



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101232267 B

(45) 授权公告日 2012. 07. 04

(21) 申请号 200710303568. 0

US 6160368 A, 2000. 12. 12, 全文.

(22) 申请日 2007. 12. 27

CN 1716754 A, 2006. 01. 04, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 黄涛

0700033. 4 2007. 01. 02 GB

(73) 专利权人 AMI 半导体比利时有限公司

地址 比利时奥德那尔德

(72) 发明人 S·沃墨尔 F·劳兰特 B·德考克

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司
31100

代理人 陈炜

(51) Int. Cl.

H02P 6/18 (2006. 01)

H02P 6/22 (2006. 01)

(56) 对比文件

JP 特开 2006-50805 A, 2006. 02. 16, 全文.

US 2005/0040880 A1, 2005. 02. 24, 全文.

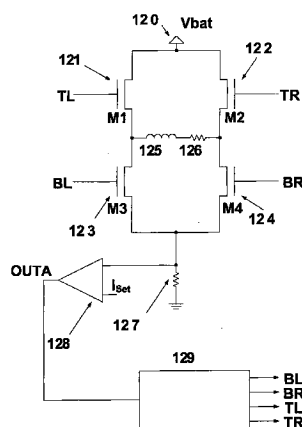
权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 16 页

(54) 发明名称

用于驱动直流电机的方法和设备

(57) 摘要

一种用于确定电机旋转方向的电路, 该电机在反电动势作为电机转子 (5) 关于电机定子 (6) 的角位置的函数的图形中具有不对称性和 / 或偏心率, 该电路接收表示 BEMF 的信号, 使用信号中相应的不对称性和 / 或偏心率导出旋转的方向。表示反电动势的信号可以由控制电路生成。该控制电路可以具有一反馈回路调节器以生成一控制信号 (TL 或 TR) 来控制控制绕组中的电流 (i_w) 振幅的电流驱动电路 (11, 12), 该反馈回路调节器被配置为比较绕组中电流 (i_w) 的振幅与参考值 (i_{set}), 并使用控制信号提供表示反电动势的信号。



1. 一种用于无刷直流电机的控制电路,所述无刷直流电机在定子上具有绕组 (125),在转子上具有永久磁铁,所述控制电路具有反馈回路调节器 (127,128,129),用于生成 PWM 信号 (TL 或者 TR) 以控制电流驱动电路 (121,122) 来控制绕组中的电流 (i_w) 振幅,所述反馈回路调节器被配置为比较绕组中电流 (i_w) 的振幅与参考值 (i_{set}),其特征在于,

所述控制电路还具有电路 (181,183,184,185) 以提取 PWM 信号的占空因数 (DC),所述占空因数的变化作为时间的函数镜像于绕组 (125) 中的反电动势 (BEMF) 的振幅的变化,

所述控制电路还具有基于对占空因数和由时钟提供的定时信息的分析来确定类似角位移和角速度的运动量和 / 或基于对占空因数和反电动势 (BEMF) 信号的发展的分析来确定所述无刷直流电机的旋转方向的电路。

2. 根据权利要求 1 所述的电路,其特征在于,所述反馈回路调节器是脉宽调制调节器。

3. 根据权利要求 1 所述的电路,具有配置成基于 PWM 信号的占空因数 (DC) 来确定所述无刷直流电机的旋转位置的电路。

4. 根据权利要求 1 所述的电路,具有确定定子绕组 (125) 中的电流方向必须作为 PWM 信号的占空因数 (DC) 变化的函数而改变的时分的电路 (200)。

5. 根据权利要求 4 所述的电路,其特征在于,用于确定所述无刷直流电机的旋转方向的电路包括计算 PWM 信号的占空因数的变化率的装置。

6. 一种用于确定无刷直流电机的类似角位移和角速度的运动量的方法,所述无刷直流电机在定子上具有绕组 (125),在转子上具有永久磁铁,绕组中电流的振幅由反馈回路调节器控制,所述反馈回路调节器控制连接到绕组的电流驱动电路,所述方法包括:

- 获取由反馈回路调节器生成的 PWM 信号 (TL, TR) 的占空因数 (DC),所述占空因数的变化作为时间的函数镜像于绕组 (125) 中的反电动势 (BEMF) 的振幅的变化;

- 监测 PWM 信号的占空因数 (DC); 以及

- 基于对占空因数和由时钟提供的定时信息的分析来确定所述无刷直流电机的类似角位移和角速度的运动量。

7. 根据权利要求 6 所述的方法,包括检测被监测的 PWM 信号的占空因数 (DC) 的最大值。

8. 根据权利要求 7 所述的方法,其特征在于,所述占空因数 (DC) 中所检测的最大值用于确定使绕组中电流反向的时刻。

9. 根据权利要求 8 所述的方法,其特征在于,当占空因数 (DC) 已经从所检测的最大值减少一给定量时,作出使绕组中电流反向的决定。

10. 一种用于确定无刷直流电机旋转方向的方法,所述无刷直流电机在定子上具有绕组 (125),在转子上具有永久磁铁,并且在作为电机转子关于电机定子的角位置的函数的反电动势的图形中电机还具有不对称性和 / 或偏心,所述绕组中电流的振幅由控制连接到绕组的电流驱动电路的反馈回路调节器控制,所述方法包括:

- 在时段的多于两个时刻获取由反馈回路调节器生成的 PWM 信号的占空因数,所述占空因数的变化作为时间的函数镜像于绕组 (125) 中的反电动势 (BEMF) 的振幅的变化; 以及

- 基于对占空因数和反电动势 (BEMF) 信号的发展的分析来确定所述无刷直流电机的旋转方向。

11. 根据权利要求 10 所述的方法包括:

- 获取时段中第一时刻的 PWM 信号的占空因数的第一变化率；
- 获取时段中第二时刻的 PWM 信号的占空因数的第二变化率。

12. 根据权利要求 11 所述的方法,其特征在于,所述第一变化率在 PWM 信号的占空因数达到最大值之前获得,而所述第二变化率在 PWM 信号的占空因数达到最大值之后获得。

13. 根据权利要求 11 或 12 所述的方法,其特征在于,将所述第一变化率与所述第二变化率作比较。

用于驱动直流电机的方法和设备

技术领域

[0001] 本发明通常涉及对无刷直流电机的控制,尤其涉及一种方法和设备,其可以在没有例如霍尔传感器或者光电式编码器的位置传感器情况下控制无刷直流电机,以及确定电机的旋转方向。

背景技术

[0002] 本领域中如何确定永磁电机的转子位置以及在没有霍尔传感器或者任何其它位置传感器的情况下控制这些电机是公知的。这样的不需要位置传感器的控制模式被称作无传感器控制模式。大量的这些无传感器控制模式依靠反电动势 (BEMF 或者反 EMF)。在电机运行期间,绕组经历了由永久磁铁产生的随时间变化的磁场。这个随时间变化的磁场在绕组中产生了反电动势 (BEMF 或者反 EMF)。BEMF 的振幅是永久磁铁关于绕组的位置的函数。

[0003] 在“基于反电动势传感原理的全波电机驱动集成电路 (A Full-Wave Motor Drive IC Based on The Back-EMF Sensing Principle)”(在 IEEE 1989 年 8 月的消费电子学报第 35 卷,第 3 刊,第 415-420 页)中,解释了控制三相直流电机的反 EMF 的检测原理。控制三相永磁电机时,有时一相(也就是绕组或线圈)是开路的并且其中没有电流流过。在这种情况下,端电压等于反电动势电压并且可以被直接检测到。电流换向的时刻可以从浮动电机绕组中的 BEMF 过零点(或者 ZCP, BEMF 改变极性的点)导出。

[0004] 当一相是开路时,其中的相电流对于任何时间的长度都保持在 0,单相电机并没有固有的间隔,因此反 EMF 检测方法是不适用的。在 US5,986,419 中,一辅助绕组、一所谓的交轴绕组被提供用于检测一 BEMF 信号。为了不受由定子绕组产生的磁场的影响,交轴绕组被放置在适当的位置。当在交轴绕组的端部检测到的 BEMF 信号与定子绕组中感应出的 BEMF 信号不同相时,还可以用于导出定子绕组中的电流换向的时刻。US5,986,419 中提出的解决方案需要装配或改进电机以容纳一附加的绕组,因此该方案不能用于大多数单相无刷直流电机。

[0005] 另外,提出的方法不能确定电机的旋转方向,一比较重要的参数。

[0006] 在“基于绕组分时法的单相无刷直流电机无传感器控制技术 (Sensorless Control Technology for Single Phase BLDCM Based on the Winding Time-Sharing Method)”(ISBN 0-7803-9252-3/05)中,王微子 (Weizi Wang) 等人提出使用单相无刷直流电机的定子绕组同时作为传感器和驱动元件:在一个控制周期的大部分时间,定子绕组作为具有负载电流的驱动组件驱动电机的旋转。在其余时间,同一定子绕组用于感应/检测反电动势信号。然而定子绕组的分时是一个缺点,例如正好在定子绕组需要用于驱动 (b) 时期望获取 BEMF 信号是不可能的。

[0007] 在“(对无传感器操作的小电换向永久磁铁电机的反电动势估计的方法) Back-EMF estimation approach for Sensorless operation of small electronically commutated permanent magnet motor”(2002 年由罗马尼亚 Brasov 的特兰西瓦尼亚大学出版社出版的电气和电子设备优化的第八次国际会议论文集 (Brasov, 2002

年 5 月 16-17 日), 的第 II 卷第 509-512 页) 中, 由 Gabriel Cimuca 等人提出通过使用有限差分格式解决一组描述电机动态行为的一阶微分方程式来预测反电动势信号。这种方法需要了解电机的特性(电机绕组的等效电阻和电感)。对反电动势的预测依靠电机特性的有效性和/或已知的这些特性的精确性(这些特性在指定到大量市场商业化的同一个系统的不同的电机中也是变化的), 因此对于反电动势信号的预测往往是不可能实现的。

[0008] 仍然需要对现有技术进行改进。

发明内容

[0009] 本发明提供了一种确定例如单相无刷直流电机的永磁电机电流换向的时刻或者状态的方法, 其不用实际测量电机绕组的端子上的 BEMF 信号。本发明提出了在没有专用传感器的情况下确定运动量(cinematic quantities)(角位移、角速度, 等等)。

[0010] 本发明还提供了一种方法, 当电机在它的确定或者影响磁场线的分布的构成组件中表现出不对称性(有意的或意外的)时, 可以从电机绕组中感应的 BEMF 信号中导出转子的旋转方向。

[0011] 此外, 本发明实现了利用 BEMF 波形包含的信息确定无刷直流电机的换向时刻和/或确定转子的角位置和/或角速度而无需直接测量/检测 BEMF 波形电机例如, 当定子绕组中电流的振幅通过反馈回路被调节时, 调节器的输出端的信号是 BEMF 信号的函数, 因此调节器的输出端的信号可以用于导出定子绕组的电流方向必须被反向的时刻。调节器的输出端的相同信号可以用于确定运动量(角位移、角速度、角加速度)。在某些情况下, 所述调节器输出端的信号还可以用于确定转子旋转的方向。具体地, 当调节器使用脉冲宽度调制(PWM)来控制定子绕组中的电流时, BEMF 的波形影响 PWM 信号的占空因数。结果, 可以从控制的定子绕组中电流幅度的信号的占空因数导出换向时刻, 也就是定子绕组中的电流方向必须被改变/反向的时刻。因此, 用于控制定子绕组中的电流的同一电路也可以在不需要现有技术中指定的检测电路的情况下用于提取或者导出关于 BEMF 波形的信息(结果是, 关于转子旋转的速度, 位置和方向的信息)。

[0012] 本发明还提供了一种导出在电机绕组中感应的反电动势(和/或反电动势信号的特性)的方法。电机包括转子、定子、和绕组 15。绕组中的电流(i_w) 振幅由施加到晶体管开关的控制极的控制信号(TL 或者 TR) 决定, 所述晶体管开关连接到所述绕组。由反馈回路调节器产生的所述控制信号将绕组中的电流(i_w) 振幅与参考值(i_{set}) 比较。反电动势的特性从控制信号中导出。尤其是, 反馈回路调节器是一个脉宽调制调节器。如果那样, 反电动势(和/或反电动势信号的特性)可以从控制信号的占空因数中导出。虽然本发明适用于不同类型的电机, 但是它利于应用在具有定子绕组和转子上具有永久磁铁的电机(例如无刷直流电机)中。基于反电动势(和/或反电动势信号的特性), 确定转子的位置(例如, 通过检测反电动势的过零点)并因此确定无刷直流电机的换向时刻是可能的。

[0013] 根据本发明的一方面, 提供了一种方法和电路可以确定电机的旋转方向。如 Longfu Luo 和 Ziya Wang 在“单相无刷直流电机的实用微计算系统(A practical microcomputer System for Single-Phase Brushless DC motor)”中提出的, 单相电机遭遇了所谓的“死点”问题: 在一些位置, 电机的转矩为 0, 这样就会导致有时难以起动。为了解决这个问题, 定子铁磁材料的极靴可以偏心地或不对称地形成(参见图 1 中实

例)。如在 US2006/0197478A1 中提出的,使用锥形气隙(参见图 2)、阶梯齿(参见图 3)、不对称齿(参见图 4)或者有凹口的齿(参见图 5)可以获得相同的结果。本发明的一方面基于一种实现,即定子上极靴的形状反映在转子永久磁铁转动期间定子绕组中感应的 BEMF 波形中,以及 BEMF 的最终波形可用于确定转子的旋转方向和确定定子绕组中电流换向应当完成的瞬间时刻(也就是,定子绕组中电流方向必须被改变的时刻)。BEMF 波形通常假定为正弦曲线(参见图 6)或者具有平顶的梯形(参见图 7),偏离这些形状被认为有干扰,该干扰必须被补偿以确保电机被充分地控制。

[0014] 例如在 US6,577,085B2 中,应当注意当永磁电机显示磁不对称性或者磁畸变或者如果定子的机械对称性与转子的不完全相同时,即使转子速度是稳定的,此时从反 EMF 的过零点导出的转子的电位置不稳定。US6,577,085B2 提出了一种解决方案来补偿磁和机械的不对称。

[0015] 一个既不是正弦曲线也不是具有平顶的梯形的 BEMF 波形的实例在图 8 和图 9 中示出,其是由申请人基于一个通用的具有锥形气隙的单相无刷直流电机测量得出的。图 8 和图 9 给出了 BEMF 信号作为转子角位置的函数(以基本恒定的转速)。如所期望的那样, BEMF 信号具有梯形的形状但不是平的,梯形顶部具有一个非 0 的偏斜,这反映了气隙为锥形的事实。图 8 和图 9 的波形相应于转子相互反向的旋转。在不同的操作条件下执行了对不同类型电机的研究和实验之后,发明者得出了一个结论,即在转子旋转时通过监测梯形 ABCD(DB' C' D') 的顶部 BC(或者底部 B' C') 的偏斜可以区分转子的两个旋转方向(参见图 10A 和图 10B)。如现有技术所知,例如 US6,577,085B2,任何无刷直流电机都可以,偶然或者不是偶然,呈现出定子的磁不对称或者磁畸变或者机械不对称与转子的不完全相同。这不受限于具有刻意的偏心或者不对称磁路的无刷直流电机(特别是定子上的刻意偏心或不对称的极靴),而且还适用于偶然呈现偏心或者不对称的电机。为了对单相无刷直流电机进行清楚的讨论,本发明还将其中的一些优点应用到了在定子上具有两相或更多相的无刷直流电机中。

[0016] 电机包括一定子和一转子、一组或多组绕组,并呈现偶然的或者有意的不对称和/或偏心(例如永久磁铁转子的不对称或者变形,变形的定子或者定子和转子之间的机械不对称,等等),这影响了感应在所述绕组中的作为与定子相关的转子的角位置的函数的反电动势的变化。电机可以是图 11 中示出的具有锥形气隙的单相无刷直流电机。定子绕组(111)(112)绕着极靴(113)(114)盘绕。转子(115)包括一永久磁铁。转子(115)的角位置是相对于定子(116)固定的参考轴线(117)和定子磁铁的南北轴线(119)之间的角度 θ (118)。选择参考轴线(117)从而当转子永久磁铁的南北轴线与定子绕组产生的磁场对准时 θ 等于 0(或者 π 的整数倍)。如在图 11 中所示,转子(115)和极靴(113)和(114)之间的气隙为锥形。锥形气隙可以有意的也可以是偶然的。锥形气隙在感应场线和/或磁场局部振幅的分配中产生了不对称,其有助于解决开始简要提到的“死点”问题。例如由锥形气隙产生的 BEMF 信号振幅的不对称是可以由下面的数学表达给出: BEMF 信号可以被认为是不对称的,如果 BEMF 信号的振幅关于转子的角位置 θ 的函数的图形相对轴线 $\theta = k * \pi$ (其中 k 为整数)是不对称的(即使在转速恒定的情况下)。例如,图 10A 可以看出 BEMF 信号的振幅关于转子的角位置的函数的图形关于轴线 $\theta = \pi$ 是不对称的。另一方面,如果段 BC 和 B' C' 与轴线 Theta(也就是 θ) 平行,图形将关于轴线 $\theta = \pi$ 是对称的。

[0017] 这里讨论的不对称由例如不对称的磁设计、机械元件（转子或者定子，例如锥形气隙）的偶然的或者有意的不对称、与定子有关的转子的偶然的或者有意的未对准等等，所致。该方法包括对反电动势信号或者作为反电动势信号的函数的并反映所述不对称和 / 或偏心的任意其它电信号的测量。

[0018] 该方法的特征进一步在于检测或导出在一个或多个时刻信号的振幅的偏斜以确定电机的旋转方向。该方法的特征进一步在于时段的第一时刻信号的振幅的偏斜与时段的第二时刻信号的振幅的偏斜进行比较。该方法的特征进一步在于时段的第一时刻信号的偏斜的平均值与时段的第二时刻信号振幅的偏斜的平均值进行比较。

[0019] 该方法的特征进一步在于时段的第一和第二时刻是信号的振幅最大时或者最大振幅的附近。尤其是，时段的第一时刻是在信号最大振幅之前，时段的第二时刻是在所述最大振幅之后。用于确定旋转方向的信号可以是反电动势的函数并且可以反映或者跟随反电动势的变化。例如，信号可以是电机中控制电流振幅的调节器的输出。尤其是，信号是 PWM 调节器的占空因数。

[0020] 虽然该方法适用于不同类型的电机，对于使用具有定子绕组和转子上具有永久磁铁的电机来说是有利的，例如无刷直流电机。

附图说明

[0021] 图 1 是单相无刷直流电机定子和转子元件偏心的实例。

[0022] 图 2 是单相无刷直流电机定子和转子元件不对称的实例。

[0023] 图 3 是单相无刷直流电机定子和转子元件不对称的实例。

[0024] 图 4 是单相无刷直流电机定子和转子元件不对称的实例。

[0025] 图 5 是单相无刷直流电机定子和转子元件不对称的实例。

[0026] 图 6 是永久磁铁直流电机中定子绕组 BEMF 电压随时间函数的变化—具有平顶的梯形外形。

[0027] 图 7 是永久磁铁直流电机中定子绕组 BEMF 电压随时间函数的变化—具有正弦曲线外形。

[0028] 图 8 是在单相无刷直流电机定子绕组中感应的反电动势，该单相无刷直流电机具有在第一方向旋转的锥形气隙。

[0029] 图 9 是在单相无刷直流电机定子绕组中感应的反电动势，该单相无刷直流电机具有在与第一方向相反的方向旋转的锥形气隙。

[0030] 图 10A 是在单相无刷直流电机定子绕组中感应的理想的反电动势，该单相无刷直流电机具有在第一方向旋转的锥形气隙。

[0031] 图 10B 是在单相无刷直流电机定子绕组中感应的理想的反电动势，该单相无刷直流电机具有在与第一方向相反的方向旋转的锥形气隙。

[0032] 图 11 是具有锥形气隙和转子角位置的单相无刷直流电机。

[0033] 图 12 是控制电机中电流的方向和振幅的 H 形桥和反馈回路的实例。

[0034] 图 13 是 H 形桥的第一结构。

[0035] 图 14 是 H 形桥的第二结构。

[0036] 图 15 是当 PWM 用于控制定子绕组中电流振幅时控制 H 形桥的晶体管的控制信号。

- [0037] 图 16 是当 PWM 用于控制定子绕组中电流振幅时单相无刷直流电机的等效模型。
- [0038] 图 17 是定子绕组中电流随时间函数的变化、PWM 信号的占空因数和计数器输出。
- [0039] 图 18 是调节器的实例。
- [0040] 图 19 是绕组中电流的发展, BEMF 信号和占空因数关于转子的角位置的函数。
- [0041] 图 20 是基于占空因数确定换向时刻的过滤器的实例。
- [0042] 图 21 是当转子在第一方向旋转时占空因数和 BEMF 信号的发展。
- [0043] 图 22 是当转子在第二方向旋转时占空因数和 BEMF 信号的发展。
- [0044] 图 23 是基于占空因数确定运动量的电路实例。

具体实施方式

[0045] 下文中, 首字母缩写词 BEMF 指反电动势。和 BEMF 有关的无论反 emf 或者 BEMF 信号都用于指反电动势信号。当描述开关状态尤其是晶体管开关时使用下面的约定: 当其允许电流流经时晶体管 (开关) 将被认为是关闭 (就像是正常的机械开关)。换句话说, 当晶体管开关关闭时它导通。晶体管 (开关) 于是被接通。当其不允许电流流经时晶体管 (开关) 被认为是断开的。换句话说, 当晶体管开关断开时它不导通。晶体管 (开关) 于是被认为是断开的。

[0046] 驱动永磁无刷电机通常需要知道 BEMF 信号 (和 / 或反电动势信号的特性), 尤其是 BEMF 信号消除和改变符号的时刻 (所谓的 BEMF 过零点)。通过如何可以从控制电机的信号导出 BEMF 信号 (和 / 或反电动势信号的特性) 的实例提供下面的解释, 下面的解释是如何基于控制电机的信号被预测 / 确定过零点。而且当 BEMF 信号呈现如上述的不对称时, 电机旋转的方向可以由同一信号确定。

[0047] 在第一实施例中, 单相无刷直流电机定子绕组中电流的方向通过如图 12 所示的全 H 桥控制。H 桥包括四个将定子绕组 (由线圈 125 与电阻器 126 串联来模拟) 连接到电源 V_{bat} (120) 的开关。尤其是这些开关可以是 MOSFET 晶体管开关 M1 (121)、M2 (122)、M3 (123) 和 M4 (124)。晶体管开关由分别施加到 M1、M2、M3 和 M4 的栅极上的信号 TL (左上)、TR (右上)、BL (左下)、BR (右下) 控制。晶体管开关依靠施加到其栅极上的信号 (高 H 或者低 L) 或者开或者关。例如, M1 和 M4 可以是闭合的, M2 和 M3 断开。如果那样, 电流 i_w 以第一方向在定子绕组中流动 (参见图 13)。为了使电流 i_w 反向, M1 和 M4 可以断开, 而 M2 和 M3 闭合 (参见图 14)。在所谓的迟缓衰变结构中, 电流通过例如断开 M1 和 M2 及闭合 M3 和 M4 被衰变到零。在所谓的快速第一衰变结构中, 配置 H 桥是为了使电流处于相反方向 (也就是, 电流振幅将比在迟缓衰变结构中更快地达到 0, 如果应用足够长时间, 电流方向将会反向, 而其振幅会增大), 例如, 如果电流流经晶体管 M1 (121) 和 M4 (124), 因而获得定子绕组中的电流快速衰变, 晶体管 M1 (121) 和 M4 (124) 断开, 而晶体管 M2 (122) 和 M3 (123) 闭合。

[0048] 电流振幅通过连接在基准地和晶体管开关 M3 (123) 和 M4 (124) 的源极之间的读出电阻器 R_{sense} (127) 测出。比较器 (128) 比较跨过读出电阻器 (127) 的压降与参考值 i_{set} 以确定定子绕组中电流 i_w 的振幅小于或大于给定值 i_{set} 与否。

[0049] 为了控制电流 i_w 的振幅和将 i_w 的振幅 (尽可能接近) 接近给定值 i_{set} , 调节器 (129) 使用比较器 (128) 的输出生成控制信号 TL、TR、BL、BR。我们提到的来给类似于图 12 中表示的电路命名的控制回路、反馈控制回路或者反馈回路是无差别的: 通过使用读出电

阻器 (127) 测量电流 I_w 以确保反馈, 测得的电流然后通过使用比较器 (128) 与设定点值 I_{set} 比较 (通常, 评估测得的值与设定点值之间的不同), 结果被作为调节器 (129) 的输入, 该调节器确定一个或多个施加到激励器 (H 桥) 的控制信号 (TL、TR、BL、BR)。脉宽调制 (PWM) 可以被用于控制定子绕组中的电流 i_w 振幅。在脉宽调制中, 不能连续而只是在一小段时间施加电源电压 V_{bat} (120)。结果, 发生了比如定子绕组经历了平均激活电压, 该电压是电源电压 V_{bat} (120) 的一小部分。在脉宽调制中, 不是将连续的高信号例如 TL 施加到晶体管 M1 (121) 的栅极和 BR 施加到晶体管 M4 (124) 的栅极 (同时 M2 (122) 和 M3 (123) 断开, 也就是信号 TR 和 BL 为低), 晶体管例如 M4 (124) 保持闭合, 但是晶体管例如 M1 (121) 被接通和切断 (参见图 15)。

[0050] 当电流以另一个方向流动时为了控制电流振幅, 晶体管 M4 (124) 保持闭合而晶体管 M1 (121) 可选择地接通和切断, 而 M2 (122) 和 M3 (123) 断开。

[0051] 当脉宽调制用于控制定子绕组中电流振幅时, H 桥和电机的等效电路在图 16 中示出: 例如当电流必须以第一方向流动时开关 (161) 可以是晶体管 M1 (图 12 中元件 121), 或当电流必须以第二方向流动时开关 (161) 可以是晶体管 M2 (图 12 中元件 122) (参见图 12), 电压源 (162) 表示通过转子上的旋转的永久磁铁在定子绕组中感应的反电动势或者 $bemf$ 。定子绕组可以通过电感器 (165) 和串联电阻器 (166) 模拟。续流二极管 (163) 允许开关 (161) 断开时电流在定子绕组中流通。续流二极管可以是刻意做的或者可以是晶体管开关例如 M3 或者 M4 的寄生二极管。例如, 当开关 161 是晶体管 M1 时, 那么续流二极管 163 可以是与晶体管 M3 关联的寄生二极管。当开关 161 是晶体管 M2 时, 那么续流二极管 163 可以是与晶体管 M4 关联的寄生二极管。尤其是, 如果晶体管 M3 和 M4 都是 n 型 MOS 晶体管 (其中, 体效应电极经常, 但并不总是, 与源电极短路), 如果那样, M3 或者 M4 的漏极-体效应二极管可以在一些情况下被用做续流二极管。电压源 160 与开关 161、电感器 165 和电阻器 166 串连。注意续流二极管 (163) 并不是严格地必需的。实际上可以使用有效的二极管继续进行。类似二极管 (163) 的续流二极管的作用就是当开关 (161) 断开时允许电流流过线圈 (165)。在 H 桥中, 续流二极管的角色可以由晶体管 M1、M2、M3 或者 M4 其中的一个承担, 代价是稍微增加了如何以 PWM 模式操作 H 桥的复杂性。例如, 假设如在图 13 和图 15 中看到的晶体管 M1 和 M4 都处于闭合状态, 为了允许 / 促使电流 I_w 在给定的方向流过。在 PWM 模式中, 如下面将被更详细地描述的, 当晶体管 M4 保持闭合时, 晶体管 M1 被重复的断开和闭合。当晶体管 M1 断开时, 没有电流可以从 V_{bat} (120) 流经定子绕组 (125)。续流二极管与定子绕组 (也就是元件 15, 16) 并联, 当晶体管 M1 断开时, 电流持续流经定子绕组和续流二极管。如果没有续流二极管, 当晶体管开关 M1 断开时可以闭合晶体管开关 M3, 从而电流 I_w 将流经回路 126、125-M4-读出电阻器 17-GND-M4-16。为了避免从 V_{bat} 到 GND 的短路, 必须延迟晶体管 M3 的闭合直到晶体管 M1 被完全 (或者至少, 充分地) 断开, 而在闭合晶体管 M1 之前必须断开晶体管 M3。

[0052] 在脉宽调制中, 断开或者闭合开关 161 的控制信号 (当使用晶体管 M1 (121) 时为 TL 或者当使用晶体管 M2 (122) 时为 TR) 可以在图 15 (参见 TL 作为时间函数的变化) 或图 17 (参见 PWM 信号作为时间函数的变化) 中看见。可以看到控制信号在低电平 (L) 和高电平 (H) 之间变化。低电平和高电平如此以致于它们可以闭合或者断开其适用的开关。时间被分为等于长度 T_{PWM} 的间隔。PWM 频率 f_{PWM} 被限定为间隔 T_{PWM} 的倒数, 也就是 $f_{PWM} = 1/T_{PWM}$ 。

在第一优选实施例中也被称为控制信号（例如，TL 或者 TR）的 PWM 信号在每一个时间间隔 T_{PWM} 的一小部分中保持为高。这一小部分可以从一个间隔到另一个间隔变化。

[0053] 定子绕组中的电流 i_w 可以根据下面的等式随着时间变化：

[0054] 当开关 161 闭合时，

[0055] $V_{bat} = -L_w di_w/dt + R_w i_w + V(BEMF) + R_{sense} i_w$ (等式 1)；

[0056] 以及当开关 161 断开时，

[0057] $0 = -L_w di_w/dt + R_w i_w + V(BEMF) + R_{sense} i_w$ (等式 2)。

[0058] 根据等式 1，在所有其它各项都相等的情况下，开关 161 保持闭合时间越长，电流 i_w 振幅增加的就越大。相似地，根据等式 2，在所有其它各项都相等的情况下，开关 161 保持断开的的时间越长，电流 i_w 振幅减少的越多。在脉宽调制中，开关 161 作为比较器 (128) 的输出的函数被闭合或断开。

[0059] 控制信号由调节器 129 (尤其是，如在第一实施例中所考虑的，PWM 调节器) 生成，并且必须满足某些条件。例如，为了避开声频，PWM 频率 f_{PWM} 被选择的高于声频。占空因数 DC 将被限定为周期 T_{PWM} 的一小部分，在周期 T_{PWM} (全) 电源电压 V_{bat} 被施加到定子绕组上。为了避免产生声频范围内的 PWM 信号的子谐波，排除了 0 和 100% 的占空因数。尤其是，可以采用如下方式避开 0% 和 100% 的占空因数 (参见图 17)：PWM 信号在 PWM 周期 (至少 $D_{Min} * T_{PWM}$) 开始时为高，只要线圈中的电流还没有达到如比较器 128 的输出所指示的参考值 I_{set} ，PWM 信号就一直保持为高。不考虑定子中的电流 i_w ，在时间 $D_{Max} * T_{PWM}$ (* 是乘法的运算符号) 之后，PWM 的输出在 $D_{Max} T_{PWM}$ 和该 PWM 周期的末端之间的 PWM 周期的部分总是被设为 0。 D_{Max} 通常的值为 0.75。 D_{Min} 的值通常为 0.05。PWM 信号可以根据需要的电流的方向被施加到晶体管 M1 (121) 或者晶体管 M2 (122) 的栅极。

[0060] 定子绕组中需要的电流越高，定子绕组中经历的平均激活电压就一定越高，占空因数也一定越高。为了在 BEMF 信号振幅增大 (在所有其它各项都相等的情况下) 时保持定子绕组中电流振幅恒定，占空因数必须相应地增大；实际上，bemf 信号产生与电源电压相反的效果。为了在 BEMF 信号振幅降低时 (在所有其它各项都相等的情况下) 保持定子绕组中电流恒定，占空因数必须相应地降低。因此，占空因数 DC 的变化“镜像”于 BEMF 信号振幅的变化。因此，在类似图 12 的一个电路中，关于 BEMF 信号的信息可以从 PWM 信号的占空因数中提取。

[0061] 调节器 129 的一个具体的实施可以在图 18 中看到。比较器 128 的输出 OUTA 用做 D 型触发器 181 的复位信号 (也就是，当信号 OUTA 对应于相当于 $I_{set} < I_w$ 的逻辑 ‘0’ 时，触发器的输出 Q 被复位到逻辑状态 ‘0’)。由 ad-hoc 信号生成器产生的脉冲信号 “PWM 开始” 确定 PWM 周期的开始并且从触发器 181 的 D 输入到 Q 输出移位逻辑 ‘1’ 信号。相同的 “PWM 开始” 信号复位一计数器 183 (也就是，设置计数器 183 的输出为一预置值)。为了清楚起见，除非文中另有说明，我们将假设计数器在每一个 PWM 周期开始时计数器被复位为 0。例如计数器 183 可以是一二进制计数器，其输出由有效的串行或者并行构成的 $N_{counter}$ 位组成。计数器的输出在 0 和 $2^{N_{counter}} - 1$ 之间变化。当在逻辑 ‘1’ 时，Q 输出上的信号触发计数器 183，其计数由信号生成器 184 产生的频率为比 PWM 的频率 f_{PWM} 更高的 f_{CLK} 的时钟信号 CLK。通常选择时钟频率以便 PWM 周期 T_{PWM} (大体上) 等于整数倍 NB 的时钟信号周期 $T_{CLK} = 1/f_{CLK}$ ，也就是 $T_{PWM} = NB * T_{CLK}$ 。例如 PWM 周期 T_{PWM} 可以是 128 个 CLK 周期长度。只要 Q 为高，计数

器 183 被时钟信号 CLCK 增量。Q 为 PWM 信号,只要比较器 128 的输出 OUTA 在逻辑 ‘1’,也就是只要定子绕组中的电流 i_w 低于参考值 i_{set} ,那么 Q 就保持为高。基于上述,在 PWM 周期的末端,计数器的输出等于由计数器 183 计算的 CLCK 周期的数量,在此 PWM 周期中 PWM 信号为高的期间,也就是在 PWM 周期的末端计数器的输出与占空因数成比例 ($\pm 1/2LSB$,也就是, $NB*DC$,其中 LSB 表示最低有效位并且相应于计数器输出的最小可能增量)。如前面所述的,如果想避开 0% 和 100% 的占空因数,例如可以在至少一个时钟周期和最多 $D_{MAX}*NB$ 时钟周期将 PWM 信号保持为高。在逻辑电路中通过现有技术中大量的已知方式组合逻辑信号这是容易实现的。图 18 中的电路还可以包含锁存电路 185,一旦触发器 181 的输出 Q 恢复为 0,其可以锁存计数器的内容,并且计数器将不再增量。

[0062] 数字电路,图 18 中的块 182 基于信号 Q、CLCK、PWM 开始和 I_{set} 要求的方向 (信号 Dir) 来确定信号 BL、BR、TL 和 TR。例如,如果需要第一方向的电流,块 182 将指引 Q 到晶体管 M2 (122) 的控制极 TR,设置 BL 为高 (闭合晶体管 M3) 以及设置 BR 和 TL 为低 (断开晶体管 M1 和 M4)。没有续流二极管,块 182 将设置作为信号 TR 状态的函数的信号 BR 为高或者低 (参见上面) 以允许电流流过定子绕组,同时避免从 Vbat 到 GND 的短路。

[0063] 如果需要第二方向的电流,块 182 将指引 Q 到晶体管 M1 (121) 的控制极 TL,设置 BR 为高 (闭合晶体管 M4) 和设置 BL 和 TR 为低 (断开晶体管 M2 和 M3)。没有续流二极管,块 182 将设置作为信号 TL 的函数的信号 BL 为高或低 (参见上面) 以允许电流流过定子绕组,同时避免从 Vbat 到 GND 的短路。

[0064] 占空因数 DC 和作为转子位置的函数的 BEMF 信号发生变化的实例在图 19 中可以看到。在图 19 中,我们可以使用具有非平顶的梯形信号 ABCD 模拟没有限制范围的 BEMF。如前面讨论的,对于给定的 I_{set} 和在所有其它各项都相等的情况下,当 BEMF 信号的振幅增大时,控制电机中电流的 PWM 信号的占空因数 DC 也增大,当 BEMF 信号的振幅降低时,控制电机中电流的 PWM 信号的占空因数 DC 也降低。占空因数 DC 达到最大值的同时 BEMF 信号的振幅也达到最大值。基于 BEMF 信号的公知的特性,BEMF 信号的振幅 (急剧) 降低,从而占空因数 DC 也 (急剧) 降低,指示了转子位置很接近换向点 (BEMF 信号接近过零点)。因此,例如在占空因数达到最大值时 (图 19 中的点 C) 或者占空因数达到最大值后不久,采取了使电流反向的决定。在图 19 中,电流的第一可能方向相应于在 θ 轴上表示 I_w 为 θ 的函数的图形的一部分,也就是相应于电流的正值,电流的第二可能方向相应于 θ 轴下面的部分的图形,也就是它相应于电流的负值。当设定点由图 19 中的负值 ($I_{set} < 0$) 表示时,必须理解施加到比较器 128 的输入端上的参考信号 I_{set} 不能改变,但是定子绕组中电流的方向为第二个:电流的振幅仍然被读出电阻器 127 检测,读出电阻器可以用于测量电流振幅而不用考虑其方向,H 桥的开关 M1 至 M4 被配置 (也就是断开或闭合) 以使电流以被选择的方向流动。H 桥的开关被重新配置以使定子绕组中的电流反向后,由于定子线圈的自感应,电流 I_w 的方向将不会立刻改变符号: I_w 的振幅将首先减小直到它达到 0, I_w 的符号将改变 (过零),其振幅将再此增大。在从 $I_w = I_{set}$ 到 $I_w = -I_{set}$ 的转换中, I_w 的振幅将变得小于 I_{set} ($|I_w| < I_{set}$),PWM 调节器 129 通过增大占空因数 DC 回复原状。依靠设定点 I_{set} 、电机的特性和其旋转速度,在图 19 中表示的从 $I_w = I_{set}$ 到 $I_w = -I_{set}$ 的大部分转换或者整个转换过程中,占空因数都可以被强制到最大值 D_{max} 。

[0065] 图 20 提供了可以用于确定换向时刻的逻辑电路 200 的原理示意图 (不管 BEMF 信

号对称与否, BEMF 信号可以被模拟具有平顶或者具有非平顶的梯形)。寄存器 201 存储在时刻 t_0 和时刻 t ($t_0 < t$) 之间检测到的占空因数 DC 的最高值 HDC。比较器 205 比较寄存器 201 的内容 203 和由 DC 计数器 (和锁存) 202 检测到的电流 DC 204, 如果电流 DC 204 高于寄存器 201 的内容 203, 寄存器 201 的内容更新为电流 DC 204。

[0066] 为了确定什么时候改变定子中电流 I_w 的方向, 电流 DC 204 和寄存器 201 的内容 203 的差别不断地被估算并且通过比较器 207 与寄存器 201 的内容 203 的一部份进行比较。一旦电流 DC 204 和寄存器 201 的内容 203 之间的差别高于在间隔 $[t_0, t]$ 内达到的 DC 的最大值的给定百分率, 定子电流的方向就被改变, 或者换句话说, 如果 $(HDC - \text{电流 DC}) > HDC/N$, 那么定子电流的方向就被改变。指示电流方向必须被改变的信号 208 在比较器 207 的输出上是可用的。为了提供二进制表示和简化除法的实现, N 将优选为 2 的整数倍。这并不排除通常情况下 N 为任意其它类型的值。 N 可以被认为是灵敏度系数, 其确定触发定子绕组中的电流的换向需要多大变化的占空因数。通过改变 N 的值, 可以改变定子绕组中电流换向的时刻并且优化作为电机的特征的函数的电流换向。

[0067] 寄存器 201 的内容 HDC 在定子绕组中的电流方向发生改变的时刻被 (重新) 初始化为例如 0。如在图 19 中看到的, 当 H 桥被重新配置以促使定子绕组中的电流改变方向 (也就是在换向时刻) 时, 控制环路通常超调, 占空因数将达到其最大值。为了防止超调被解释为超前一换向时刻的 BEMF 信号的最大值, 需要一些过滤。例如, (1) 超出了从一给定的 BEMF 外形 (倾斜坡度, 最大振幅, 等等) 预期的最大变化的两个连续的 PWM 周期之间的占空因数的变化可以被忽视 (也就是, 寄存器 201 的内容 HDC 不被更新) 或者用于重置寄存器 201 为例如 0 (在图 19 中, 寄存器 201 可以通过发生在点 D 周围的占空因数的突然减小被重置) 或者 (2) 只要还没有达到 DC 周期中的最小值, 寄存器 201 的内容 HDC 就被重置。实际上, 可以在图 19 中看到, 在随着 BEMF 的振幅的增加而增加以维持定子绕组中的电流振幅恒定之前, 占空因数将从其超调量开始减小。这些过滤标准可以采用大量的本领域公知的使用状态机、微控制器、微处理器等等的方式来实现。

[0068] 当 BEMF 信号不对称时, 寄存器 201 上一次重置的时刻 t_0 和电流方向改变 (由例如图 20 中示出的电路的输出确定) 的时刻 t_1 之间测量的占空因数可以以不同的方式用来确定运动量 (例如, 角位移、角速度、角加速度) 和电机的旋转的方向。

[0069] 首先考虑基于由图 21 和图 22 表示的信号的分析确定电机旋转方向的第一方法。占空因数 DC 被反馈到执行上述过滤的第一过滤器 231。从 t_0 开始 (例如由上一次重置信号所确定的), 只要占空因数 DC 还没有达到其最大值, 计数器 232 在每一个 PWM 周期都加 1。一旦占空因数 DC 在时刻 $t_{\max}$ ($t_0 < t_{\max} < t$) 达到其最大值, 计数器 232 在每一个 PWM 周期减 1。时刻 t 可以由上面解释的那样被确定, 例如基于图 20 中电路的输出。在时刻 t , 计数器的内容被锁存, 如果计数器 232 的锁存内容为正, 就意味着占空因数 DC 增大的 PWM 周期数量比占空因数 DC 减小的 PWM 周期数量多。这被解释为转子相应于 BEMF 信号在第一方向旋转, 如在图 21 中看到的。如果相反, 计数器 232 的内容被发现为负, 意味着占空因数 DC 增大的 PWM 周期数量比占空因数 DC 减小的 PWM 周期数量少。这被解释为转子相应于 BEMF 信号在第二方向旋转, 如在图 22 中看到的。

[0070] 现在考虑基于用图 23 中方块图的电路实现图 21 和图 22 中所示的信号的分析来确定电机旋转的方向的第二方法。

[0071] 根据前面讨论的过滤标准首先通过过滤器 240 过滤占空因数 DC。例如过滤器可以如现有技术中公知的基于图 20 中的原理图与 VHDL 组合。时钟 241 允许测量时间 / 时间间隔。过滤器 240 确定当寻找一最大值时何时开始测量占空因数。过滤器 240 确定时刻 t_0 和 t 之间的最大占空因数。作为 $DC@t_{Max}$, $DC@t_0$ 和 $DC@t$ 的最大占空因数, 时刻 t_0 的占空因数和时刻 t 的占空因数由过滤器 240 确定。这三个值与由时钟 241 测量的分别相应时刻 t_0 , t_{Max} 和 t 一起被存入寄存器 242。

[0072] AARI1 作为占空因数 DC 增大的第一平均率的绝对值在时刻 t_0 和时刻 t_{Max} 之间被计算。AARI1 根据下面的等式 3 由运算器 243 近似得出：

[0073] $AARI1 = |(DC@t_{Max} - DC@t_0) / (t_{Max} - t_0)|$ 等式 3

[0074] AARI1 作为占空因数 DC 增大的第二平均率的绝对值在时刻 t_0 和时刻 t_{Max} 之间被计算。AARI2 根据下面的等式 4 由运算器 243 近似得出：

[0075] $AARI2 = |(DC@t_{Max} - DC@t) / (t_{Max} - t)|$ 等式 4

[0076] 为了简化 AARI1 和 AARI2 的计算, 等式 3 和 4 的分母都可以由 $(NMAX - N0)$ 和 $(NMAX - NEND)$ 来代替, 其中 $N0$ 、 $NMAX$ 和 $NEND$ 分别是 PWM 周期经过时刻 t_0 、 t_{Max} 和时刻 t 的数量。通常, $N0$ 等于 0。通过计算分别在 t_0 和 t_{Max} 、 t_0 和 t 之间图 18 的信号生成器 184 产生的 PWM 开始信号的数量, 可以很容易地获得 $NMAX$ 和 $NEND$ 。例如 PWM 周期的数量可以使用现有技术中很多公知的方式通过计算 PWM 开始信号的数量获得。过滤器和时钟可以是图 23 中看到的通用计算机 244 μ (微控制器、微处理器、微型计算机, 等等) 的一部分。

[0077] 如果 $AARI1 < AARI2$, 可以解释为转子对应如图 21 中所见的 BEMF 信号在第一方向旋转。

[0078] 如果 $AARI1 > AARI2$, 可以解释为转子对应如图 22 中所见的 BEMF 信号在第二方向旋转。

[0079] 注意量 AARI1 和 AARI2 可以直接通过 BEMF 信号被计算, 就像其通过专用的传感器被测量或者估算, 例如跨过线圈传感器的电压降, 当双极步进电机的一相用作传感器用来确定步进电机转子的位置时, 所述的线圈传感器可以是双极步进电机的该相的绕组。当 BEMF 信号不对称时, 建议用于确定电机旋转方向的方法, 不限于以 PWM 模式操作的单相步进电机。

[0080] 基于占空因数信号的分析并由时钟提供的计时信息可以计算类似角位移 θ 和角速度 ω 的运动量。开始于由过滤器 240 检测的第一最大占空因数, 寄存器的内容 $NbMax$ 被增量并且参考时间 t_{Ref} 被储存。无论何时需要, 角位移都可以基于值 $NbMax$ 和 $Bemf$ 信号形状和转子角位置之间的关系被估算。例如, 当 $bemf$ 信号如图 10A 中示出的那样变化时, 从 t_{Ref} 开始的角位移接近 $(NbMax - 1) * \Pi$ 。角速度 ω 可以接近 $(NbMax - 1) * \Pi / (t_{NbMax} - t_{Ref})$ 。

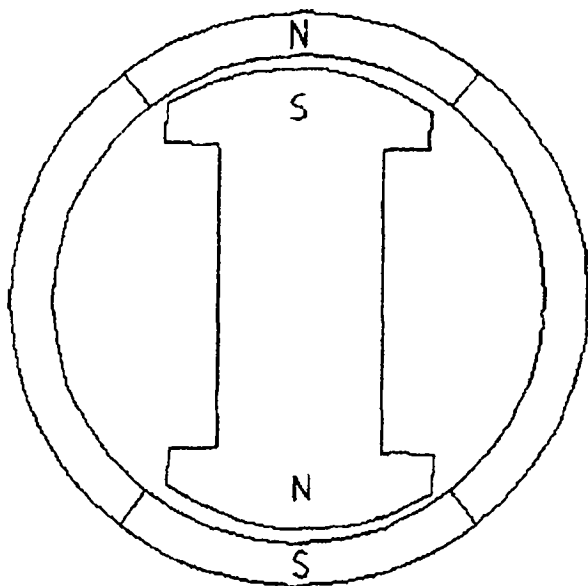
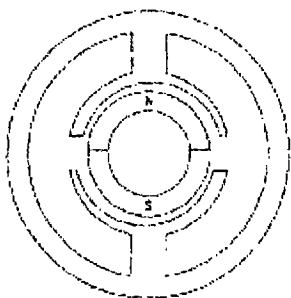
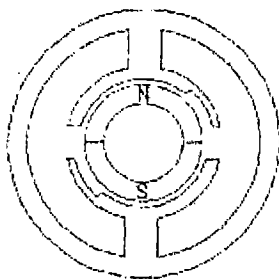


图 1



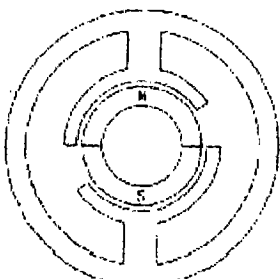
(a) 锥形气隙

图 2



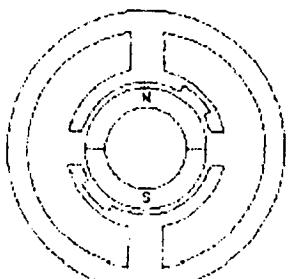
(b) 阶梯齿

图 3



(c) 不对称齿

图 4



(d) 有凹口的齿

图 5

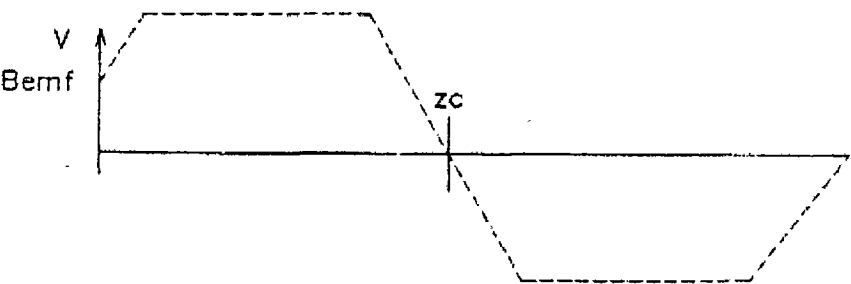


图 6

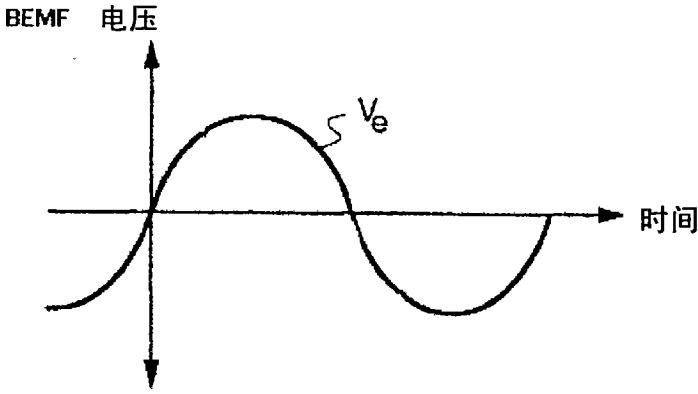


图 7

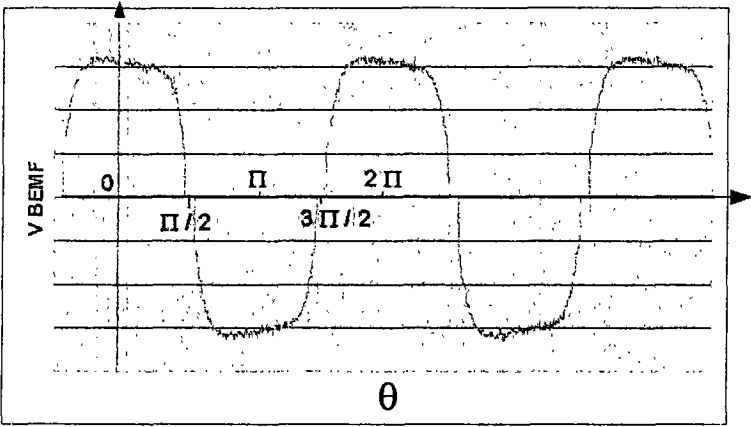


图 8

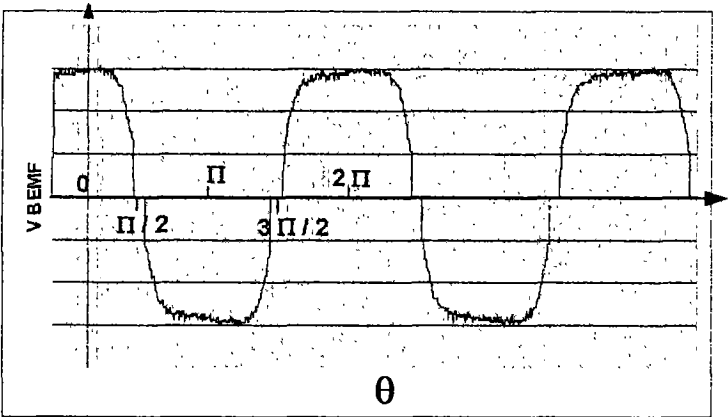


图 9

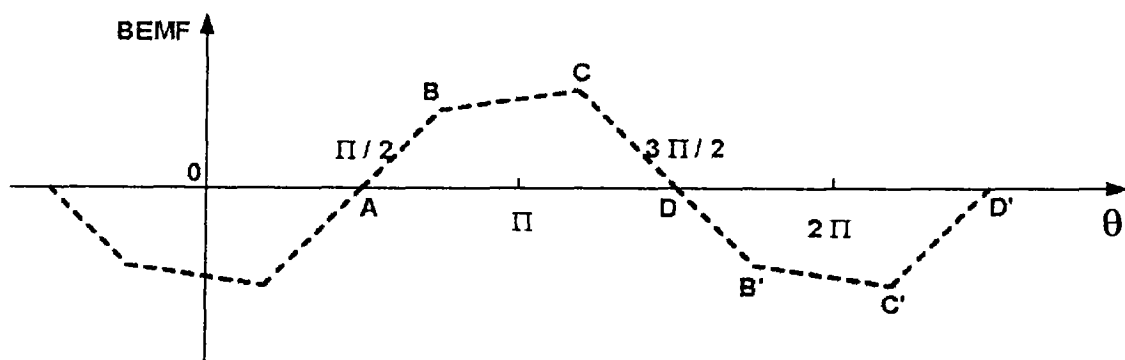


图 10A

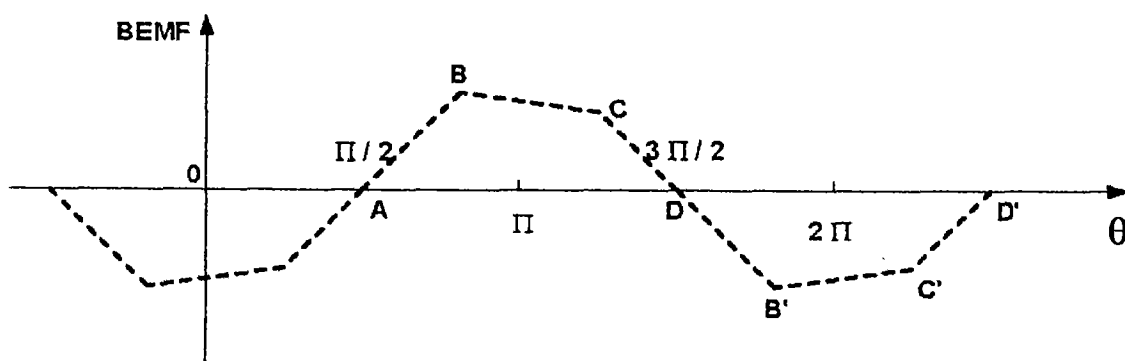


图 10B

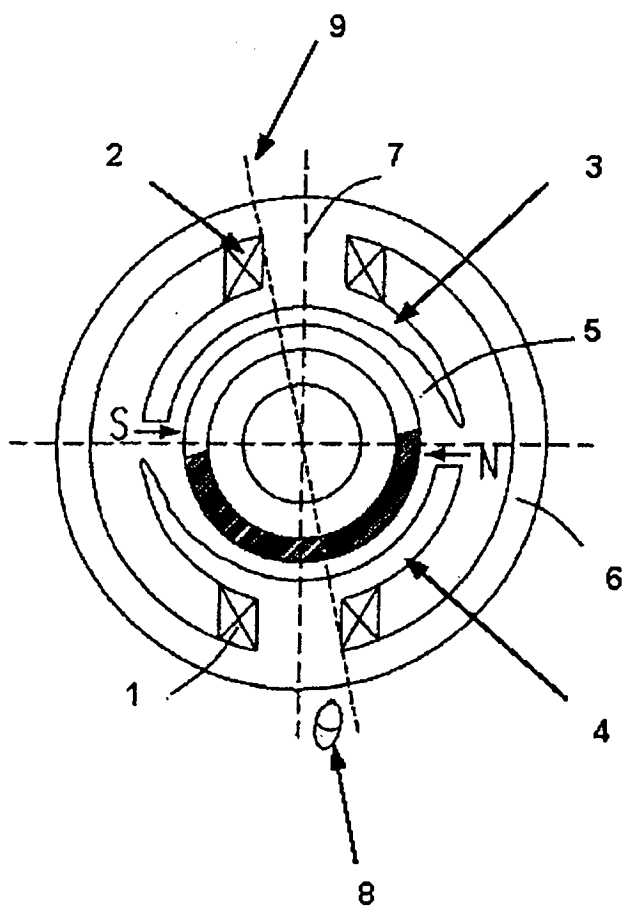


图 11

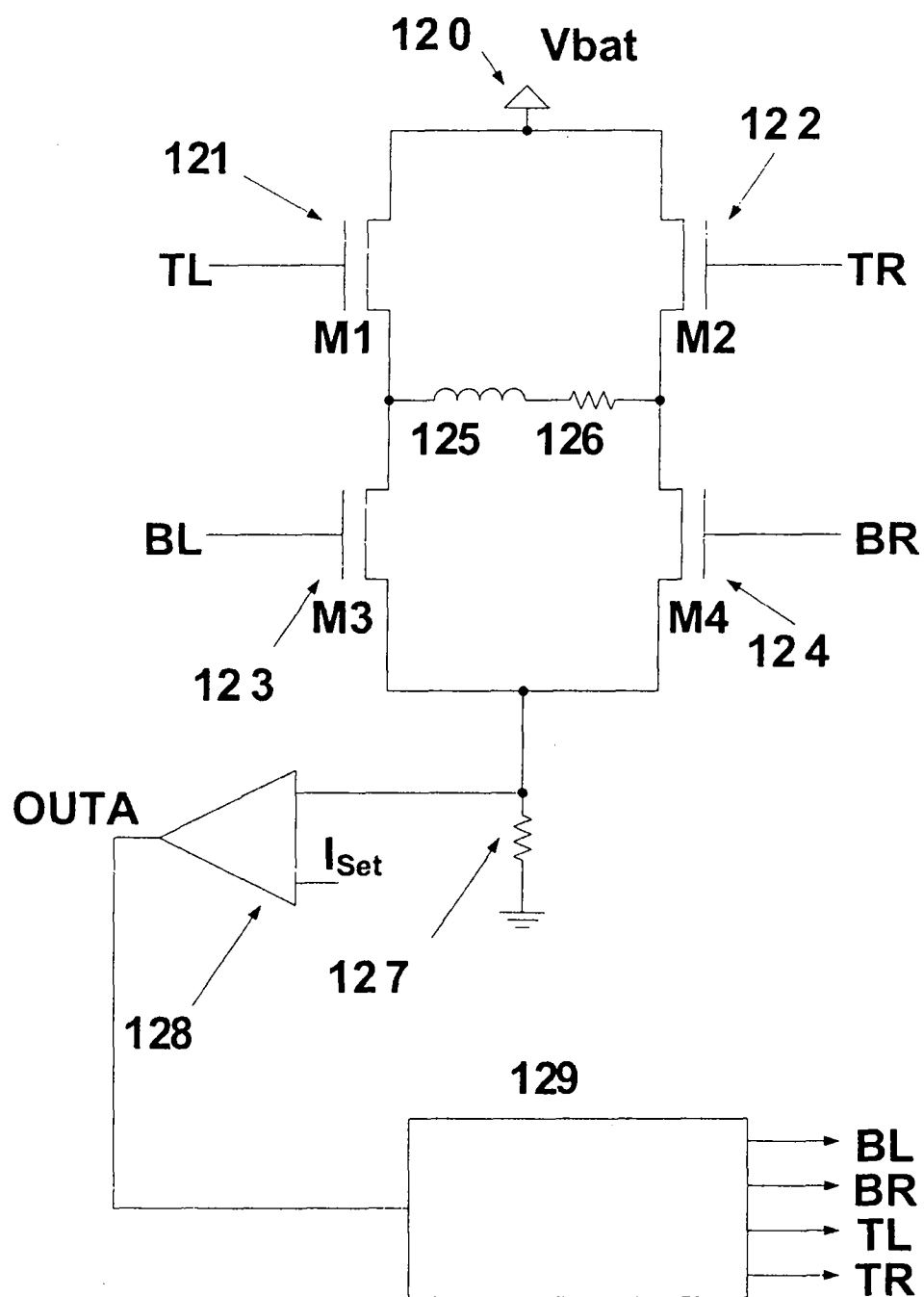


图 12

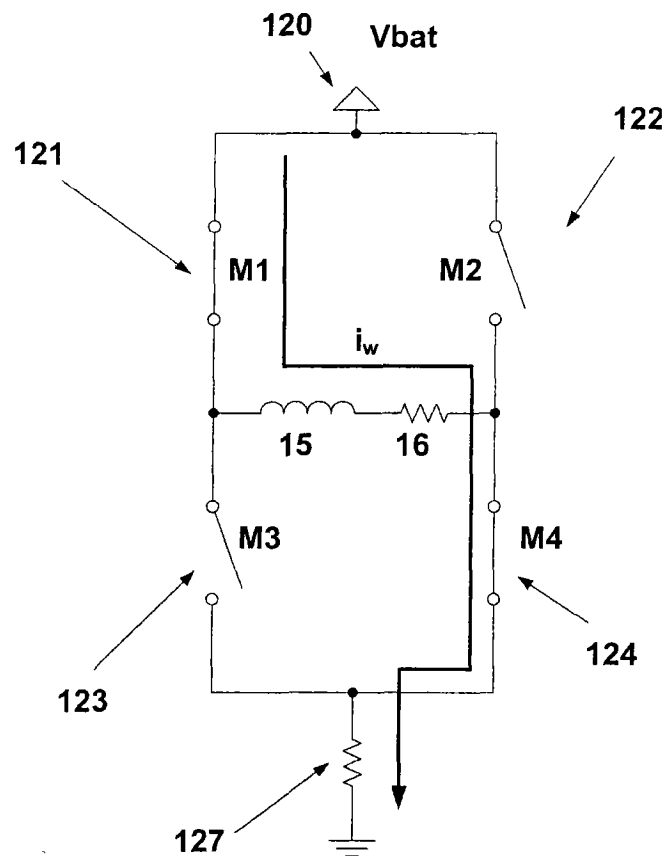


图 13

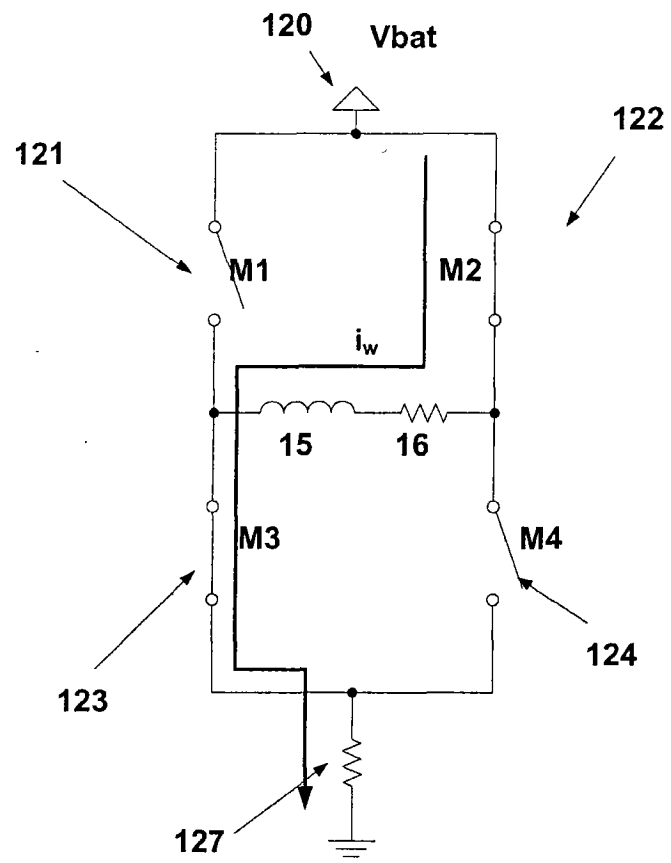


图 14

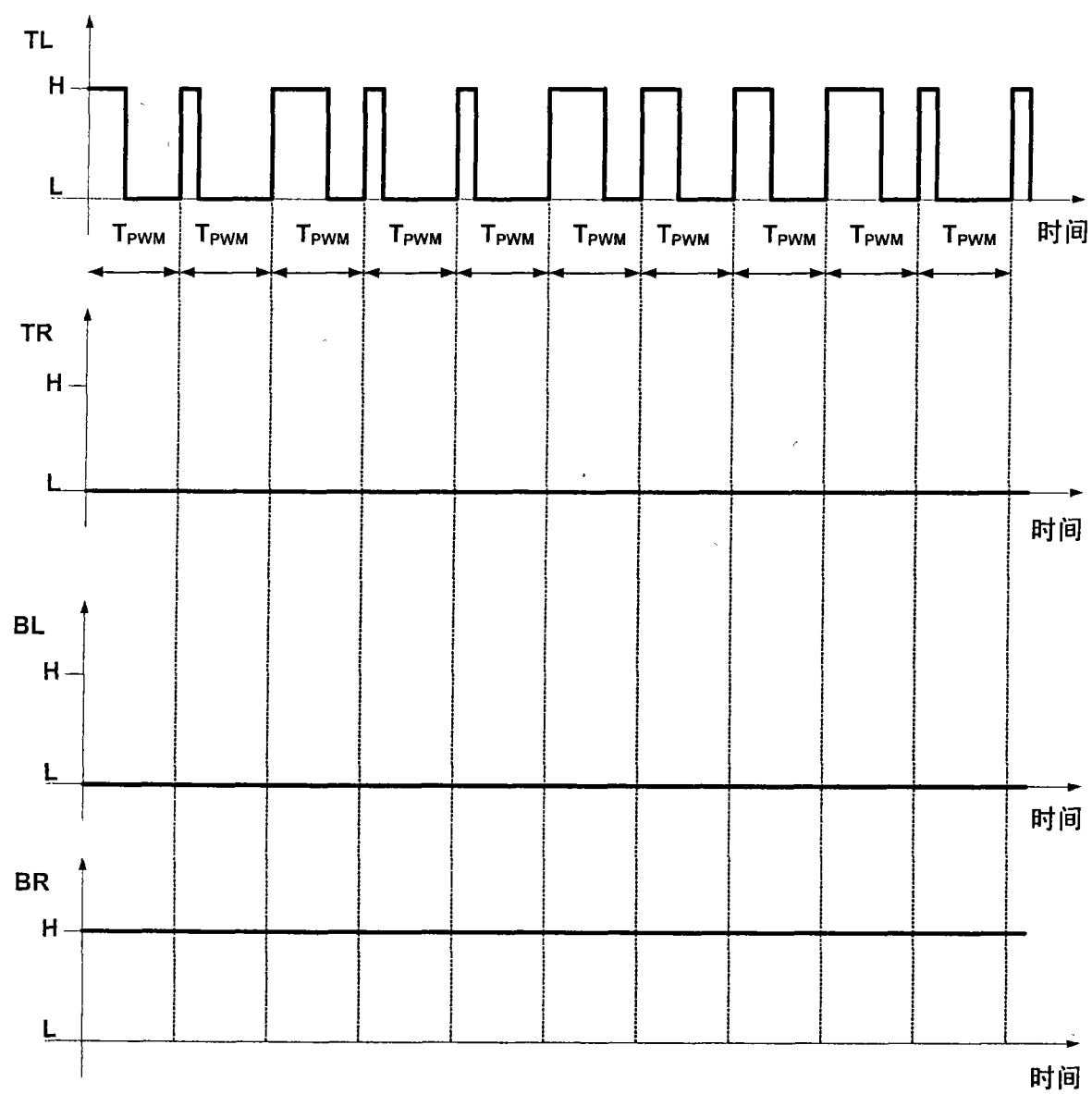


图 15

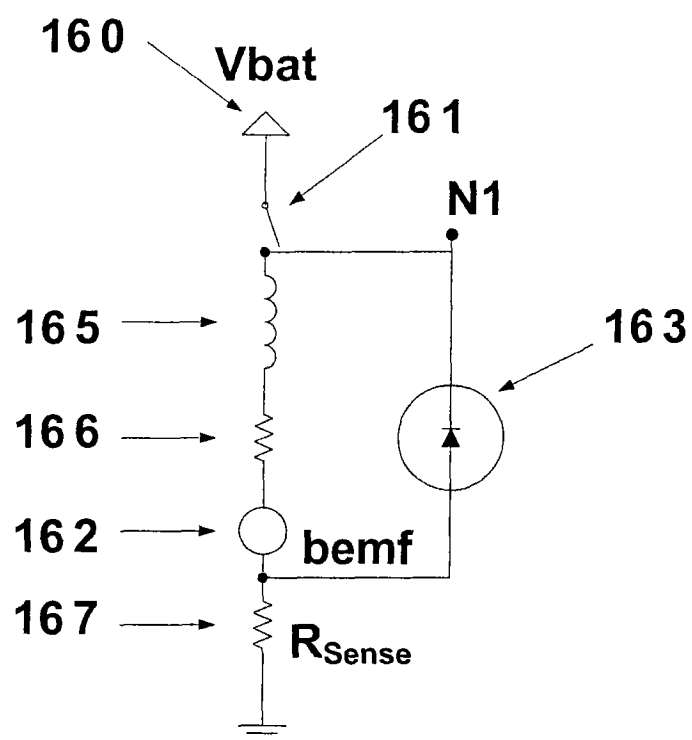


图 16

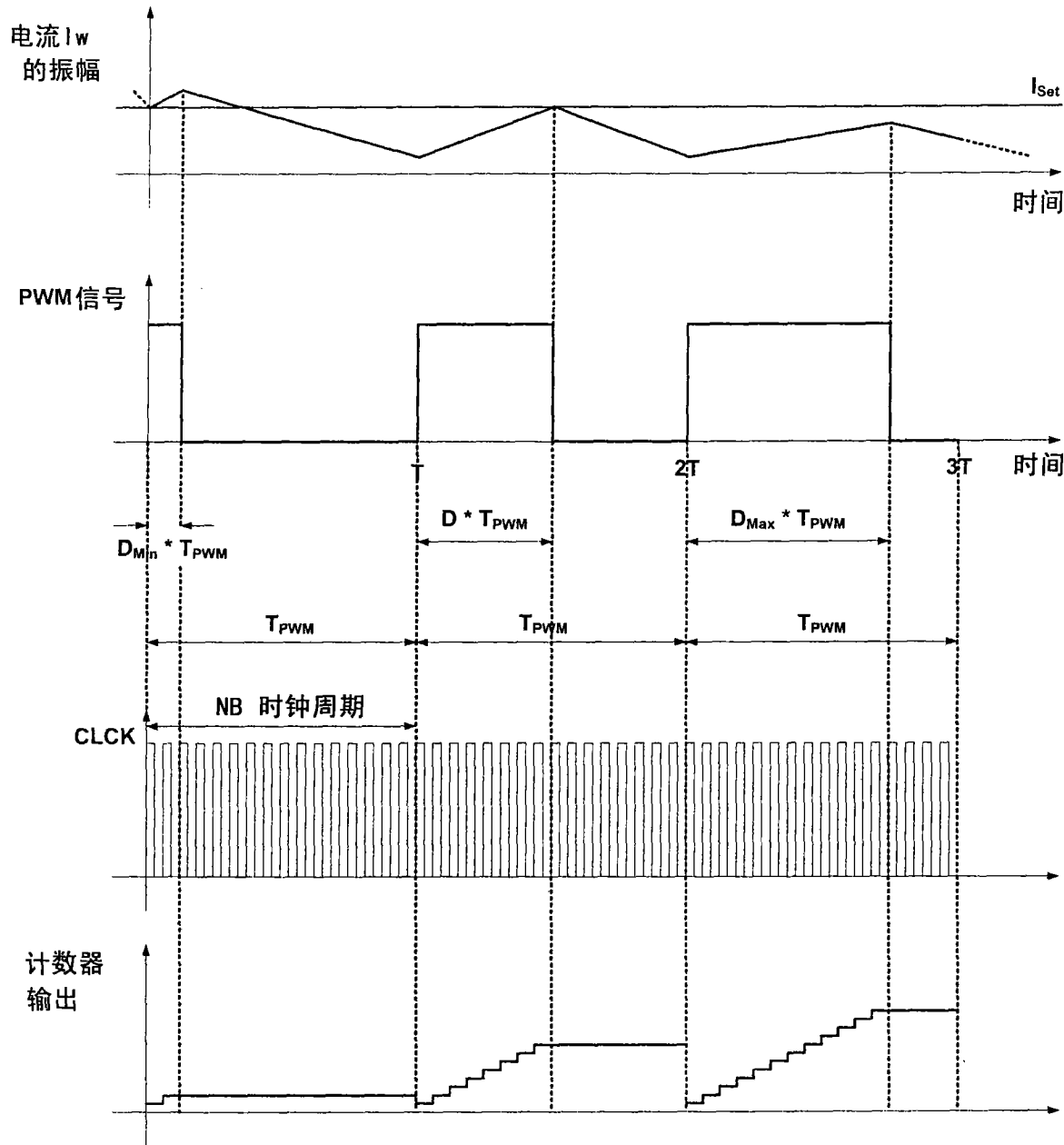


图 17

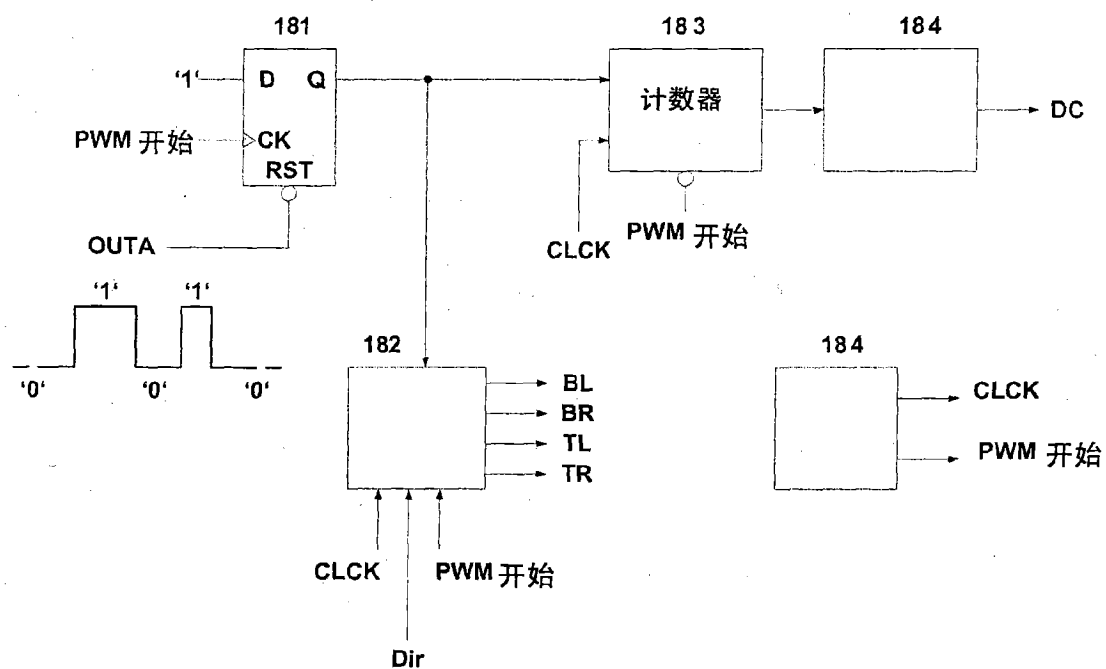


图 18

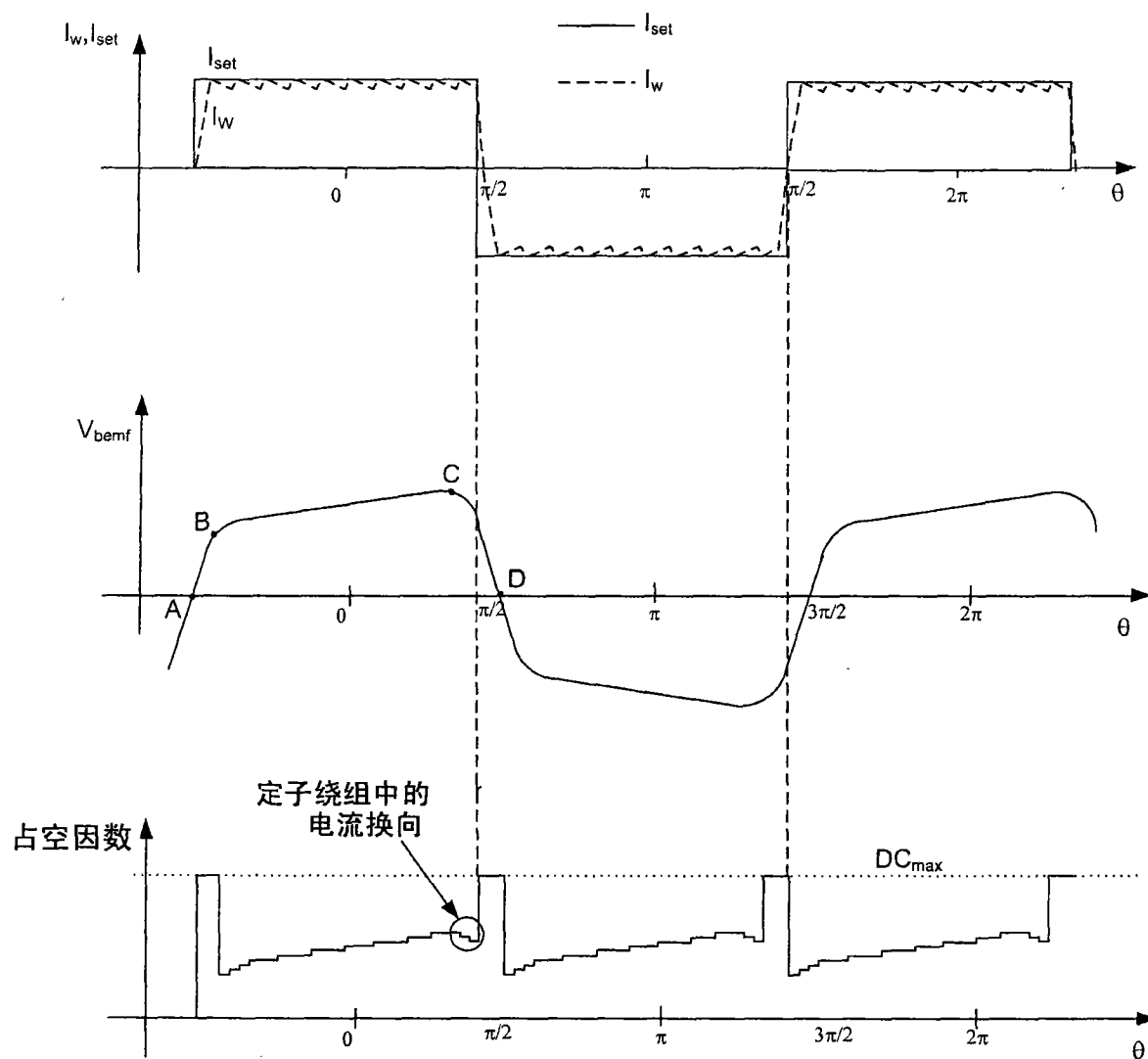


图 19

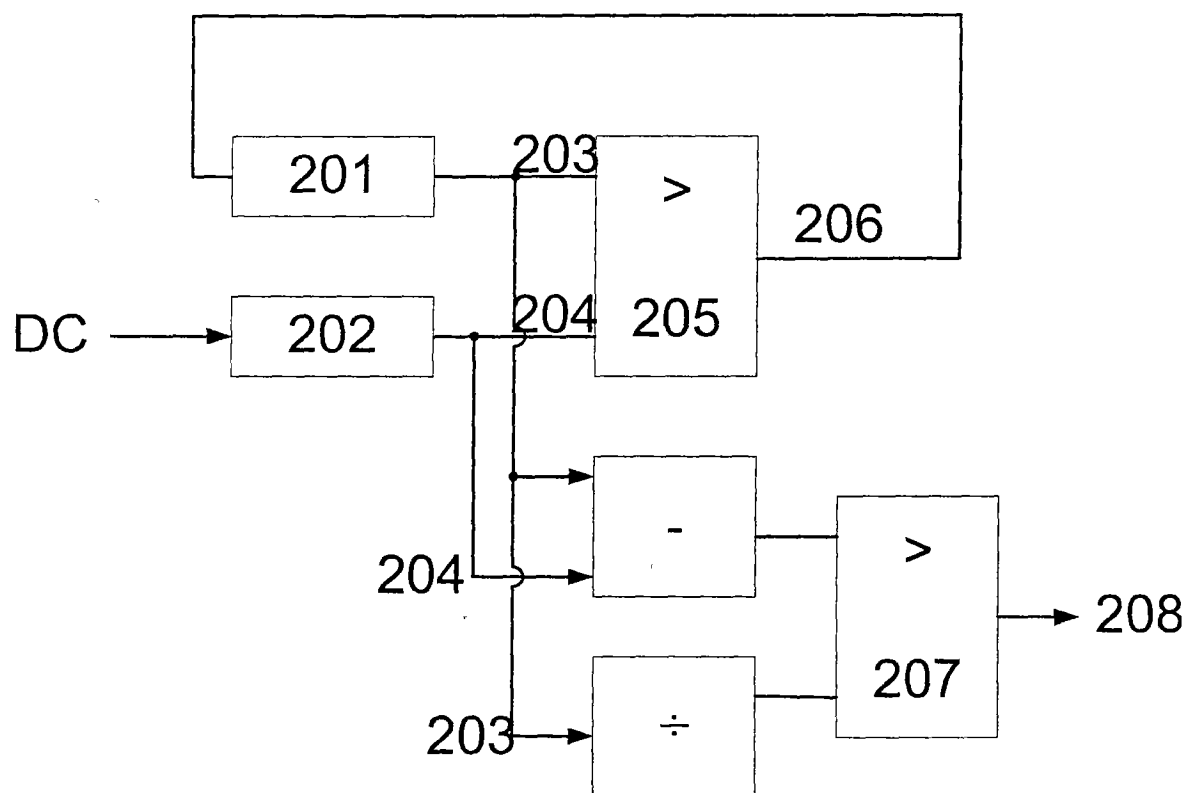


图 20

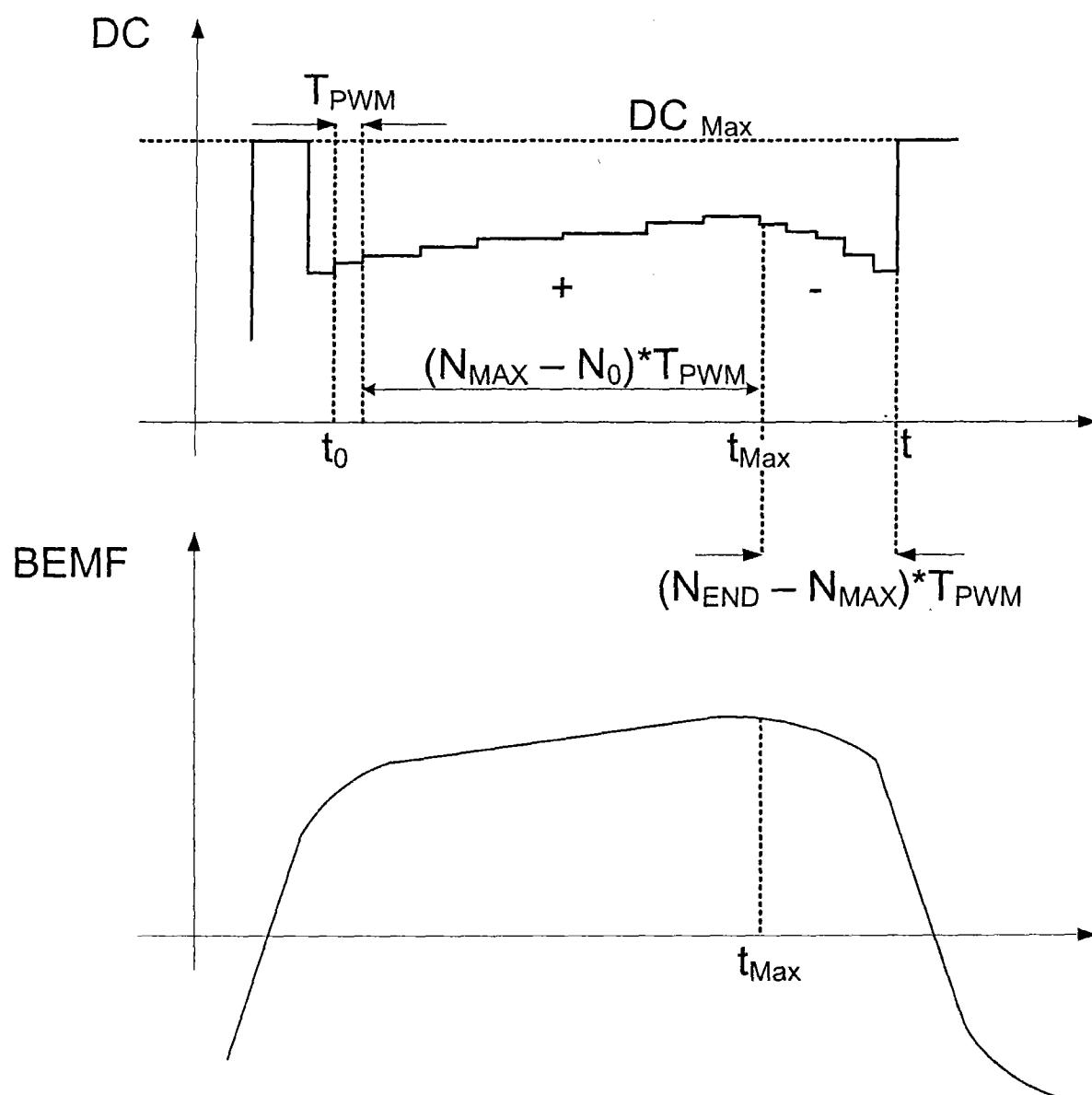


图 21

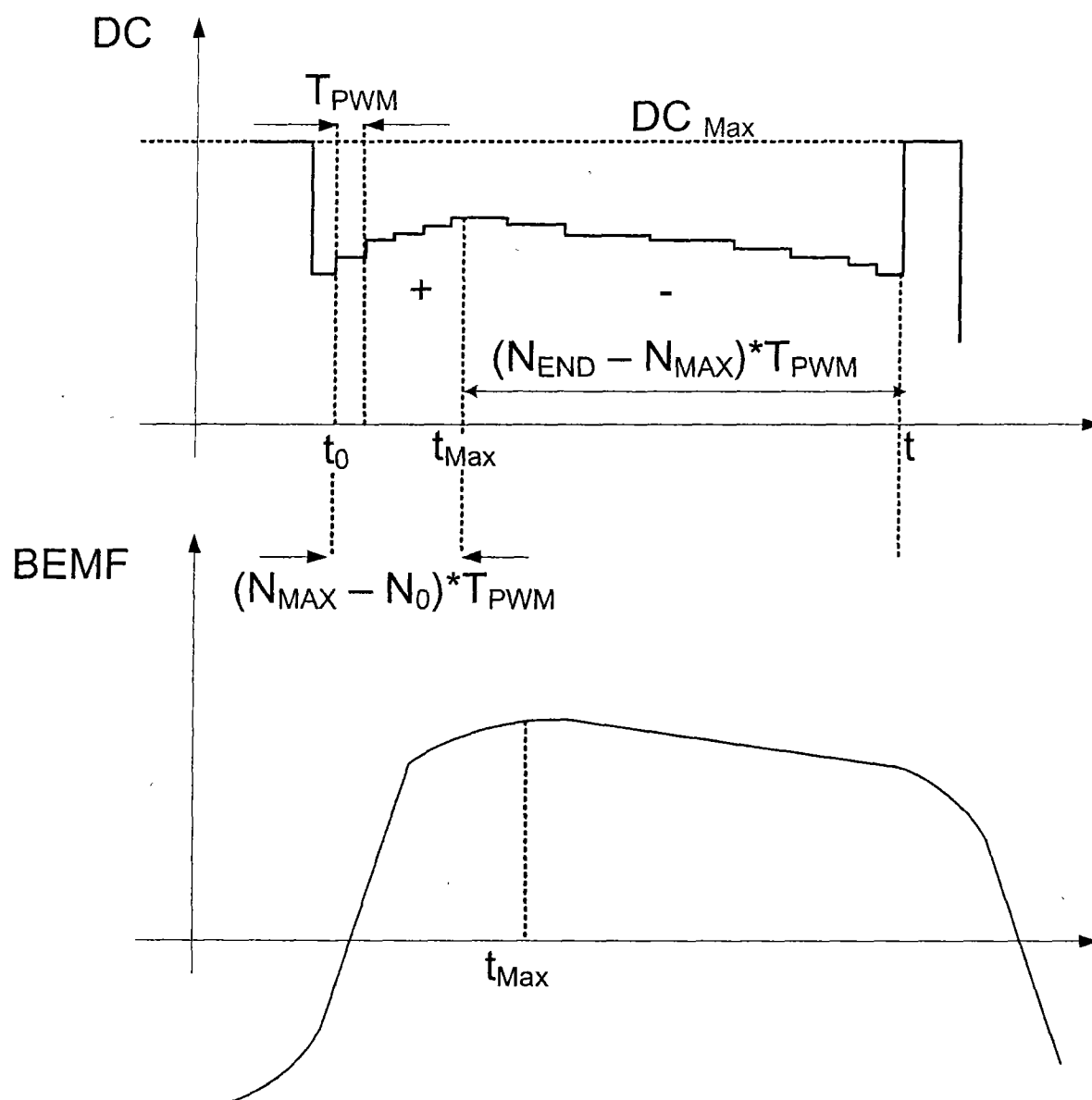


图 22

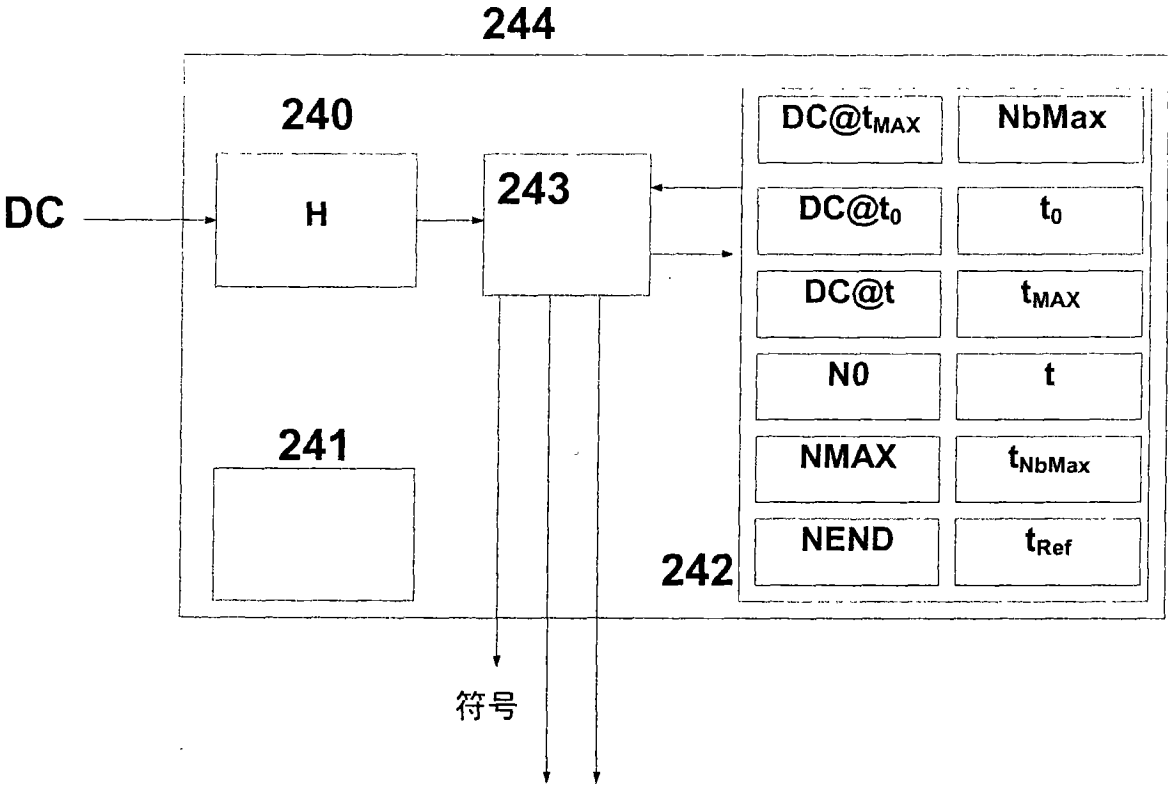


图 23