMF 信号中的第一边缘,并且响应于 BEMF 信号中的第二边缘,确定转子 5 处于对准位置处。之后,控制器 13 忽略 BEMF 信号,直到控制器 13 再次变换相绕组 7 的电流方向这样的时刻。在本实施例中,第一边缘为上升边缘,第二边缘为下降边缘。控制器 13 因此监测 BEMF 信号,并且响应于下降边缘,确定转子 5 处于对准位置处。

[0088] 为了试图展示电机系统 1 的性能,图 7 示出了一个电周期上的相电流、第二信号的电压、第三信号的电压和 BEMF 信号的可能的波形。在变换相绕组 7 的电流方向时,可看到第二信号的电压从零突然地变为负值,然后陡升到正值。结果,第三信号的电压具有负尖峰(对应于第二信号的电压中的从零到负值的突然变化),该负尖峰之后紧接着正尖峰(对应于第二信号的电压中的陡升)。正尖峰的幅值为使得第三信号的电压超过第一信号的电压,并且因而上升边缘在 BEMF 信号中产生。当第三信号的电压下降时,第一信号和第三信号的电压再次相对应,并且下降边缘在 BEMF 信号中产生。

[0089] 如上面所说明的,控制器 13 在转子 5 的每一个对准位置之前变换相绕组 7 的电流方向。该原因如下。在激励过程中,相电压  $V_{ph}$  与 DC 链电压  $V_{DC}$  成比例。在另一方面,在续流过程中,相电压为零。因此,由电压传感器 15 输出的信号的电压与相电压  $V_{ph}$  仅在相绕组 7 被激励时成比例。另外,电流传感器 11 仅在激励过程中提供相电流的测量值。反电动势传感器 12 因此能够仅在相绕组 7 被激励时确定转子位置。控制器 13 因此在转子 5 的每一个对准位置之前变换相绕组 7 的电流方向。这于是确保相绕组 7 在转子 5 经过每一个对准位置时被激励。

[0090] 为了变换相绕组 7 的电流方向,控制器 13 响应于 BEMF 信号的每一个下降边缘动作。响应于 BEMF 信号的下降边缘,控制器 13 从电半周期的时段  $T_{HC}$  减去提前时段  $T_{ADV}$  来得到变换电流方向时段  $T_{COM}$  :

$$[0091] \quad T_{COM} = T_{HC} - T_{ADV}$$

[0092] 控制器 13 然后在下降边缘之后的时刻  $T_{COM}$  处变换相绕组 7 的电流方向。结果,控制器 13 在转子 5 的下一个对准位置之前,提前提前时段  $T_{ADV}$  变换相绕组 7 的电流方向。电半周期的时段  $T_{HC}$  由 BEMF 信号的两个连续的边缘之间的间隔限定。

[0093] 提前时段限定激励的相位(即相绕组 7 被激励所处于的相对于转子 5 的对准位置的角度),并且传导时段限定激励长度(即相绕组 7 被激励所越过的角度)。控制器 13 可响应于转子 5 的速度中的变化调节提前时段和/或传导时段。例如,控制器 13 可调节提前时段和/或传导时段,以使得在一转子速度范围内获得相同的输入或输出功率。

[0094] 在上面的讨论中,注意到相电压方程的电阻项  $i_{ph}R_{ph}$  在反电动势中的过零点附近

可忽略不计。这是因为以下若干原因。首先,与转子位置无关,电阻项相对小。例如,在 70 摄氏度下相电阻可能为  $0.03\ \Omega$ ,电源 2 的电压可以是 24V,并且电流限值可以是 30A。因此,当相电流在 30A 最大值处时, $i_{ph}R_{ph}$  项为 0.9V。另一方面,相电压为约 24V。因此,与转子位置无关,用于相绕组 7 的电压方程由电感和反电动势项决定。第二,当以稳定状态操作时,控制器 13 在反电动势的下降周期过程中续流相绕组。因此,相电流在反电动势中的过零点之前已经衰减一定时段。第三,控制器 13 在反电动势中的过零点之前变换相绕组 7 的电流方向。变换电流方向本质上涉及相电流中的过零点。由于相电流在变换电流方向之前通常非零,并且变换电流方向在反电动势的过零点之前发生,因此相电流中的过零点将在反电动势中的过零点处或附近发生。因此,电阻项在反电动势中的过零点处可忽略不计。

[0095] 在速度阈值处,加速模式中的电流斩波频率可能相对低。结果,由控制器 13 确定的对准位置中的误差量可能相对大。稳定状态模式要求相绕组 7 在转子对准位置之前被激励。但是,如果确定的对准位置中的误差相对大,则可能的是,变换电流方向可能发生在转子对准位置处或之后。因此,在进入稳定状态模式之前,可能需要或期望以提高的准确度建立转子 5 的对准位置。因此,如图 8 中所示,反电动势传感器 12 可能包括一对分压器 R5, R6 和 R7, R8,微分放大器 20 和过零检测器 21。分压器 R5, R6, R7, R8 的输出被供给到放大器 20,放大器 20 输出相电压的测量值。放大器 20 的输出被供给到过零检测器 21,过零检测器 21 输出具有对应于相电压中的过零点的边缘的数字信号。在从加速模式转变为稳定状态模式时,控制器 13 断开变换器 9 的所有开关 Q1-Q4,并且监测由过零检测器 21 输出的信号。在所有开关断开的情况下,相电流通过开关 Q1-Q4 的续流二极管衰减,直到没有电流流动经过相绕组 7。此时,跨相绕组 7 的电压对应于在相绕组 7 中感应出的反电动势。因此,由过零检测器 21 输出的信号的每一个边缘对应于反电动势中的过零点。控制器 13 因此得到转子对准位置的更准确的测量值。在转子对准位置已经被识别出之后(即在由过零检测器 21 输出的信号中的边缘已经被感测到之后),控制器 13 切换到稳定状态模式,并且以上面所述的方式控制电机 3。特别地,控制器 13 监测 BEMF 信号,并且响应于 BEMF 信号中的下降边缘变换相绕组 7 的电流方向。

[0096] 在上面所述的实施例中,反电动势传感器 12 仅在相激励过程中能够感测反电动势的过零点。控制器 13 因此要求在反电动势中的每一个过零点之前变换相绕组 7 的电流方向。这不被认为是问题,因为在稳定状态模式中发生的相对高的速度下,通常要求提前变换电流方向,以在每一个电半周期上将足够的电流,因而足够的功率驱入相绕组 7 中。然而,可能存在期望相对于反电动势的过零点同步或延迟变换电流方向的一些情况。

[0097] 使用与上面所述相同的控制方案,提前、同步和延迟变换电流方向都可获得。响应于 BEMF 信号中的下降边缘,控制器 13 从电半周期的时段  $T_{HC}$  减去相时段  $T_{PHASE}$  来得到变换电流方向周期  $T_{COM}$  :

$$[0098] \quad T_{COM} = T_{HC} - T_{PHASE}$$

[0099] 控制器 13 然后在下降边缘之后的时刻  $T_{COM}$  处变换相绕组 7 的电流方向。结果,控制器 13 相对下一个转子对准位置在相时段  $T_{PHASE}$  处变换相绕组 7 的电流方向。如果相时段为正,则变换电流方向在转子对准位置之前发生(提前变换电流方向)。如果相时段为零,则变换电流方向在转子对准位置处发生(同步变换电流方向)。并且如果相时段为负,则变换电流方向在转子对准位置之后发生(延迟变换电流方向)。

[0100] 如果采用同步或延迟变换电流方向,则转子对准位置可能在相绕组 7 正在续流时发生。因此要求电流传感器 11 和电压传感器 15 的替代设计,以在续流以及激励过程中测量相电压和相电流。

[0101] 图 9 示出替代实施例,其中电流传感器 11 和电压传感器 15 是不同的。在所有其他方面中,控制系统 4 不改变。特别地,反电动势传感器 12 继续包括放大器 16、微分器 17、低通滤波器 18 和比较器 19。

[0102] 电流传感器 11 包括一对感测电阻器 R1 和 R2 以及多路复用器 25。每一个电阻器 R1, R2 位于逆变器 9 的下分支上,其中一个电阻器 R2 提供当被从左到右激励时相电流的测量值,并且另一个电阻器 R1 提供当被从右到左激励时相电流的测量值。多路复用器 25 选择由感测电阻器 R1, R2 输出的两个信号中的一个。

[0103] 电压传感器 15 包括一对分压器 R5, R6 和 R7, R8, 一对微分放大器 22, 23, 以及多路复用器 24。分压器 R5, R6 和 R7, R8 位于相绕组 7 的相对侧,并且分压器 R5, R6, R7, R8 的输出被供给到两个微分放大器 22, 23。由放大器 22 中的一个输出的信号提供当被从左到右激励时相电压的测量值,并且由另一个放大器 23 输出的信号提供当被从右到左激励时相电压的测量值。多路复用器 24 选择由放大器 22, 23 输出的两个信号中的一个。

[0104] 由控制器 13 输出的 DIR1 信号被用作用于两个多路复用器 24, 25 的选择器输入。因此,多路复用器 24, 25 根据经过相绕组 7 的电流方向选择放大器 22, 23 中的一个以及感测电阻器 R1, R2 中的一个。通过将分压器 R5, R6, R7, R8 设置在相绕组 7 的相对侧,并且将感测电阻器 R1, R2 设置在逆变器 9 的相对分支上,相电压和相电流可在续流以及激励过程中被感测。

[0105] 图 6 的反电动势传感器 12 在续流过程中不能感测相电流和相电压。结果,在续流过程中,在 BEMF 信号中产生伪边缘。另一方面,图 9 的反电动势传感器 12 在激励和续流二者过程中能感测相电流和相电压。结果,在续流过程中没有产生伪边缘。然而,上升边缘在变换相绕组 7 电流方向时继续在 BEMF 信号中产生。上升边缘因为由于相绕组的电感导致经过所选择的电阻 R1 或 R2 的电流初始时为负而发生。结果,在第三信号的电压中发生负尖峰以及随后的正尖峰。控制器 13 因此在激励和续流过程中监测 BEMF 信号,并且在相对于 BEMF 信号的下降边缘的时刻处变换相绕组 7 的电流方向。

[0106] 图 10 示出采用图 9 的装置时,在一个电周期上相电流、第二信号的电压、第三信号的电压和 BEMF 信号的波形。

[0107] 图 11 示出又一替代实施例,其中电流传感器 11 和电压传感器 15 再次改变。

[0108] 电流传感器 11 包括电流互感器 26,其在激励和续流二者过程中感测相电流。由电流互感器 26 输出的信号的极性反映经过相绕组 7 的电流的方向。

[0109] 电压传感器 15 包括一对位于相绕组 7 的相对侧的分压器 R5, R6 和 R7, R8,其输出被供给到单个微分放大器 22。由放大器 22 输出的信号提供相电压的测量值,其中电压的极性反映激励的方向,即当相绕组 7 被从左到右激励时相电压为正,并且当被从右到左激励时相电压为负。

[0110] 关于图 9 中示出的实施例,电流传感器 11 和电压传感器 15 在激励和续流二者过程中感测相电流和相电压。但是,与图 9 的实施例形成对照,由电流传感器 11 输出的信号的电压在相绕组 7 变换电流方向过程中不遭受突然变化。如现在将解释的,这对于由反电

动势传感器 12 输出的 BEMF 信号具有重要的意义。

[0111] 图 12 示出采用图 11 的装置时,在一个电周期上相电流、第二信号的电压、第三信号的电压和 BEMF 信号的波形。可看到,由电流传感器 11 输出的第二信号的电压与相电流的电压成镜像。与图 10 中示出的波形形成对照,第二信号的电压中在变换电流方向处没有突然变化。因此,在第三信号的电压中不存在负尖峰。从图 12 看起来,第一和第三信号的电压在续流和变换电流方向的点处对应。但是并非如此。相反,两个信号的电压一起上升和下降。因此,两个信号的电压不相对应,并且在 BEMF 信号中不产生边缘。实际上,如从图 12 证实的,仅在反电动势中的过零点处,即当  $V_{ph} = L_{ph} \cdot di_{ph}/dt$  时,在 BEMF 信号中产生边缘。BEMF 信号因此类似于由传统的霍尔效应传感器输出的信号。

[0112] 因而特定的实施例已经就测量相电压和相电流进行了描述。应意识到,存在用于测量电压和电流的其他装置。仅作为示例,电流传感器 11 可包括霍尔效应传感器或其他电流换能器。

[0113] 在上面所述的实施例中,反电动势传感器 12 与控制器 13 不同,并且实施在控制器 13 外部的硬件中。但是可设想的是,如果要求的硬件形成控制器 13 的外设的一部分,则反电动势传感器 12 的一个或多个部件(例如放大器 16,微分器 17,低通滤波器 18 和 / 或比较器 19)可能形成控制器 13 的一体部分。

[0114] 反电动势传感器 12 的低通滤波器 18 可在第三信号中引入相位延迟,这将进而导致 BEMF 信号中的相移。低通滤波器 18 因此配置为在尽可能小的相位延迟的情况下从第三信号充分去除噪声。

[0115] 两种方案因而已经被描述用于感测转子 5 的位置。在第一方案中(在加速模式中被采用),相电流超过电流限值所花的时间被用于确定转子 5 的位置。在第二方案中(在稳定状态模式中被采用),进行相电压和相电流的变化速率的比较,以确定转子 5 的位置。

[0116] 第一方案具有可能在不需要任何附加硬件的情况下实施的优点。实际上,与采用霍尔效应传感器的传统的电机系统相比较,第一方案采用的部件至少少一个。当相电流超过电流限值时,相绕组 7 被续流续流时段。因此在续流过程中不需要感测相电流。结果,第一方案可被实施为使用单个感测电阻器来测量相电流。第一方案因此提供确定转子位置的成本效益高的方法。

[0117] 第一方案依靠电流斩波来确定转子 5 的位置。而且,电流斩波的频率确定转子位置被确定的分辨率以及因而确定准确度。因此,当电流斩波相对不频繁时(例如在相对高速下),确定的转子位置的准确度可能相对差。第二方案具有不依靠电流斩波来确定转子 5 的位置的优点。因此,转子位置的确定可与转子速度无关进行。确定的转子位置的准确度部分地由电阻项,  $i_{ph}R_{ph}$  限定。幸好,电阻项通常较小,并且往往可以忽略。而且,即使电阻项可谓非常大,该相仅仅增大确定的对准位置中的误差。然而仍可能确定转子的对准位置。该第二方案的缺点在于要求附加的硬件来实施该方案,这自然增加电机系统 1 的成本。然而,部件成本的增加可能通过由于省略霍尔效应传感器导致的组件成本的降低而被抵消。

[0118] 实施第二方案的成本可通过采用用于电压传感器 15 的单个分压器 R3, R4 以及用于电流传感器 11 的单个感测电阻器 R1 而被保持相对低,如图 6 中所示。在采用单个分压器 R3, R4 和单个感测电阻器 R1 时,转子 5 的位置仅可在相绕组 7 被激励时被感测。这通过在转子对准位置之前变换相绕组 7 的电流方向来获得。在相对低速下,相电流相对快速地

上升到电流限值。因此可能的是,反电动势中的过零点可能发生在相绕组 7 正在续流时的时刻。因此,第二方案的该特定实施方式虽然成本效益高,但是在相对低速下可能不适用。但是,通过在较低速度下采用第一方案,并且在较高速度下采用第二方案,获得用于在转子速度的整个范围内控制电机 3 的成本效益高的技术方案。

[0119] 电源 2 可输出随时间变化的电压。例如,电源 2 可能包括使用时放电的电池。替代地,电源 2 可能包括 AC 电源和提供整流电压的整流器。取决于 DC 链滤波器 8 的电容,DC 链电压可能具有相对高的波动。替代地,DC 链滤波器 8 可平滑地整流电压,但是 AC 电源的 RMS 电压可能随时间漂移。相绕组 7 中电流上升的速率取决于相电压的幅值。因此,当采用第一无传感器方案时,电源 2 的电压中的任何变化可能影响由控制器 13 确定的对准位置的点。例如,当电源 2 的电压增大时,相电流上升的速率增大,并且因而电流上升时段的长度减小。如果采用相同的电流上升阈值,则电源 2 的电压中的变化可能使对准位置确定在较早一点处(如果电压增大)或较晚一点处(如果电压减小)。因此,控制器 13 可响应于电源 2 的电压中的变化调整上升时间阈值。特别地,控制器 13 可响应于相电压中的增大而减小上升时间阈值,反之亦然。结果,可能在一电压范围上以更高的准确度确定对准位置。

[0120] 除了调整上升时间阈值,控制器 13 还可能响应于电源 2 的电压中的变化调整续流时段。例如,如果电源 2 的电压减小,则相电流将在激励过程中以较低的速率上升,并且因而电流斩波的频率将减小。为了对此进行补偿,可能采用较短的续流时段。更一般地,控制器 13 可能响应于转子速度和/或供给电压调整电流限值和/或续流时段,以使相电流波形具有更好的形状,由此提高电机系统 1 的功率和/或效率。

[0121] 控制器 13 还可采用速度阈值,该速度阈值取决于电源 2 的电压。当采用第一无传感器方案时,对准位置的准确度取决于电流斩波的频率。当电源 2 的电压减小时,相电流以较低的速率上升,并且因而电流斩波的频率减小。在相对低速下,电流斩波的频率相对高,并且因而电源 2 的电压中的减小不会明显地影响对准位置的准确度。但是,在相对高速下,其中电流斩波频率相对低,则电源的电压中的减小可能不利地影响对准位置的准确度。因此,对于较低电源电压,可能在较低速下期望切换到第二无传感器方案。当采用第二无传感器方案时,或特别是图 6 和 7 中示出的特定实施例,转子 5 的位置可仅在相激励过程中确定。控制器 13 因此在每一个对准位置之前变换相绕组 7 的电流方向,以确保相绕组 7 在转子 5 经过对准位置时被激励。但是,控制器 13 在相绕组 7 中的电流超过电流限值的任何时候将相绕组 7 续流。因此重要的是,相电流在转子 5 到达对准位置之前不超过电流限值。速度阈值和提前时段因此被选定为使得对于标称电源电压,相电流不超过电流限值,直到在转子 5 已经经过对准位置之后。但是,如果电源 2 的电压将要增大,则相电流将以更快的速率上升,并且因而将在更早的时间点达到电流限值。可设想的是,相电流可能在转子 5 已经到达对准位置之前超过电流限值。因此,对于较高的供给电压,可能期望在较高速下切换到第二无传感器方案,其中反电动势的幅值将更高。两个无传感器方案因此都可从取决于电源电压幅值的速度阈值获益。因此,控制器 13 可采用速度阈值,该速度阈值取决于电源电压的幅值。更特别地,控制器 13 可能采用用于较低电源电压的较低的速度阈值。

[0122] 上面所述的第一无传感器方案使用电流上升时段来确定转子 5 的位置。但是,申请人已经发现,在每一个续流时段结束时的相电流的幅值也可被用于确定转子 5 的位置。如上面说明的,控制器 13 在相绕组 7 中的电流超过电流限值的任何时候将相绕组 7 续流。

控制器 13 将相绕组 7 续流预定续流时间,在该时间过程中,相绕组 7 中的电流衰减。在每一个续流时段过程中,在相绕组 7 中感应出的反电动势与相绕组 7 中的电流方向相反的方向动作。相电流衰减的速率因此取决于反电动势的幅值。因此,在每一个续流时段结束时相电流的幅值取决于相绕组 7 中的反电动势的幅值。相绕组 7 中感应出的反电动势的幅值取决于转子 5 的角度位置等。因此,在每一个续流时段结束时的相电流的幅值可被用于确定转子 5 的位置。

[0123] 反电动势的波形通常为正弦波(如图 4 和 5 中所示)或梯形波,反电动势中的过零点发生在转子 5 的对准位置处。因此,当转子 5 接近对准位置时,反电动势的幅值减小,并且因而在每一个续流时段结束时相电流的幅值增大。该性能然后可由控制器 13 利用以确定转子 5 的位置。特别地,控制器 13 可测量每一个续流时段结束时相电流的幅值,并且将该值与电流阈值相比较。当相电流超过电流阈值时,则控制器 13 确定转子 5 处于对准位置。

[0124] 图 13 示出当采用实施第一无传感器方案的该替代方法时,在一个电半周期上相电流、功率开关 Q1 的开/关信号和反电动势的波形。这些波形对应于图 4 的波形,不同的是,转子 5 的位置使用每一个续流时段(而不是电流上升时段)结束时相电流的幅值确定。

[0125] 当电流上升时段被用于确定转子位置时,选定用于电流上升阈值的数值影响由控制器 13 确定的对准位置的准确度。同样,当续流时段结束时的相电流的幅值被用于确定转子位置时,选定用于电流阈值的数值影响确定的对准位置的准确度。特别地,如果电流阈值设置得太低,则控制器 13 可能在较早的点处确定转子 5 的对准位置。相反地,如果电流阈值设置得太高,则控制器 13 可能在较晚的点处确定转子 5 的对准位置。

[0126] 当转子速度增大时,电流斩波频率减小。另外,在每一个续流时段过程中,反电动势的幅值增大,并且因而相电流以较快的速率衰减。因此,当转子 5 在对准位置处或附近时,在续流时段结束处的相电流的幅值可能在较高转子速度下较低。这可例如在图 4 和 5 中看到,其中转子速度分别较低和较高。如果不管转子速度而采用相同的电流阈值,则当以较低的转子速度操作时,控制器 13 将更可能在较早的点处确定转子 5 处于对准位置,并且当以较高的转子速度操作时,控制器 13 将更可能在较晚的点处确定转子 5 处于对准位置。因此,为了提高确定的对准位置的准确度,控制器 13 可采用随转子速度变化的电流阈值。特别地,控制器 13 可能采用在增大的转子速度情况下减小的电流阈值。因此,在较低速度下,在电流斩波频率相对高的情况下,可使用较高的电流阈值。相反地,在较高速度下,在电流斩波频率相对低的情况下,可使用较低的电流阈值。结果,对准位置可在一转子速度范围内以提高的准确度确定。

[0127] 两种不同的方法因此可用于实施第一无传感器方案。在第一种方法中,电流上升时段被用于确定转子的位置。在第二种方法中,在续流时段结束时的相电流的幅值被用于确定转子的位置。因此,在更一般的意义中,第一无传感器方案可能被认为包括相继地激励和续流相绕组。该绕组被响应于绕组中的电流超过电流限值而续流预定续流时段。然后测量对应于续流时段结束时电流上升时段或相电流的幅值的参数。该测量参数然后与阈值相比较,并且当测量的参数小于阈值时(例如当电流上升时段小于上升时间阈值时)或大于阈值时(例如当相电流的幅值大于电流阈值时),转子被确定处于对准位置处。

[0128] 该第一无传感器方案利用当转子 5 接近对准位置时,电流上升时段减小,并且相



电流的幅值在续流时段结束处增大这一发现。申请人还发现当转子 5 在未对准和对准位置之间的中点处或附近时, 电流上升时段在最大值, 并且在续流时段结束处相电流的幅值处于最小值。因此, 不是在电流上升时段小于上升时间阈值时或在续流时段结束时的相电流大于电流阈值时确定转子 5 处于对准位置, 控制器 13 可能替代地在电流上升时段大于上升时间阈值时或当在续流时段结束处的相电流小于电流阈值时确定转子 5 处于中点位置。因此, 在更一般的意义中, 控制器 13 可能被认为当测量的参数小于或大于阈值时确定转子 5 处于预定位置处。

[0129] 通过适当地选择上升时间阈值或电流阈值, 可通过控制器 13 确定用于转子 5 的任意预定位置。例如, 当电流上升时段小于上升时间阈值时, 我们认为控制器 13 确定转子 5 处于特定位置处。通过增大上升时间阈值, 转子位置将被确定在较早点处。相反地, 通过减小上升时间阈值, 转子位置将被确定在较晚点处。上升时间阈值或电流阈值的数值可能因此被限定为使得比较操作 (即测量的参数小于或大于阈值) 对于转子 5 的特定预定位置被满足。而且, 该阈值的数值可被限定, 以便于控制用于相绕组 7 的变换电流方向点。例如, 我们认为控制器 13 在确定电流上升时段小于上升时间阈值时立即变换相绕组 7 的电流方向。而且, 我们认为上升时间阈值的数值在初始时被限定为使得在转子 5 处于对准位置处时电流上升时段小于上升时间阈值。通过增大上升时间阈值的数值, 电流上升时段在较早点处将小于上升时间阈值, 并且因而控制器 13 将在对准位置之前变换相绕组 7 的电流方向, 即提前变换电流方向。相反地, 通过减小上升时间阈值的数值, 电流上升时段将在较晚点处小于上升时间阈值, 并且因而控制器 13 将在对准位置之后变换相绕组 7 的电流方向, 即延迟变换电流方向。因此, 提前、同步或延迟变换电流方向可通过上升时间阈值或电流阈值的适当选择获得。这于是具有变换电流方向点可在不需要计算变换电流方向时段  $T_{COM}$ , 或采用专用的计时器来测量变换电流方向时段的情况下设置。

[0130] 因此已经就实施第一无传感器方案描述了两种不同的方法。在每一种方法中, 控制器 13 激励相绕组 7, 直到相电流超过电流限值, 响应于相电流超过电流限值, 控制器 13 将相绕组 7 续流预定续流时段。现在将描述用于实施第一无传感器方案的又两种方法。在第三方法中, 控制器 13 放弃使用预定续流时段, 并且替代地采用上电流限值和下电流限值。控制器 13 于是激励相绕组 7 直到相电流上升到上电流限值, 在该点处, 控制器 13 将相绕组 7 续流。续流然后继续, 直到相电流衰减到下电流限值, 在该点处, 控制器 13 再次激励相绕组 7。控制器 13 然后测量相电流从下电流限值上升到上电流限值或从上电流限值下降到下电流限值所花的时间。如上面说明的, 相绕组 7 中的反电动势的幅值影响相电流在激励过程中上升的速率和在续流过程中下降的速率。因此, 相电流上升到上电流限值或下降到下电流限值所花的时间将取决于转子 5 的角度位置。控制器 13 然后比较测量时间与阈值, 并且在测量时间小于或大于阈值时确定转子 5 处于预定位置处。例如, 当测量时间小于阈值时, 控制器 13 可确定转子 5 处于对准位置处。在第四方法中, 控制器 13 初始时激励相绕组 7, 直到相电流超过电流限值。控制器 13 然后将相绕组 7 续流预定续流时段, 或直到相电流下降到下电流限值。在续流结束时, 控制器 13 再次激励相绕组 7。但是, 不是激励相绕组 7 直到相电流超过电流限值这样的时间, 而是控制器 13 激励相绕组 7 持续预定激励时段。在激励时段结束时, 控制器 13 测量相电流的幅值, 并且比较该幅值与阈值。由于相绕组 7 中的反电动势的幅值影响相电流在激励过程中上升的速率, 因此在激励时段结束时相电流的

幅值将取决于转子 5 的角度位置。控制器 13 然后在测量的相电流小于或大于阈值时确定转子 5 处于预定位置处。例如,当测量的相电流大于阈值时,控制器 13 可确定转子 5 处于对准位置处。该第四方法的缺点是,在每一个激励时段结束时的相电流的幅值不好控制。结果,相电流有可能上升到损坏电机系统 1 的部件的水平。但是,该问题可通过具有相对短的激励时段来减轻。

[0131] 几种方法因此可获得用于实施第一无传感器方案。与方法无关,第一无传感器方案涉及相继地激励和续流相绕组 7。然后在续流开始或结束时测量参数。该参数取决于激励或续流过程中相绕组 7 中的电流的变化速率。例如,该参数可以是续流开始或结束时相电流的幅值,或该参数可以是激励过程中相电流上升到上电流限值或续流过程中相电流下降到下电流限值要求的时间。

[0132] 第二无传感器方案在第一和第三信号的电压相对应的任何时候,在 BEMF 信号中产生边缘。在上面所述的实施例中,两个信号调节为使得在反电动势中存在过零点的任何时候,即当转子 5 处于对准位置处时,使得电压相对应。但是,该信号可被调节为使得电压在反电动势波形中的不同点处,并且因而在不同的转子位置处相对应。例如,在图 7 中示出的示例中,增大第一信号的电压将使下降边缘在较早点处产生。相反地,减小第一信号的电压降使下降边缘在较晚点处产生。因此,通过两个信号的适当调节,可使两个信号的电压在转子 5 处于特定预定位置处时相对应。

[0133] 第二无传感器方案假设电阻项  $i_{ph}R_{ph}$  相对小,并且可忽略。但是,如果需要,该电阻项可被计入。例如,反电动势传感器 12 可包括用于调节由电流传感器 11 输出的信号的放大器或其他硬件,以产生具有与  $i_{ph}R_{ph}$  成比例的电压的第四信号。反电动势传感器 12 可进一步包括加法放大器或其他硬件,其将第三信号的电压 ( $L_{ph}di_{ph}/dt$ ) 和第四信号的电压 ( $i_{ph}R_{ph}$ ) 相加,以产生具有与  $i_{ph}R_{ph}+L_{ph}di_{ph}/dt$  成比例的电压的第五信号。比较器 19 然后比较第一信号的电压 ( $V_{ph}$ ) 和第五信号的电压 ( $i_{ph}R_{ph}+L_{ph}di_{ph}/dt$ ),并且在  $V_{ph} = i_{ph}R_{ph}+L_{ph}di_{ph}/dt$  的任何时候在输出信号中产生边缘。因此,在更一般的意义中,第二无传感器方案被被认为包括产生一信号,该信号具有与  $V_{ph}$  成比例的电压并且产生具有取决于  $di_{ph}/dt$  的电压的又一信号。电阻相  $i_{ph}R_{ph}$  可被忽略,在该情况下,该又一信号的电压与  $L_{ph}di_{ph}/dt$  成比例。替代地,电阻相可被计入,在该情况下,该又一信号的电压与  $i_{ph}R_{ph}+L_{ph}di_{ph}/dt$  成比例。两个信号的电压然后相比较,并且当两个电压相对应时,确定转子的预定位置。

[0134] 在上面所述的实施例中,控制器 13 产生用于控制逆变器 9 的功率开关 Q1-Q4 的三个控制信号 (DIR1, DIR2 和 FW#)。应意识到,可采用其他方案来控制功率开关 Q1-Q4。通过示例,控制器 13 的处理器可产生用于四个功率开关 Q1-Q4 中的每一个的开关信号 S1-S4。控制器内部或外部的硬件可然后产生电流限制信号,该电流限值信号在相电流超过电流限值的任何时候为逻辑高电平。电流限值信号的优先级高于开关信号,以使得高电压侧开关 Q1, Q3 响应于逻辑高电平的电流限值信号断开,而不管开关信号 S1-S4 的状态。采用硬件来产生电流限值信号具有控制系统 4 能够相对快速地响应于电流限值事件的优点。

[0135] 在上面所述的实施例中,续流涉及断开高电压侧开关 Q1, Q3, 并且允许相绕组 7 中的电流绕逆变器 9 的低压侧环路再循环。可设想的是,续流可能相反地涉及断开低压侧开关 Q2, Q4, 并且允许电流绕逆变器 9 的高压侧环路再循环。因此,在更一般的意义中,续流应被理解为意思是零伏被施加到相绕组 7。在图 9 中示出的实施例中,绕逆变器 9 的高压

侧环路续流是不期望的。这是因为电流传感器 11 的感测电阻器 R1, R2 于是必须位于逆变器 9 的上分支上。结果,跨每一个感测电阻器 R1, R2 的电压将浮动,使得相电流的测量变困难。

[0136] 因而参照了具有单相四极电机 3 的电机系统 1。但是,控制系统 4 可能等同地用于驱动具有更少或更多极数的电机 3。单相电机 3 具有可采用相对简单并且因而便宜的控制 系统 4 来控制电机 3 的优点。现有的用于控制单相电机的无传感器方案通常在电周期中的期望反电动势中过零点的点处停止激励。结果,驱入电机中的电功率明显降低。另外,电机的效率可能降低和 / 或扭矩波动可能增大。作为对照,上面所述的无传感器方案能够在激励相绕组时感测转子的位置。结果,每一种方案可在没有不利地影响电功率、效率或扭矩波动的情况下被用于控制单相电机。

[0137] 虽然上面所述的无传感器方案在被采用于单相电机中时具有特定的益处,但是每一种方案可被用于多相电机。对于多相电机,将存在特定的相绕组没有被激励的时段。因此,在无传感器方案依赖相激励来感测转子位置的情况下,需要将电流感测从一个相绕组切换到另一个。

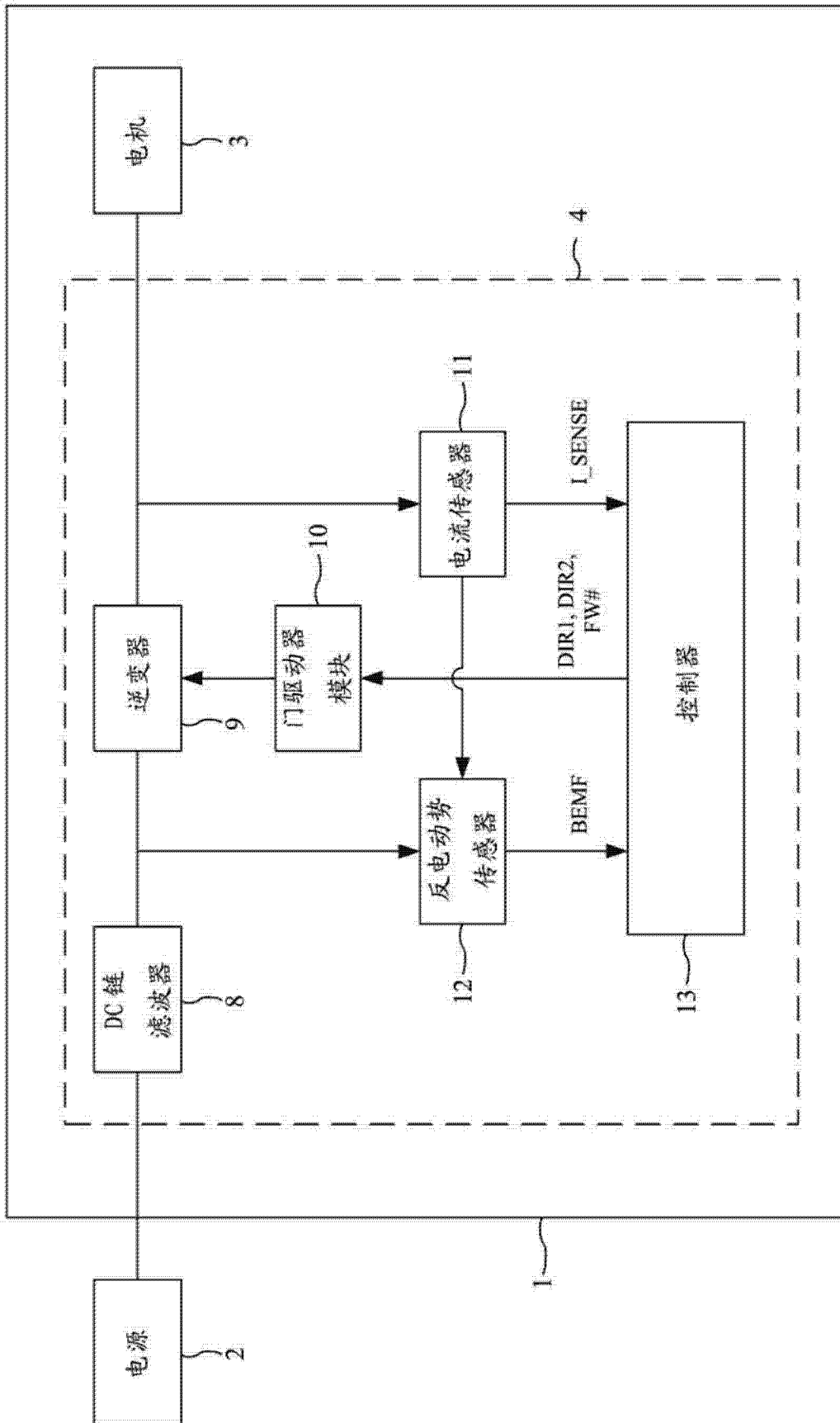


图 1

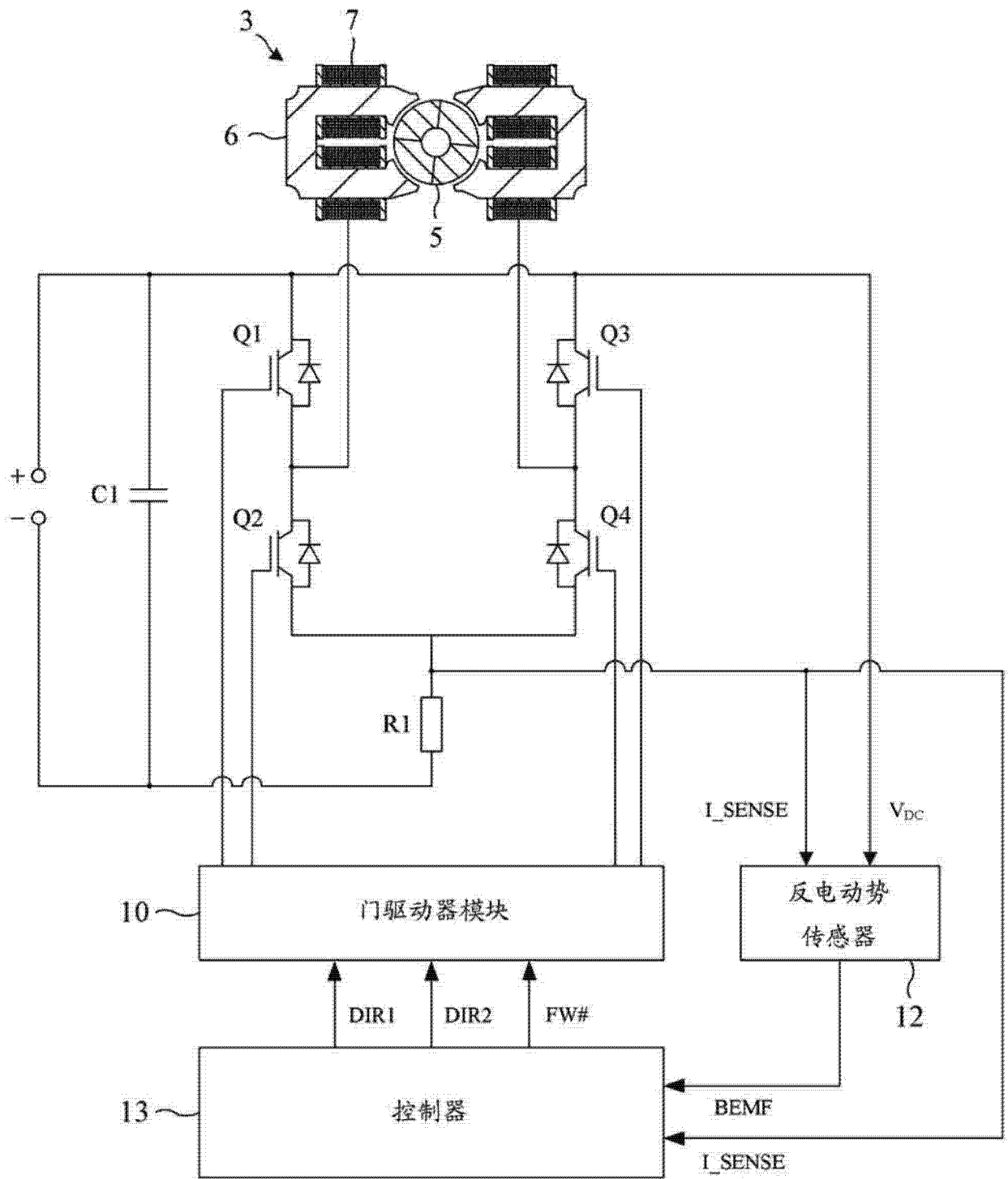


图 2

控制信号			功率开关				逆变器状况
DIR1	DIR2	FW#	Q1	Q2	Q3	Q4	
0	0	X	0	0	0	0	关
1	0	1	1	0	0	1	从左到右激励
0	1	1	0	1	1	0	从右到左激励
1	0	0	0	0	0	1	从左到右续流
0	1	0	0	0	1	0	从右到左续流
1	1	X	-	-	-	-	非法

图 3

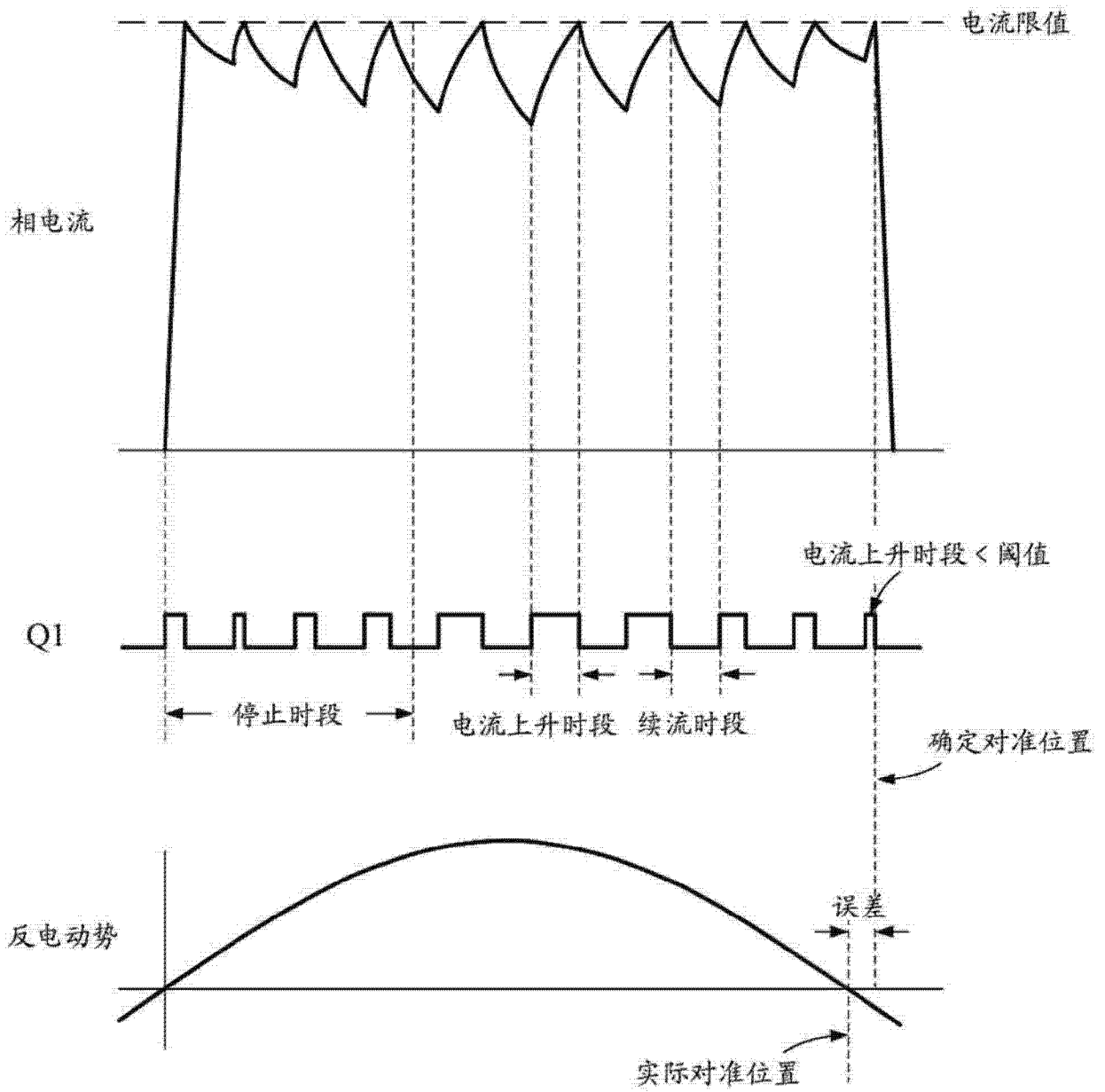


图 4

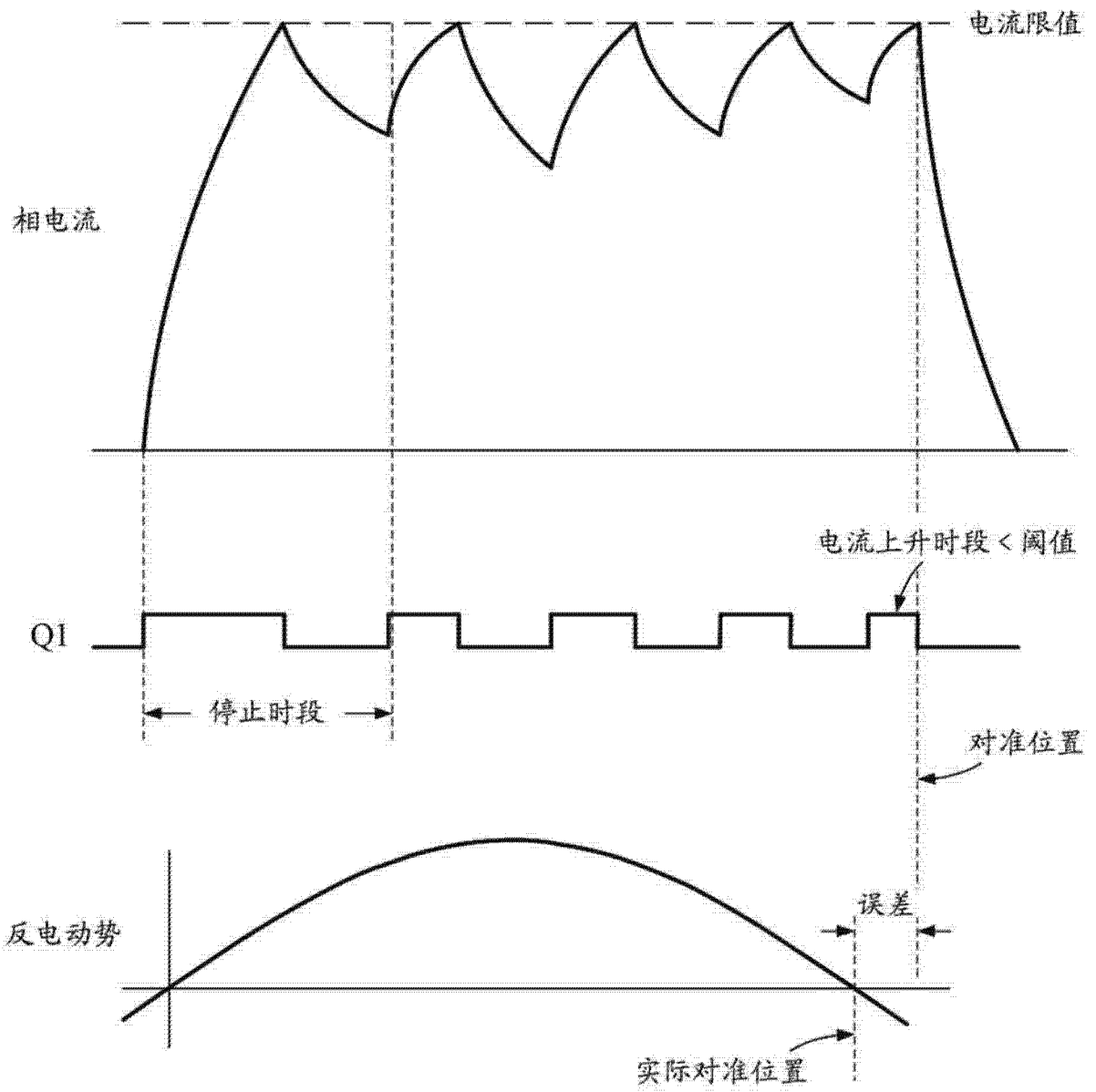


图 5



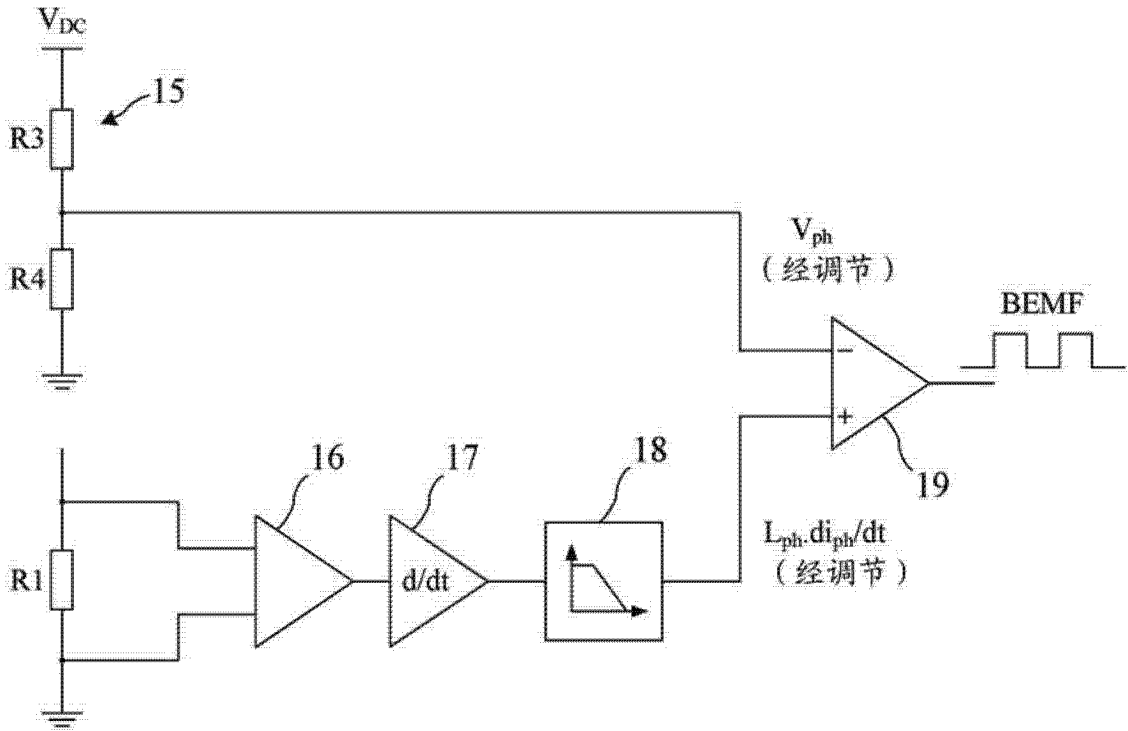


图 6

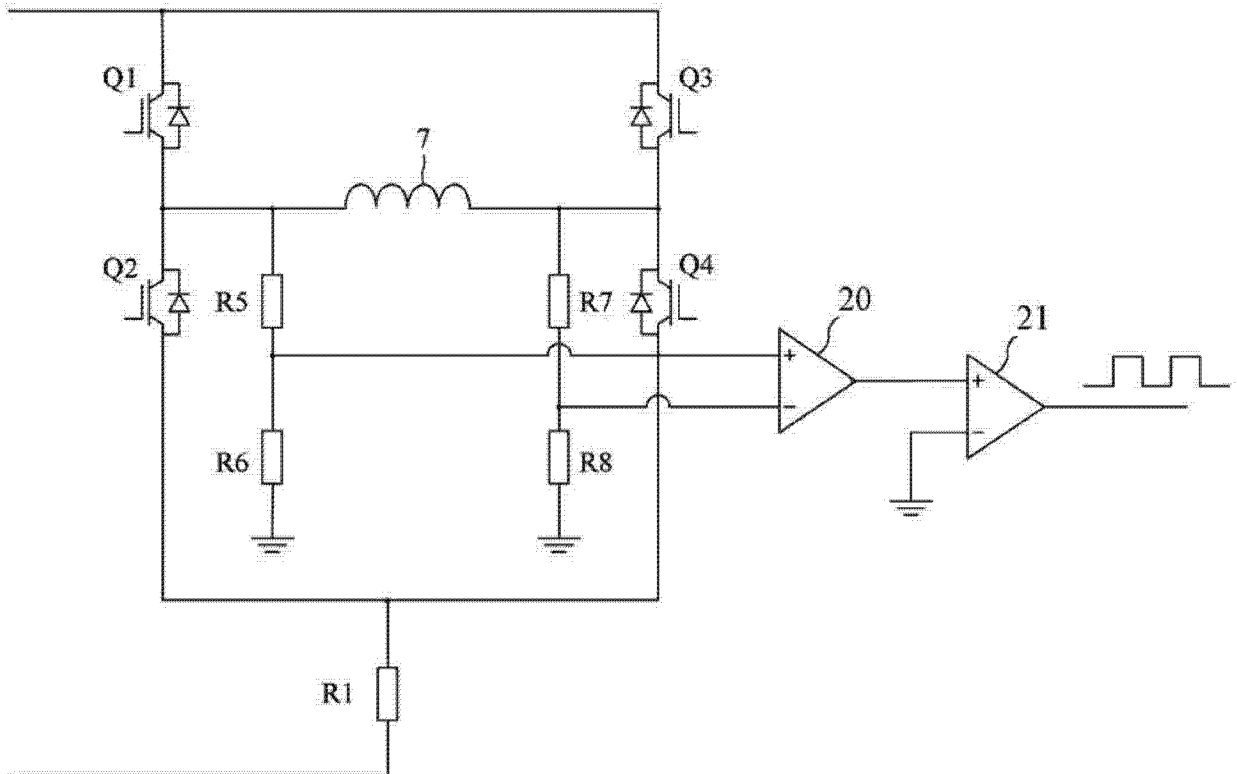


图 8

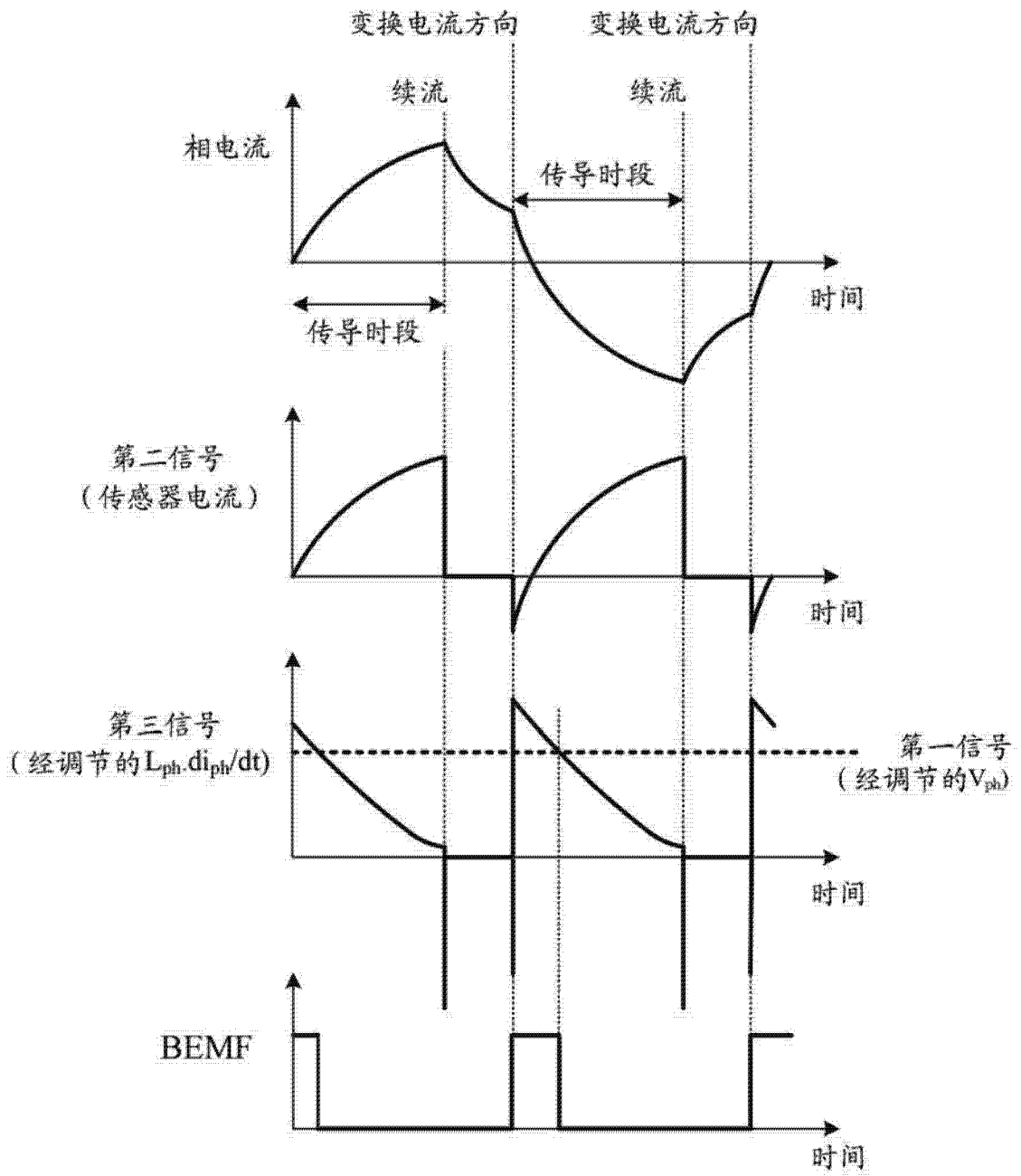


图 7

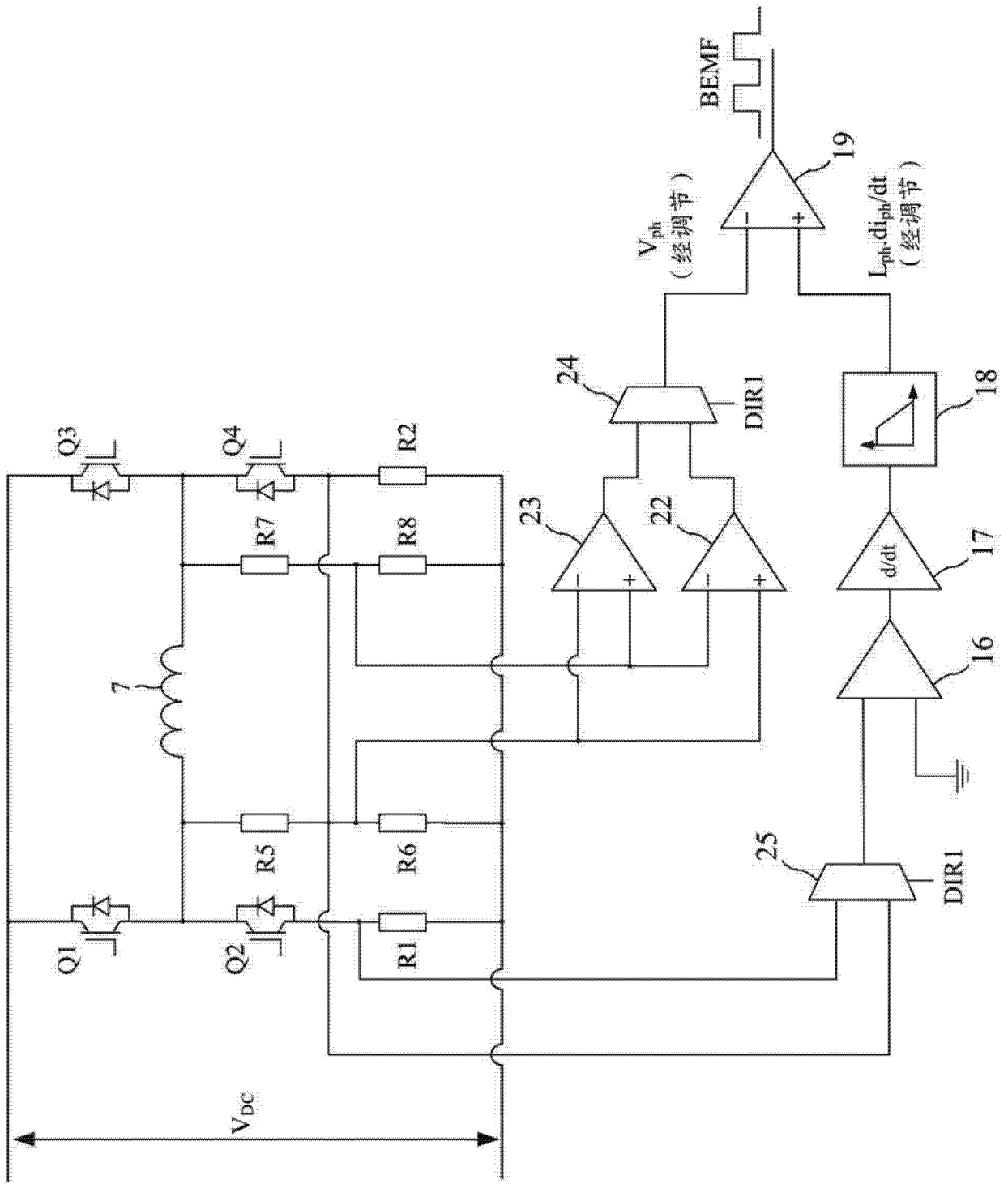


图 9

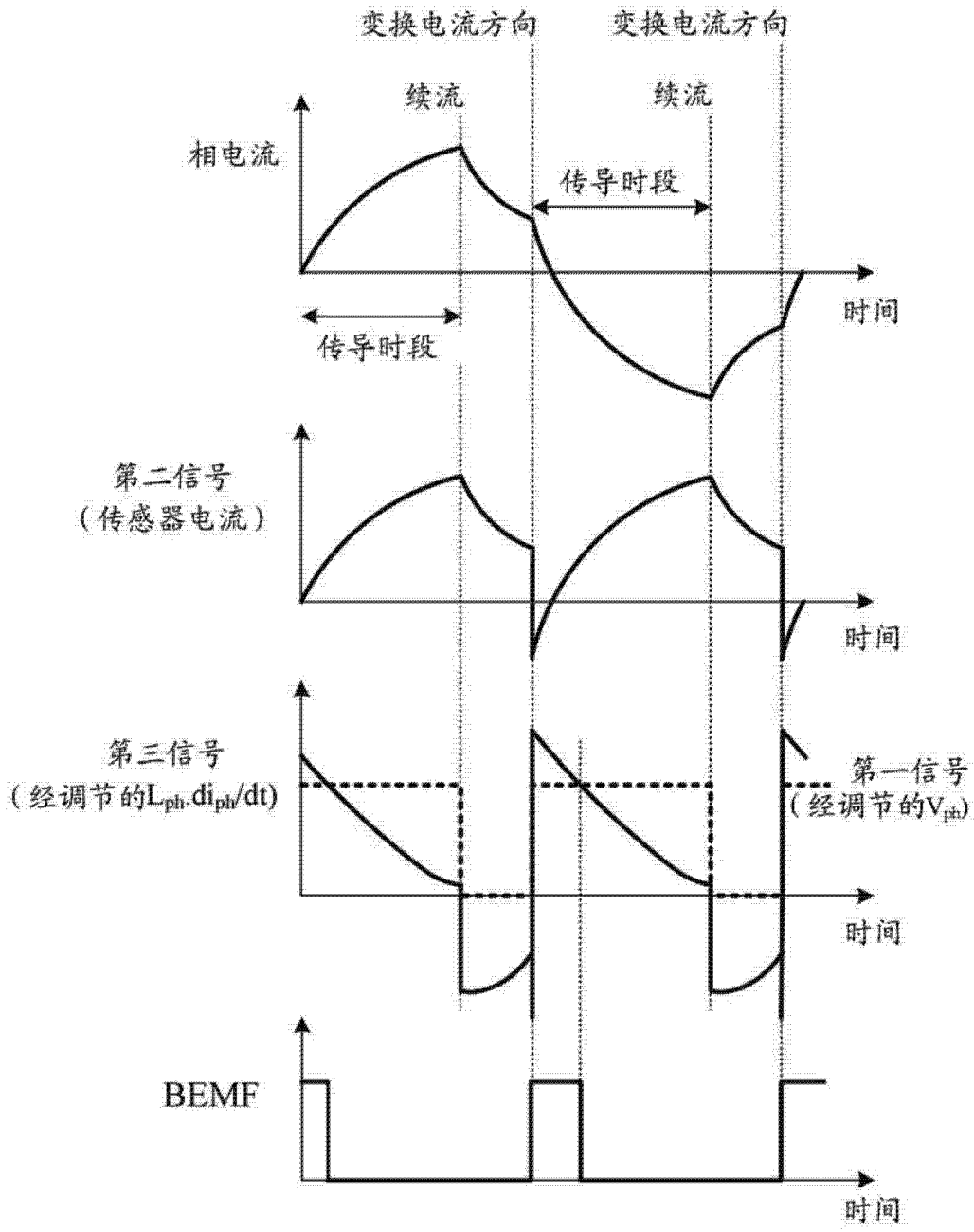


图 10

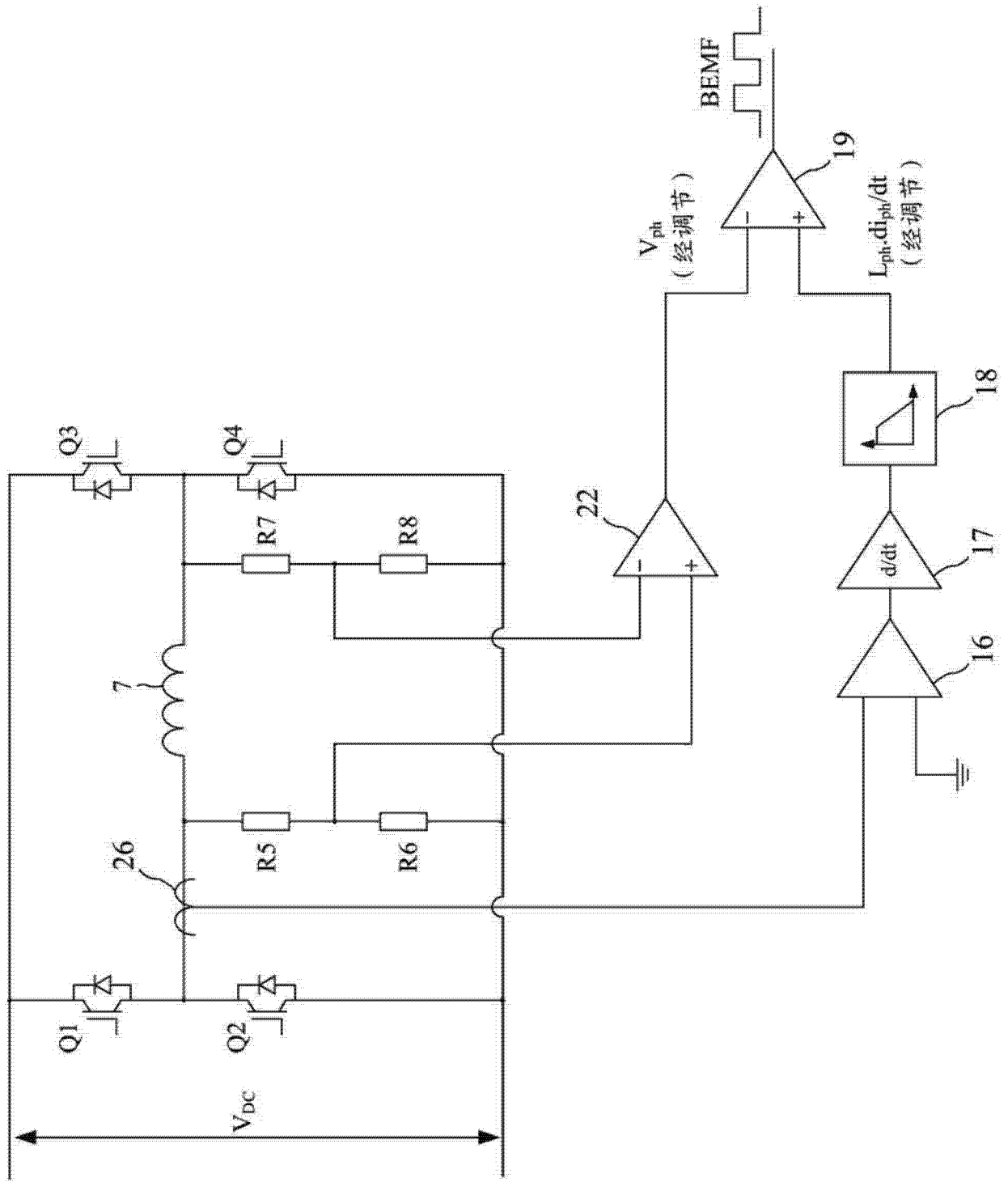


图 11

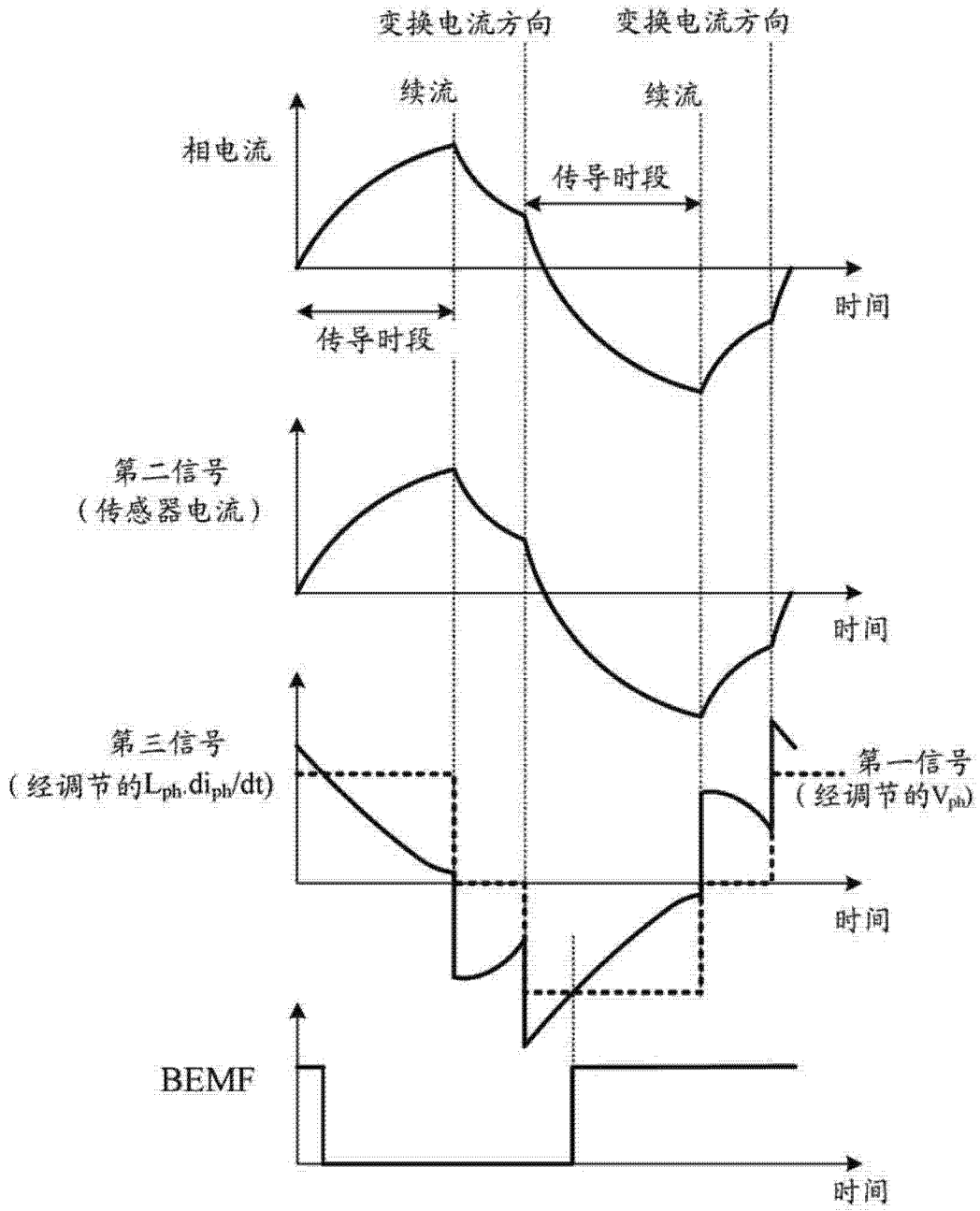


图 12

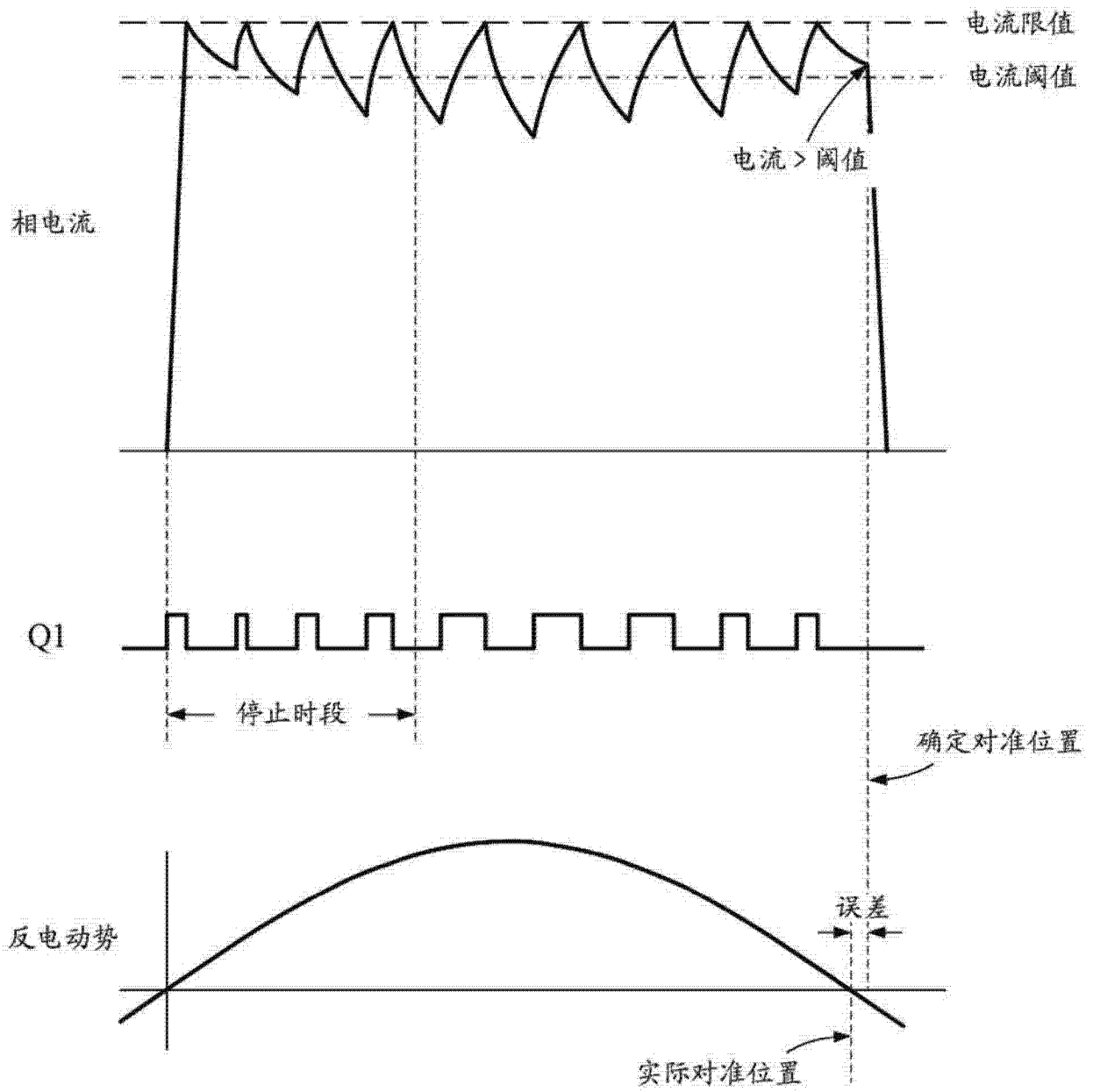


图 13