



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101889387 B

(45) 授权公告日 2014. 04. 23

(21) 申请号 200880119482. 5

(22) 申请日 2008. 12. 04

(30) 优先权数据

07/08562 2007. 12. 07 FR

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2010. 06. 07

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/FR2008/001695 2008. 12. 04

(87) PCT国际申请的公布数据

W02009/101292 FR 2009. 08. 20

(73) 专利权人 法雷奥电机控制系统公司

地址 法国瑟吉

(72) 发明人 吉劳姆·考伯特

多米尼克·杜普伊斯

朱利恩·霍布莱克

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 葛青

(51) Int. Cl.

H02M 7/5387(2007. 01)

(56) 对比文件

US 2006/0221648 A1, 2006. 10. 05,

US 2006/0221648 A1, 2006. 10. 05,

US 2005/0276581 A1, 2005. 12. 15,

US 6119046 A, 2000. 09. 12,

DE 10328623 A1, 2005. 01. 27,

Jea-Sen Lin et al. A high-bandwidth PWM servo amplifier for the direct-drive-valve actuation system. 《Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. Eighth Annual》. 1993,

审查员 梁雪峰

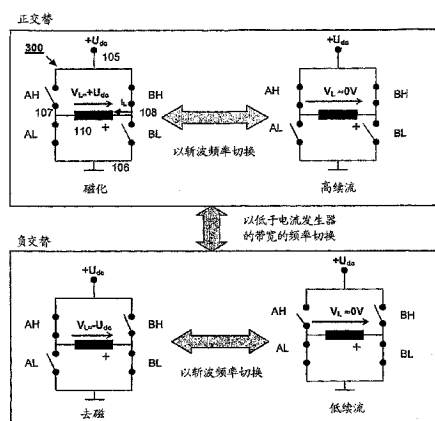
权利要求书3页 说明书16页 附图15页

(54) 发明名称

用于控制电控制部件中的电流或其端子间的电压的电路

(57) 摘要

本发明涉及用于控制电控制部件 (110) 中的电流的电路 (300), 包括: 电桥, 具有四个端子 (105、106、107、108) 且包括四个控制开关 (AH、AL、BH、BL); 电源 (109); 利用 MLI 控制四个开关中的至少两个开关的装置。该控制电路呈现: 第一状态, 其中第一开关 (AH) 和第四开关 (BL) 闭合, 且第二开关 (BH) 和第三开关 (AL) 断开; 第二状态, 其中第二开关和第三开关闭合, 且第一开关和第四开关断开; 和以下两个状态中的至少一个: 第三状态, 其中第三开关和第四开关闭合, 且第一开关和第二开关断开; 和 / 或第四状态, 其中第一开关和第二开关闭合, 且第三开关和第四开关断开。本发明的特别有意的应用在于控制用于机动车辆中的“无凸轮”系统的致动器的电流。



1. 一种用于控制电控制部件 (110) 中的电流或所述电控制部件的端子间的电压的控制电路 (100、200、300、400、600、700)，所述控制电路包括：

- 电桥，具有四个端子 (105、106、107、108) 并且包括四个开关 (AH、AL、BH、BL)，
- 用于所述电桥的第一电压源 (109)，
- 利用脉冲宽度调制控制所述四个开关中的至少两个开关的脉冲宽度调制控制装置，所述第一电压源 (109) 连接在所述电桥的第一端子 (105) 和第二端子 (106) 之间，所述电控制部件 (110) 连接在所述电桥的第三端子 (107) 和第四端子 (108) 之间，第一开关 (AH) 连接在所述电桥的所述第一端子 (105) 和所述第三端子 (107) 之间，第二开关 (BH) 连接在所述电桥的所述第一端子 (105) 和所述第四端子 (108) 之间，第三开关 (AL) 连接在所述电桥的所述第三端子 (107) 和所述第二端子 (106) 之间，第四开关 (BL) 连接在所述电桥的所述第四端子 (108) 和所述第二端子 (106) 之间，所述控制电路的特征在于，它呈现：
 - 第一状态，其中所述第一开关 (AH) 和第四开关 (BL) 闭合，并且所述第二开关 (BH) 和第三开关 (AL) 断开，
 - 第二状态，其中所述第二开关 (BH) 和第三开关 (AL) 闭合，并且所述第一开关 (AH) 和第四开关 (BL) 断开，
 - 以下两个状态中的至少一个：
 - 第三状态，其中所述第三开关 (AL) 和第四开关 (BL) 闭合，并且所述第一开关 (AH) 和第二开关 (BH) 断开，
 - 第四状态，其中所述第一开关 (AH) 和第二开关 (BH) 闭合，并且所述第三开关 (AL) 和第四开关 (BL) 断开；

所述脉冲宽度调制控制装置授权：

- 从所述第一状态到所述第三或第四状态中的至少一个状态的转变，
- 从所述第二状态到所述第三或第四状态中的至少一个状态的转变，
- 从所述第三或第四状态中的至少一个状态到所述第一状态的转变，
- 从所述第三或第四状态中的至少一个状态到所述第二状态的转变，
- 其中，从所述第一状态到所述第三或第四状态中的一个状态的转变仅需要一个切换，以及其中从所述第二状态到所述第三或第四状态中的一个状态的转变仅需要一个切换，

其中，所述脉冲宽度调制控制装置授权：

- 第一所谓的负交替阶段，包括从所述第一状态到所述第三状态的转变和从所述第三状态到所述第一状态的转变，所述第一开关 (AH) 和第三开关 (AL) 形成第一臂，称为幅度臂 (A)，以所谓的斩波频率切换，并且所述第二开关 (BH) 和第四开关 (BL) 形成第二臂，称为符号臂 (B)，所述第二开关 (BH) 和第四开关 (BL) 分别断开和闭合，
- 第二所谓的正交替阶段，包括从所述第二状态到所述第四状态的转变和从所述第四状态到所述第二状态的转变，所述第一开关 (AH) 和第三开关 (AL) 以所述所谓的斩波频率切换，并且所述第二开关 (BH) 和第四开关 (BL) 分别闭合和断开，

所述符号臂 (B) 的所述第二开关 (BH) 和第四开关 (BL) 的切换确保以低于所述斩波频率的频率在所述负交替和正交替阶段之间转变，

其中所述控制电路还包括：

- 电荷泵电容器 (503), 当被充电时, 其适合于输送用于所述第二开关 (BH) 的控制电压;

- 第二电压源 (501), 输送小于由所述第一电压源输送的电压的电压, 所述第二电压源适用于在所述第四开关 (BL) 闭合时为所述电荷泵电容器充电;

- 用于在所述控制电路处于正交替阶段时强迫从所述第四状态到所述第三状态的转变以使得所述电荷泵电容器经由所述第二电压源被再充电的装置。

2. 如权利要求 1 所述的控制电路 (400), 其特征在于, 它包括串联连接在所述电控制部件 (110) 和所述第四端子 (108) 之间的旁路电阻器 (201)。

3. 如权利要求 2 所述的控制电路 (400), 其特征在于, 它包括运算放大器 (202), 所述旁路电阻器 (201) 的端子形成所述运算放大器的反相输入端和同相输入端。

4. 如权利要求 1 到 3 中的一个所述的控制电路 (700), 其特征在于, 所述控制装置包括:

- 用于产生具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号的装置 (701、702、703);

- 用于将所述具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号施加到所述第三开关 (AL) 以及将具有占空系数为 $1-\alpha$ 的脉冲宽度调制信号施加到所述第一开关 (AH) 的装置 (705、706);

- 用于在正交替和负交替阶段之间周转以实现以下状态机的装置 (708):

○当所述电桥处于它的正交替阶段并且占空系数 α 被消除时, 该状态机检测到状态变化并且转变为负交替阶段,

○当所述电桥处于它的负交替阶段并且占空系数 α 等于 100% 时, 该状态机检测到状态变化并且转变为正交替阶段。

5. 如权利要求 4 所述的控制电路 (700), 其特征在于, 所述第一电压源输送 DC 电压 $+U_{DC}$, 所述控制电路包括:

- 用于在所述正交替阶段期间将等于乘积 $\alpha \times U_{DC}$ 的平均电压施加到所述电控制部件的装置 (705);

- 用于在所述负交替阶段期间将等于乘积 $(\alpha - 1) \times U_{DC}$ 的平均电压施加到所述电控制部件的装置 (706)。

6. 如权利要求 1 到 3 中的一个所述的控制电路 (800), 其特征在于, 所述控制装置包括:

- 用于产生具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号的装置 (801、802、803);

- 用于将所述具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号转换为具有占空系数为 $\alpha' = |2\alpha - 1|$ 的脉冲宽度调制信号的装置 (809);

- 用于在所述正交替阶段期间将所述具有占空系数为 α' 的脉冲宽度调制信号施加到所述第三开关 (AL) 以及将具有占空系数为 $1-\alpha'$ 的脉冲宽度调制信号施加到所述第一开关 (AH) 的装置 (805);

- 用于在所述负交替阶段期间将所述具有占空系数为 $1-\alpha'$ 的脉冲宽度调制信号施加到所述第三开关 (AL) 以及将具有占空系数为 α' 的脉冲宽度调制信号施加到所述第一开关 (AH) 的装置 (806);

- 用于在正交替阶段和负交替阶段之间周转以实现以下状态机的装置 (808):

○当所述电桥处于它的正交替阶段并且所述占空系数 α 严格小于 50% 时,所述状态机检测状态变化并且转变为负交替阶段,

○当所述电桥处于它的负交替阶段并且所述占空系数 α 大于或等于 50% 时,所述状态机检测状态变化并且转变为正交替阶段。

7. 如权利要求 6 所述的控制电路 (800), 其特征在于, 所述第一电压源输送 DC 电压 $+U_{DC}$, 所述控制电路包括用于在所述正交替阶段期间和在所述负交替阶段期间将等于乘积 $(2\alpha - 1) \times U_{DC}$ 的平均电压施加到所述电控制部件的装置。

8. 如权利要求 6 所述的控制电路, 其特征在于, 所述用于将所述具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号转换为具有占空系数为 $\alpha' = |2\alpha - 1|$ 的脉冲宽度调制信号的装置包括:

- 用于执行占空系数等于 50% 的信号与具有占空系数为 α 的所述信号之间的减法的装置;

- 用于将由所述减法获得的信号加倍的装置。

9. 如权利要求 8 所述的控制电路, 其特征在于, 所述用于执行占空系数等于 50% 的信号与所述具有占空系数为 α 的信号之间的减法的装置是执行异或逻辑函数的装置, 在它的两个输入端上分别具有所述占空系数等于 50% 的信号和所述占空系数为 α 的信号。

10. 如权利要求 8 所述的控制电路, 其特征在于, 所述用于将由所述减法获得的信号加倍的装置包括至少一个计数器。

11. 如权利要求 1 所述的控制电路, 其特征在于, 所述控制装置包括在可编程逻辑电路中。

12. 如权利要求 1 所述的控制电路, 其特征在于, 所述开关是 MOSFET 晶体管。

13. 一种如权利要求 1 所述的控制电路在由具有可变电感的感性负载形成的电部件中的用途。

14. 如权利要求 13 所述的用途, 其特征在于, 所述电部件包含在具有致动零件的致动器中, 所述电部件以位移方式控制所述致动零件。

15. 如权利要求 14 所述的用途, 其特征在于, 所述致动器是用于机动车辆的电磁阀致动器。

用于控制电控制部件中的电流或其端子间的电压的电路

技术领域

[0001] 本发明涉及用于控制电控制部件中的电流或所述电控制部件的端子间的电压的电路。本发明的特别有意义的应用在于控制电流或具有可变电感的电机（诸如用于机动车辆中所谓的电磁阀（“无凸轮”系统）的致动器）的领域。

背景技术

[0002] 电磁阀的电磁致动需要电能。此电能来自于机动车上的车载网络。电磁阀系统的性能涉及最小化机载网络上的电能消耗。在实践中，机轴的输出处可用的功率等于热机实发的总功率减去它的辅助装置的正确操作（阀的致动、水和油泵的驱动等等）需要的功率。

[0003] 一般地，正或负电流控制的电机通常由 H 结构的功率桥控制，该 H 结构的功率桥也称为“四象限”电桥（或“全桥斩波器（chopper）”），根据该电机的结构其是单相或多相的。术语“四象限”电桥应当被理解为意指在电压 - 电流特性的所有象限上工作的电桥控制。一般地，该控制电子设备通过将具有固定频率的 PWM（脉冲宽度调制）型的控制施加于功率桥来迫使电流到设定点。图 1 中示出了“四象限”电桥 1 的电子结构的示例。电桥 1 包括：

[0004] - 四个端子 5、6、7 和 8，

[0005] - 连接到电桥 1 的第一和第二端子 5 和 6 的 DC 电压源 9（这可以是例如电池、DC-DC 电源转换器或 AC-DC 电源转换器），

[0006] - 电控制部件 10（诸如具有可变电感的电负载），用于控制致动器并且连接在电桥电路 1 的第三和第四端子 7 和 8 之间，

[0007] - 连接在第一和第三端子 5 和 7 之间的第一开关 C_1 ，

[0008] - 连接在第一和第四端子 5 和 8 之间的第二开关 C_2 ，

[0009] - 连接在第二和第三端子 6 和 7 之间的第三开关 C_3 ，

[0010] - 连接在第二和第四端子 6 和 8 之间的第四开关 C_4 。

[0011] 因此，电桥 1 包括分别由串联的开关 C_1 和 C_3 以及由串联的开关 C_2 和 C_4 形成的两个臂 B1 和 B2。

[0012] 电源开关 C_1 和 C_4 可以是 MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）晶体管或 IGBT（绝缘栅双极型晶体管）晶体管。

[0013] 最普遍用于它的鲁棒性的技术是通过使用由脉冲宽度调制（PWM）对开关的控制来控制平均电流。它的最大优点是它对噪声的免疫力。在实践中，调节回路不需要瞬时电流而是经滤波的值。此滤波引入了延迟，在追求高带宽时该延迟可以证明是高度限制性的。在“无凸轮”系统致动器的情况下，值监控器计算必须被施加于磁路的端子的电压设定点 V^* 。脉冲宽度调制策略将电压设定点转换成闭合 / 断开电源电子设备的电子开关（在这种情况下，为它们四个）的指令。电源电子设备应用 PWM 策略的命令同时观察它自己的约束条件（死区时间、完整时间等的管理）。如果 Sc_i 用于表示开关 C_i 的开关函数，则我们获得：

[0014]

$$Sc_i = \begin{cases} 0 & \text{如果 } C_i \text{ 断开} \\ 1 & \text{如果 } C_i \text{ 闭合} \end{cases}$$

[0015] 对于同一个电桥臂的两个开关 (C_i 和 C_{i+2}) 的控制是对立的以避免引起电源短路。因而,给定两个开关函数 (每个臂一个) 随时间的趋势足以根据 DC 电压 U_{DC} 来确定磁路 10 的端子处的电压 U_{act} 。为了方便起见,通常选择高开关的开关函数。通过忽略导电元件中的电压降和开关断开和闭合时间,可以推出下式:

$$[0016] \quad U_{act} = (Sc_1 - Sc_2) U_{DC}$$

[0017] 为了简单,通过将标准化的电压设定点 v^* 的值与频率 f_{PWM} 的单三角载波 $V_p(t)$ 比较来确定开关函数 Sc_1 和 Sc_2 的时间趋势。三角函数可以是取最小值 V_{pmin} 和最大值 V_{pmax} 之间的值的任何函数。标准化的设定点电压 v^* 的值然后为:

$$[0018] \quad v^* = \frac{V_{pmax} - V_{pmin}}{2U_{DC}} \cdot (V^* - U_{DC}) + V_{pmax}$$

[0019] 通过由下式定义函数符号 (x):

[0020]

$$sign(x) = \begin{cases} 0 & \text{如果 } x \leq 0 \\ 1 & \text{如果 } x > 0 \end{cases}$$

[0021] 开关函数 $Sc_1(t)$ 被确定为:

$$[0022] \quad Sc_1(t) = sign(v^* - V_p(t))$$

[0023] 函数 $Sc_2(t)$ 是 $Sc_1(t)$ 的互补函数,其也可以由以下公式计算:

$$[0024] \quad Sc_2(t) = sign(V_p(t) - v^*)$$

[0025] 图 2 图形表示开关函数 $Sc_1(t)$ 和 $Sc_2(t)$ 的确定。因而,第一曲线表示趋势作为标准化的设定点电压 v^* 的时间以及三角载波 $V_p(t)$ 的函数。由此,推出表示作为时间的函数的 Sc_1 的趋势的第二曲线,和表示作为时间的函数的 Sc_2 的、与第二曲线互补的第三曲线。第四曲线表示磁路 10 的端子间的电压 U_{act} 的趋势,该电压在 $+U_{DC}$ 和 $-U_{DC}$ 之间变化,并且在斩波时间段 f_{PWM} 上具有平均值 V^* 。由于电压 U_{act} 可以仅仅取两个不同的值,因此这被称为双态 PWM 策略。

[0026] 图 3 示出了在包括分别与图 1 所示的电桥 1 的晶体管 C_2 、 C_1 、 C_4 和 C_3 相同的四个开关 AH、BH、AL 和 BL 的四象限电桥 11 上为了对负载 10 的控制而由此类 PWM 策略引起的转换。

[0027] 电桥 11 具有两个可能的状态:

[0028] - 磁化状态 (电压 $V_L = +U_{DC}$ 施加于致动器),其中开关 BH 和 AL 闭合,开关 AH 和 BL 断开,

[0029] - 去磁状态 (电压 $V_L = -U_{DC}$ 施加于致动器),其中开关 BH 和 AL 断开,开关 AH 和 BL 闭合。

[0030] 但是,对于四象限电桥实现这样的 PWM 控制会产生某些困难。

[0031] 第一个困难涉及开关损耗。当开关改变状态时 (从断开到闭合的转换或从闭合到断开的转换),由于通过它的电流和它端子处的电压的同时存在而引起损耗。然后耗散的能量取决于 DC 电压 U_{DC} 的值、斩波电流 I_{act} 的值和切换速度的值 (切换时间例如由使用的 MOSFET 晶体管的栅电阻的值设置)。因而,对于每个斩波时间段,存在两次断开和两次闭

合,不管每一个电桥长度的两个开关中的一个开关上的电流方向如何。每个斩波时间段的这种双切换显然引起损耗,该损耗随着频率的增加而变大。注意,重要的是使效率和带宽协调。在 PWM 控制的情况下, PWM 频率一般地为几十乃至数百 KHz。在这些高频率时,开关损耗相比于其它导通损耗占主要地位。注意,在每个斩波时间段的四个切换操作的从磁化状态到去磁状态的转换中,两个是硬切换操作,两个是软切换操作;换句话说,第一步是断开初始时闭合的两个晶体管(硬切换),然后在死区时间之后,两个初始断开的晶体管闭合(软切换)。因而避免了同一个臂中的两个开关同时闭合。在死区时间期间(在软切换之前), MOSFET 开关内部的二极管(称为“续流”)导电,因而使得可以在软切换期间保持 MOSFET 电势接近于零。

[0032] 此外,重复的切换不仅影响控制电子设备的效率,而且影响它们驱动的电机的效率。电压的斩波产生高频谐波,这引起电机的损耗。这些电机一般地由支持涡电流的磁性材料(例如铁-Si)构成。该感应在极板中产生感应电压,该感应电压根据极板的电阻率产生通常显著的涡电流。尽管极板被精细地切割并且彼此绝缘,但是在其中流动的电流通过焦耳效应产生损耗。如上所述,图 2 的第四曲线表示在具有值 U_{DC} 的电压源 9 的情况下如图 1 所示的负载 10 的端子间的电压 U_{act} 。电桥的控制是具有占空系数为 α 的 PWM 型的。电压 U_{DC} 被施加于负载 10,忽略不计由于开关的电阻引起的电压降。无论占空系数是什么,如果后者是常数,则施加于负载 10 的电压的有效值(U_{eddy})等于电压 U_{DC} (其表示电压 U_{act} 的峰值电压): $U_{eddy} = U_{DC}$ 。最后,由其频率高于斩波频率并且为其可以考虑恒定的占空系数的涡电流产生的损耗基本上与峰值电压成比例: $P_{eddy} = k \cdot U_{eddy} = k \cdot U_{DC}$ 。

[0033] 此外,电子设备特别是它们的开关的控制由于斩波而产生高频共模电流。负载一般具有相对于地的电容性耦合。例如,在绕线电机的情况下,在受到共模电压的绕组和链接到地的机架之间存在显著的耦合。因而产生共模电流,并且它们通过电源形成回路。这些高频电流回路引起电磁辐射,该电磁辐射在符合当前 EMC(电磁兼容性)标准方面具有影响。

发明内容

[0034] 在此背景下,本发明目的是提供用于控制电控制部件中的电流或所述控制部件的端子间的电压的“四象限”电桥电路,所述电路提供减小电源开关中的开关损耗、减小与磁路中的涡电流有关的损耗、以及避免上述 EMC 问题的经济的方式。

[0035] 为此、本发明提出一种用于控制电控制部件中的电流或所述电控制部件的端子间的电压的电路,所述电路包括:

- [0036] - 电桥,提供有四个端子并且包括四个控制开关,
- [0037] - 用于所述电桥的电源,
- [0038] - 利用脉冲宽度调制控制所述四个开关中的至少两个开关的装置,
- [0039] 所述电源连接在所述电桥的第一端子和第二端子之间,
- [0040] 所述电控制部件连接在所述电桥的第三端子和第四端子之间,
- [0041] 所述第一开关连接在所述电桥的所述第一端子和所述第三端子之间,
- [0042] 所述第二开关连接在所述电桥的所述第一端子和所述第四端子之间,
- [0043] 所述第三开关连接在所述电桥的所述第三端子和所述第二端子之间,
- [0044] 所述第四开关连接在所述电桥的所述第四端子和所述第二端子之间,

[0045] 所述控制电路的特征在于,它呈现:

[0046] - 第一状态,其中所述第一和第四开关闭合,并且所述第二和第三开关断开,

[0047] - 第二状态,其中所述第二和第三开关闭合,并且所述第一和第四开关断开,

[0048] - 以下两个状态中的至少一个:

[0049] ○第三状态,其中所述第三和第四开关闭合,并且所述第一和第二开关断开,

[0050] ○第四状态;其中所述第一和第二开关闭合;并且所述第三和第四开关断开;

[0051] 所述脉冲宽度调制控制装置授权:

[0052] - 从所述第一状态到所述第三或第四状态中的至少一个状态的转变,

[0053] - 从所述第二状态到所述第三或第四状态中的至少一个状态的转变,

[0054] - 从所述第三或第四状态中的至少一个状态到所述第一状态的转变,

[0055] - 从所述第三或第四状态中的至少一个状态到所述第二状态的转变。

[0056] 根据本发明,该控制电路可以用于管理由 PWM 策略控制的“四象限”电桥的三个或四个状态(即,该电路可以用于切换到三个或四个不同的状态)。提出的 PWM 策略被称为三态的,因为施加于负载(电控制部件)的端子的电压 V_L 是基于三个电平: $-U_{DC}$ 、0 和 U_{DC} (其中, U_{DC} 指定由电源供给的电压)。第三状态的引入节省了一个硬切换(和一个软切换)。为了避免导致两个硬切换的“磁化”状态与“去磁”状态之间的直接转变,根据本发明的电路允许从“磁化”状态到所谓的“续流”状态(对应于第三或第四状态中的任何一个)的转变和从“去磁”状态到“续流”状态的转变。因此,切换的数目可以减少一半。这样的减少对电源电子设备的尺寸具有显著的影响,并且允许:

[0057] - 现有电源电子设备的可靠性的提高;

[0058] - 使用的组件的小型化;

[0059] - 成本的降低。

[0060] 此外,关于通过涡电流的损耗,在将电桥切换到两个状态的四象限电桥的常规控制与将电桥在三个或四个状态之间切换的根据本发明提出的控制之间,有效值相差悬殊。三态或四态控制施加较小的电压来控制相同的电流,换句话说提供相同的平均电压。

[0061] 此外,如上所述,由电部件控制的致动器具有相对于机架的寄生(spurious)电容。电压的斩波在控制电子设备中产生高频谐波,其经由地返回。这些是共模干扰。EMC 标准限制此噪声电平。根据本发明,由三态控制产生的电压产生比双态控制少的谐波。因而实现共模电流减小 6dB。

[0062] 根据本发明的系统还可以呈现以下特征中的一个或多个(单独地或以所有技术上可能的组合考虑)。

[0063] 有利地,所述脉冲宽度调制控制装置授权:

[0064] - 第一所谓的负交替阶段,包括从所述第一状态到所述第三状态的转变和从所述第三状态到所述第一状态的转变,所述第一和第三开关形成第一臂,称为幅度臂,以所谓的斩波频率切换,并且所述第二和第四开关形成第二臂,称为符号臂,所述第二和第四开关分别闭合和断开,

[0065] - 第二所谓的正交替阶段,包括从所述第二状态到所述第四状态的转变和从所述第四状态到所述第二状态的转变,所述第一和第三开关以所述所谓的斩波频率切换,并且所述第二和第四开关分别断开和闭合,

[0066] 所述符号臂的所述第二和第四开关的切换确保所述负交替和正交替之间以低于所述斩波频率的频率转变。

[0067] 有利地,根据本发明的控制电路包括串联连接在所述电控制部件和所述第四端子之间的旁路电阻器。

[0068] 在这种情况下,该控制电路优先地包括运算放大器,所述旁路电阻器的端子形成所述运算放大器的反相和同相输入端。

[0069] 有利地,根据本发明的控制电路包括:

[0070] - 电荷泵电容器,当被充电时,其适合于传送用于所述第二开关的控制电压;

[0071] - 第二电源,传送小于由所述第一电压源传送的电压的电压,所述第二电压源适用于在所述第四开关闭合时为所述电荷泵电容器充电;

[0072] - 用于在所述控制电路处于正交替阶段时强迫从所述第四状态到所述第三状态的转变以使得所述电荷泵电容器经由所述第二电源被再充电的装置。

[0073] 根据第一实施例,所述控制装置包括:

[0074] - 用于产生具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号的装置;

[0075] - 用于将所述具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号施加到所述第三开关以及将具有占空系数为 $1-\alpha$ 的脉冲宽度调制信号施加到所述第一开关的装置;

[0076] - 用于在正交替和负交替之间周转以实现以下状态机的装置:

[0077] ○当所述电桥处于它的正交替并且占空系数 α 被消除时,该状态机检测状态变化并且转变为负交替。

[0078] ○当所述电桥处于它的负交替并且占空系数 α 等于 100% 时,该状态机检测状态变化并且转变为正交替。

[0079] 有利地,所述电源输送 DC 电压 $+U_{DC}$,所述控制电路包括:

[0080] - 用于在所述正交替期间将等于乘积 $\alpha \times U_{DC}$ 的平均电压施加到所述电控制部件的装置;

[0081] - 用于在所述负交替期间将等于乘积 $(\alpha - 1) \times U_{DC}$ 的平均电压施加到所述电控制部件的装置。

[0082] 根据第二实施例,所述控制装置包括:

[0083] - 用于产生具有占空系数为 α 的脉冲宽度调制信号的装置;

[0084] - 用于将所述具有占空系数 α 的脉冲宽度调制信号转换成具有占空系数为 $\alpha' = |2\alpha - 1|$ 的脉冲宽度调制信号的装置;

[0085] - 用于在所述正交替期间将所述具有占空系数为 α' 的脉冲宽度调制信号施加到所述第三开关 (AL) 以及将具有占空系数为 $1-\alpha'$ 的脉冲宽度调制信号施加到所述第一开关 (AH) 的装置;

[0086] - 用于在所述负交替期间将所述具有占空系数为 $1-\alpha'$ 的脉冲宽度调制信号施加到所述第三开关 (AL) 以及将具有占空系数为 α' 的脉冲宽度调制信号施加到所述第一开关 (AH) 的装置;

[0087] - 用于在正交替和负交替之间通过以实现以下状态机的装置:

[0088] ○当所述电桥处于它的正交替并且所述占空系数 α 严格小于 50% 时,所述状态机检测状态变化并且转变为负交替。

[0089] ○当所述电桥处于它的负交替并且所述占空系数 α 大于或等于 50% 时,所述状态机检测状态变化并且转变为正交替。

[0090] 有利地,所述电源输送 DC 电压 $+U_{DC}$,所述控制电路包括用于在所述正交替期间和在所述负交替期间将等于乘积 $(2\alpha - 1) \times U_{DC}$ 的平均电压施加到所述电控制部件的装置。

[0091] 有利地,所述用于将所述具有占空系数 α 的脉冲宽度调制信号转换成具有占空系数为 $\alpha' = |2\alpha - 1|$ 的脉冲宽度调制信号的装置包括:

[0092] - 用于执行占空系数等于 50% 的信号与占空系数为 α 的所述信号之间的减法的装置;

[0093] - 用于将由所述减法获得的信号加倍的装置。

[0094] 优先地,所述用于执行占空系数等于 50% 的信号与所述占空系数为 α 的信号之间的减法的装置是执行异或逻辑函数的装置,在它的两个输入端上分别具有所述占空系数等于 50% 的信号和所述占空系数为 α 的信号。

[0095] 优先地,所述用于将由所述减法获得的信号加倍的装置包括至少一个计数器。

[0096] 有利地,所述控制装置包括在可编程逻辑电路中。

[0097] 有利地,所述开关是 MOSFET 晶体管。

[0098] 本发明的另一主题是根据本发明的控制电路在由具有可变电感的感性负载形成的电部件中的用途。

[0099] 有利地,该电部件包含在具有致动零件的致动器中,所述电部件以位移方式控制所述致动零件。

[0100] 优先地,所述致动器是用于机动车辆的电磁阀致动器。

附图说明

[0101] 本发明的其它特征和优点将从如下描述、经由指示和非限制方式、参考附图而清楚呈现,其中:

[0102] - 图 1 是示出现有技术的四象限电桥的电子结构的简化示意图表示;

[0103] - 图 2 图形表示如图 1 所示的四象限电桥的开关的开关函数 $Sc_1(t)$ 和 $Sc_2(t)$ 的确定;

[0104] - 图 3 示出四象限电桥上由根据现有技术的 PWM 策略引起的切换;

[0105] - 图 4 示出根据本发明的第一实施例的控制电路的状态;

[0106] - 图 5 和 6 示出分别在根据现有技术的使用两个状态的 PWM 控制的情况下和在根据本发明的使用三个状态的控制电路的情况下施加于负载(诸如图 4 的负载)的电压和该负载中的电流作为时间的函数的趋势;

[0107] - 图 7 表示用于直接测量负载电流的电路;

[0108] - 图 8 表示根据本发明的第二实施例的控制电路的状态;

[0109] - 图 9 示出合并旁路电阻器的根据本发明的第三实施例的控制电路的状态;

[0110] - 图 10 示出如图 9 所示的电路的测量的电流和负载电流作为时间的函数的趋势;

[0111] - 图 11 表示用于根据本发明的控制电路中的开关的电荷泵电路;

[0112] - 图 12 表示用于根据现有技术的控制电路的调节回路;

[0113] - 图 13 示出根据图 12 的调节回路使用、构造的脉冲宽度调制信号的结构;

- [0114] - 图 14 表示在图 12 的调节回路的情况下由负载观察的平均电压；
- [0115] - 图 15 示出用于根据本发明的四状态控制电路的调节回路的第一实施例；
- [0116] - 图 16 表示用于实现根据图 15 的调节回路的状态机；
- [0117] - 图 17 表示在图 15 的调节回路的情况下由负载观察的平均电压；
- [0118] - 图 18 到 21 表示在根据图 15 的调节回路的不同的结构中测量的电流、电流设定点、PWM 信号、符号信号和负载的端子间的电压作为时间的函数；
- [0119] - 图 22 示出用于根据本发明的四状态控制电路的调节回路的第二实施例；
- [0120] - 图 23 表示用于图 22 的调节回路的减法装置的实施例；
- [0121] - 图 24 表示用于图 22 的调节回路的加倍装置的实施例；
- [0122] - 图 25 表示用于实现根据图 22 的调节回路的状态机；
- [0123] - 图 26 表示在图 15 的调节回路的情况下由负载观察的平均电压。

具体实施方式

- [0124] 在所有图中,给予公共的元件相同的参考数字。
- [0125] 已参考现有技术如上描述图 1 到 3。
- [0126] 图 4 示出根据本发明的控制电路 100 的三个状态。
- [0127] 电路 100 包括：
 - [0128] - 四个端子 105、106、107 和 108，
 - [0129] - 输送电压 $+U_{DC}$ 的 DC 电压源 109,例如电池或 DC-DC 电源转换器（或 AC-DC 电源转换器），连接到电桥 1 的第一和第二端子 105 和 106，
 - [0130] - 电控制部件 110,诸如感性负载,用于控制致动器并且连接在第三和第四端子 107 和 108 之间，
 - [0131] - 连接在第一和第三端子 105 和 107 之间的第一开关 AH，
 - [0132] - 连接在第一和第四端子 105 和 108 之间的第二开关 BH，
 - [0133] - 连接在第二和第三端子 106 和 107 之间的第二开关 AL，
 - [0134] - 连接在第二和第四端子 106 和 108 之间的第四开关 BL。
- [0135] 电源开关 AH、BH、AL 和 BL 例如是 MOSFET 晶体管。每个晶体管具有反向平行安装的二极管（在 MOSFET 晶体管的情况下呈现直通（through）结构）。
- [0136] “臂 A”在下文中将用于表示包括串联的开关 AH 和 AL 的臂，“臂 B”将用于表示包括串联的开关 BH 和 BL 的臂。
- [0137] 电控制部件（在下文中也称为负载）110 在此情况下是用于控制电磁阀的致动器（电磁铁）的可变电感。可变电感显然不是理想的并且包括电阻部分。电控制部件 110 中的电流例如用于控制阀的断开和闭合（借助将阀保持在断开或闭合位置的闸板（paddle））。阀的位置由与设定点电流对应的设定点定义。
- [0138] 在图 4 中示出了三个状态（分别是：磁化、续流（freewheeling）和去磁）：
 - [0139] - 磁化状态对应于晶体管 BH 和 AL 闭合并且晶体管 AH 和 BL 断开的情况：在这种情况下，施加于负载 110 的端子的电压 V_L 具有值 $+U_{DC}$ ；
 - [0140] - 续流状态对应于晶体管 AL 和 BL 闭合并且晶体管 AH 和 BH 断开的状态：此状态在下文中将被称为“低”续流状态，与其中晶体管 AH 和 BH 闭合并且晶体管 AL 并且 BL 断开

的称为“高”续流状态的另一种续流状态（这里没有示出）相反。在高或低续流的情况下，施加于负载 110 的端子的电压 V_L 具有值 0。

[0141] 去磁状态对应于晶体管 BH 和 AL 闭合并且晶体管 AH 和 BL 断开的情况：在这种情况下，施加于负载 110 的端子的电压 V_L 具有值 $-U_{DC}$ 。

[0142] 引入这三个（或四个）状态的好处是它们提供了减少每个周期中切换的数目的方式。从磁化状态到去磁状态的转变（反之亦然）需要两次切换，而从磁化状态或去磁状态到续流状态（高或低）的转变仅仅需要一次切换。在实践中，在第一种情况下，两个臂同时开关，而在另一种情况下，仅仅一个臂开关。我们将在下文中看到，使用低和高两个续流状态是有益的；但是，这两个状态（高低续流）实现相同的功能，并且也可以仅仅使用两个续流状态中的一个：此结构如图 4 所示，由于仅仅使用了低续流状态。

[0143] 为了节约切换的数目，永远没有磁化状态和去磁状态之间的任何直接转变。因而，对于给定的频率，可以将切换的数目减少一半。

[0144] 图 5 和 6 示出分别在根据现有技术的使用两个状态的 PWM 控制的情况下、和在根据本发明的使用三个状态的控制电路的情况下施加于负载 110（诸如图 4 的负载）的端子的电压 V_L 和该负载中的电流 I_L 的趋势。

[0145] 可以看出，在双态控制的情况下，在负载中保持正或负电流 I_L 导致工作在两个象限上（分别与磁化和去磁状态对应的正电压交替和负电压交替 $+U_{DC}$ 和 $-U_{DC}$ ），而利用三个状态的电流的相同控制使得可以实质上仅仅工作在一个象限上（根据被控制的是正电流还是负电流而为正或负电压交替，以及与续流状态对应的几乎零电压）。

[0146] 注意，在图 4 所示的结构中，仅仅使用低续流状态，并且两个臂 A 和 B 以 PWM 控制的频率（通常几十乃至数百 kHz）切换。

[0147] 这样的结构可以引起直接负载电流测量上的一些共模干扰。我们将首先参考图 7 简要地描述用于执行这样的测量的电路 200。

[0148] 电路 200 除了包括如上已经参考图 4 所述的组件之外，还包括与负载 110 串联的旁路电阻器 201，所述旁路电阻器具有链接到电路 200 的端子 108 和运算放大器 202 的同相输入端的端子 203、以及链接到负载 110 和运算放大器 202 的反相输入端的端子 204。

[0149] 当实现平均电流控制时直接在负载上采取电流测量的优点是不必重构电流以获得平均电流的图像。此外，由于旁路电阻器是廉价的解决方案，因此接受高的共模电压的运算放大器的使用是重要的。因而，可以具有相对于地参考的测量结果。另一方面，相位受到相对于地的强的电势变化。这就是为什么需要高的共模抑制比（高的 CMRR）以便具有在放大器的输出端处不受噪声影响的测量结果。测量结果的滤波可以降低共模噪声，但是它也妨碍带宽或稳定性。当必须具有高带宽并且必须具有快速的切换时，可能难以具有特定的测量结果。

[0150] 因而，通过使用具有双态 PWM 控制的电路 200，由于干扰电流的调节的开关的每次切换，因而电流的测量结果受到峰值的噪声影响。

[0151] 避免此问题的解决方案在于组织四个可能的状态（磁化、去磁、高续流、低续流）的顺序，以使得链接到电流测量旁路电阻器 201 的臂电桥（在这种情况下，臂 B）不以斩波频率切换。

[0152] 此解决方案如图 8 所示，图 8 表示由与图 4 所示的电路 100 的组件相同的组件形

成的控制电路 300 的四个状态的顺序。

[0153] 以下在正文中,我们将区分四象限控制电路 300 的两个宏观状态:

[0154] - 术语“正交替”应用于控制电路 300 切换开关 AH、AL、BH 和 BL 以使得负载 110 观察的平均电压为正时。注意,正平均电压引起负载中的正电流 I_L 。

[0155] - 表述“负交替”应用于所述控制电路切换开关以使得负载 110 观察的平均电压为负时。注意,正平均电压引起负载中的正电流 I_L 。

[0156] 通过仅仅切换臂 A 开关 AH 和 AL 而臂 B 开关总是保持在相同的状态中 (BH 闭合并且 BL 断开) 来获得正交替;因而在正交替的情况下,存在从磁化状态 (AH 断开并且 AL 闭合) 到高续流状态 (AH 闭合并且 AL 断开) 的转变,这两个状态之间的转变以斩波频率 (通常几十乃至数百 kHz) 发生。因而,在正交替期间,仅仅臂 A 以高频 (斩波频率) 切换,臂 B 不切换。

[0157] 通过切换臂 B (BH 断开并且 BL 闭合) 获得从正交替到负交替的转变。

[0158] 通过仅仅切换臂 A 开关 AH 和 AL 而臂 B 开关总是保持在相同的状态中 (BH 断开并且 BL 闭合) 来获得负交替;因而在负交替的情况下,存在从磁化状态 (AH 闭合并且 AL 断开) 到低续流状态 (AH 断开并且 AL 闭合) 的转变,这两个状态之间的转变以斩波频率 (通常几十乃至数百 kHz) 发生。因而,在负交替期间,如在正交替期间一样,仅仅臂 A 以高频 (斩波频率) 切换,臂 B 不切换。

[0159] 无论磁化和低续流状态的持续时间之间的比率如何,负载 110 观察的平均电压是正的。这就是为什么术语“正交替”用于指定这两个状态之间的切换。

[0160] 以同样的方式,无论去磁和续流状态的持续时间之间的比率如何,负载 110 观察的平均电压是负的。这就是为什么术语“负交替”用于指定这两个状态之间的切换。

[0161] 通过区分高续流与低续流,对于相同的交替,可以仅仅切换控制电路 300 的一个臂。

[0162] 在正交替期间,臂 B (BH 闭合, BL 断开) 不切换,而臂 A 以斩波频率切换。类似地,在负交替期间,臂 B (BH 断开, BL 闭合) 不切换,而臂 A 以斩波频率切换。

[0163] 因而,在这两个交替期间,臂 B 不切换。臂 B 的切换仅仅发生在交替发生变化时,此时施加于负载 110 的平均电压的符号发生变化。两个交替之间的切换以大大低于斩波频率的频率和以低于电流调节的带宽的频率发生,理论上小于斩波频率的二分之一,但是一般大于斩波频率的十分之一 (通常几 KHz)。

[0164] 因此,可以将电桥的臂 (在这种情况下,为臂 A) 专用于高频切换以调节施加于负载的电压的幅度 (绝对值),并且将另一臂 (在这种情况下,为臂 B) 专用于低频切换以调节施加于负载的电压的极性。

[0165] 以下在正文中,将区分用于调节幅度的幅度臂 (臂 A) 和用于调节施加于负载的电压的极性的符号臂 (臂 B)。

[0166] 幅度臂和符号臂的使用对于合并旁路电阻器的控制电路的结构特别重要。

[0167] 这样的电路 400 的正和负交替如图 9 所示。电路 400 除了包括已经在上文参考图 4 描述的组件之外,还包括与负载 110 串联的旁路电阻器 201,其具有链接到电路 200 的端子 108 和运算放大器 202 的同相输入端的端子 203、以及链接到负载 110 和运算放大器 202 的反相输入端的端子 204。由开关 AH 和 AL 形成的臂 A 是幅度臂,其以斩波频率切换并且用

于设置负载 110 中的电流的绝对值。由开关 BH 和 BL 形成的臂 B 是符号臂并且用于执行正交替和负交替之间的转变。

[0168] 此结构特别重要,因为共模干扰的发生小于根据现有技术的两级结构的共模干扰的发生。干扰仅仅发生在符号交替期间。物理上,符号改变发生在电流的斜率 (slope) 基本上反转时。图 10 示出了根据未示范 (disembodiment) 的操作:负载的端子间的电压 VL 和负载中测量的电流 IL(借助旁路电阻器 201 和运算放大器 202) 被表示为时间的函数。正交替 AP(在其期间 BL 断开并且 BH 闭合) 后面是负交替 AN(在其期间 BH 断开并且 BL 闭合)。共模干扰(干扰测量的电流的电流峰值) 仅仅发生在改变交替时。如上所指出,利用根据现有技术的双态结构,我们将在每次切换时观察到峰值。

[0169] 应当注意,参考图 9 和 10 描述的实施例涉及只要没有改变交替就保持符号臂 B 的两个晶体管中的一个一直闭合:因而,在调节正的恒定电流的情况下,符号臂的晶体管 BH 的闭合的控制可以是永久的。为了将 MOSFET 或 IGBT 晶体管保持在此闭合状态,必须将控制电压施加于它的栅极。将控制电压施加于晶体管的一个解决方案在于使用所谓的电荷泵技术。图 11 示出了用于根据本发明的控制电路中的开关的电荷泵电路 500,其使得可以保持晶体管 BH 上的控制电压(图 11 中仅仅示出了臂 B)。电路 500 包括:

[0170] - 辅助电源 501,输送比来自于主电源的电压 U_{DC} 小(通常 12 到 15V 的量级,这些电压值与用于控制 MOSFET 晶体管的栅极的典型值对应)的电压;

[0171] - 二极管 502,其阳极链接到辅助电源 501;

[0172] - 电容器 503,具有链接到二极管 502 的阴极的第一端子和链接到晶体管 BH 和 BL 的公共端子的第二端子;

[0173] - 第一开关 504,具有链接到二极管 502 的阴极的第一端子和链接到晶体管 BH 的栅极的第二端子;

[0174] - 第二开关 505,具有链接到第一开关 504 的第二端子从而链接到晶体管 BH 的栅极的第一端子、和链接到晶体管 BH 和 BL 的公共端子的第二端子。

[0175] 通过闭合晶体管 BL 经由辅助电源 501 来为电容器 503 充电。

[0176] 当开关 504 闭合时,已充电的电容器 503 输送用于控制晶体管 BH 的栅极的电压。

[0177] 现在,为控制晶体管 BH 而使用电荷泵技术并不使得能够永远保持栅极上的电压而不用再充电。因而,当正交替的持续时间超过某一时间时(当调节正电流时可能的情况),不再能够保证符号臂的晶体管 BH 的闭合,因为电荷泵的电容器 503 被逐渐放电到晶体管 BH 的栅极中。

[0178] 为了避免此 MOSFET 的不必要的断开,一个解决方案在于强制符号臂的晶体管 BL 的闭合以保证电荷泵的电容器 503 的充电。

[0179] 为了避免干扰负载控制,该转变将发生在高续流状态(负载观察到零平均电压)期间,并且被强制的状态将是低续流状态(负载观察到零平均电压)。负载的控制不受这样的动作的干扰,因为高续流和低续流状态相对于负载控制来说完全等效。因而,电荷泵的再充电是相对于负载(电控制部件)透明的动作。

[0180] 因而,电荷泵的电容器 503 被再充电,以使得保持晶体管 BH 上的足够的控制电压;为此,符号臂返回到晶体管 BL 的控制,其使得通过电荷泵电路 500 的二极管 502 由辅助电源 501 将电容器 503 再充电。

[0181] 我们将在下文中描述具有四个状态（其中的高续流和低续流状态从负载的观点看是等效的）的控制的两个实施例。

[0182] 在描述之前，我们将简要地回顾一下四象限电桥的双态控制的调节回路的操作；这样的回路 600 显示在图 12 中。回路 600 包括：

[0183] - 减法器 601；

[0184] - 放大器 602；

[0185] - 具有占空系数 α 的 PWM（脉冲宽度调制）信号的发生器 603；

[0186] - 四象限电桥 604，用于将斩波电压提供给负载（一般为感性负载）605，对其测量的电流 I_{mes} 形成要被所述回路 600 锁定的电流。

[0187] 电桥 604 的双态控制的调节回路 600 工作如下：将电流设定点 I_{ref} 与要被锁定的电流的测量结果 I_{mes} 相比较。由减法器 601 确定的电流设定点 I_{ref} 和要被锁定的电流的测量结果 I_{mes} 之间的差 E 由增益为 G 的放大器 602 放大，以提供放大的差 Ea （增益 G 可以是比例增益、积分增益和微分增益的组合）。将放大的误差 Ea 与载波（典型地为幅度为 A 的三角波或锯齿波信号）相比较，以便产生 PWM 信号，其脉冲宽度由放大的误差调制（ α 用于表示 PWM 信号的占空系数）。通过观察同一臂的开关的闭合和断开之间的死区时间，利用此 PWM 信号（或利用与 PWM 信号互补的信号）控制四象限电桥的开关。因此，将以载波频率斩波的电压 V_L 施加于负载 605。施加于负载 605 的平均电压 $\hat{V}_L$ 直接取决于占空系数 α 。电感为 L 的负载 605 的电流 I_L （其中，线路电阻忽略不计）组成（integrate）此电压。因而，负载中的电流可以以与电流的偏差或设定点的变化相反的方向增大或减小。

[0188] 图 13 示出根据图 12 的调节回路构造的占空系数为 α 的 PWM 信号的结构。因此，PWM 信号由幅度为 A 的载波（在这种情况下为锯齿波信号，但是它也可以是三角波信号）与由放大的误差 Ea 表示的有用信号（调制信号）之间的比较而构成。载波用于设置斩波频率。只要调制信号在载波之上，形成用于电桥 604 的控制设定点的 PWM 信号就呈现正脉冲，否则其呈现零。PWM 信号是固定的参考信号（载波信号），其脉冲宽度取决于误差：

是 PWM 信号的占空系数使得可以控制负载中的电流。该占空系数具有值 $\alpha = \frac{Ea}{A}$ （即，发生器 603 将增益 $1/A$ 应用于放大的误差 Ea 以便获得占空系数 α ）。

[0189] 参考示出了磁化和去磁两个状态的图 3，占空系数为 α 的 PWM 信号被施加于开关 AL 和 BH，而与 PWM 信号互补的、占空系数为 $1-\alpha$ 的信号被施加于开关 AH 和 BL。因而，在磁化状态期间，DC 电压 $+U_{DC}$ 被施加于负载持续时间 αT ，并且在去磁状态期间，DC 电压 $-U_{DC}$ 被施加于负载持续时间 $(1-\alpha)T$ 。因此负载 10 观察到的平均电压 $\hat{V}_L$ 为 $(2\alpha-1)U_{DC}$ 。图 14 将在诸如图 12 所示的双态调节回路的情况下由负载观察到的平均电压 $\hat{V}_L$ 表示为占空系数 α 的函数的线性趋势。

[0190] 在就双态调节回路回顾了现有技术后，我们现在将在下文中参考图 15 描述使能根据要实现的本发明的四状态控制电路的调节回路 700 的第一实施例。

[0191] 调节回路 700 包括：

[0192] - 减法器 701；

[0193] - 放大器 702；

[0194] - 具有占空系数 α 的 PWM（脉冲宽度调制）信号的发生器 703；

[0195] - 四象限电桥, 在它的正交替状态 705 或在它的负交替状态 706 中, 用于将斩波电压提供给负载 (一般为感性负载) 707, 对其测量的电流 I_{mes} 形成要被所述回路 700 锁定的电流;

[0196] - 控制装置 708, 用于在正交替 705 和负交替 706 之间改变。

[0197] 调节回路 700 工作如下: 将电流设定点 I_{ref} 与要被锁定的电流的测量结果 I_{mes} 相比较。由减法器 701 确定的电流设定点 I_{ref} 和要被锁定的电流的测量结果 I_{mes} 之间的差 E 由增益为 G 的放大器 702 放大, 以提供放大的差 Ea (增益 G 可以是比例增益、积分增益和微分增益的组合)。将放大的误差 Ea 与载波 (通常为幅度为 A 的三角波或锯齿波信号) 相比较, 以便经由发生器 703 产生 PWM 信号, 其脉冲宽度由放大的误差调制 (α 表示 PWM 信号的占空系数)。还应注意, 如同在传统的 PWM 控制中一样, 象限电桥的控制是电流设定点和电流测量结果之间的误差的函数。差别在于 PWM 函数, 电桥状态取决于由 PWM 信号确定的符号。

[0198] 在实践中, 用于在正交替 705 和负交替 706 之间改变的控制装置 708 实现以下状态机 (图 16 所示):

[0199] - 当电桥处于它的正交替 705 并且占空系数消除时, 该状态机检测状态的变化并且切换到负交替: 符号臂切换。

[0200] - 当电桥处于它的负交替 706 并且占空系数等于 1 时, 该状态机检测状态的变化并且切换到正交替: 符号臂切换。

[0201] 参考图 8, 在正和负交替二者期间, 占空系数为 α 的 PWM 信号被施加于开关 AL, 并且与 PWM 信号互补的、占空系数为 $(1-\alpha)$ 的信号被施加于开关 AH。当电桥处于它的正交替并且占空系数消除时, 装置 708 控制开关 BH 的断开和开关 BL 的闭合。相反, 当电桥处于它的负交替并且占空系数等于 1 时, 装置 708 控制开关 BL 的断开和开关 BH 的闭合。

[0202] 有利地, 装置 708 使用控制符号臂 B 的符号信号并使得所述臂能够从正交替 (正符号信号) 切换到负交替 (可以选择负符号信号或零符号信号)。

[0203] 根据电桥是处于它的正交替还是负交替来计算电桥的传递函数。

[0204] - 正交替

[0205] ○磁化状态: 电压 $+U_{DC}$ 被施加于负载持续时间 αT (其中 T 表示 PWM 信号的周期);

[0206] ○高续流状态: 零电压被施加于负载持续时间 $(1-\alpha)T$ 。

[0207] ○因此, 在正交替期间, 由负载观察到的平均电压是 $\hat{V}_L = \alpha U_{DC}$ 。

[0208] - 负交替

[0209] ○去磁状态: 电压 $-U_{DC}$ 被施加于负载持续时间 $(1-\alpha)T$;

[0210] ○低续流状态: 零电压被施加于负载持续时间 αT 。

[0211] ○因此, 在负交替期间, 由负载观察到的平均电压是 $\hat{V}_L = -(1-\alpha)U_{DC}$ 。

[0212] 换句话说, 根据本发明的此实施例的控制电路包括:

[0213] - 用于在该正交替 705 期间将等于乘积 $\alpha \times U_{DC}$ 的平均电压施加到负载的装置;

[0214] - 用于在负交替 706 期间将等于乘积 $(\alpha - 1) \times U_{DC}$ 的平均电压施加到负载的装置。

[0215] 图 17 表示四象限电桥的传递函数, 也就是在诸如图 15 所示的双态调节回路的情况下根据占空系数 α 由负载观察到的平均电压 $\hat{V}_L$ 。可以清楚地观察到在每一个交替中平

均电压的线性行为,以及从一个交替到另一个交替的切换(在控制电路处于正交替时占空系数被消除时,或者在控制电路处于负交替时占空系数等于 1 时)。

[0216] 图 18 到 21 将在不同结构中测量的电流 I_{mes} 、电流设定点 I_{ref} 、占空系数为 α 的 PWM 信号、使得符号臂 B 能够从正交替(正符号信号)切换到负交替(负符号信号)的符号信号、和负载的端子处的电压 V_L 表示为时间的函数。

[0217] 参考图 18,当电流设定点突然下降时,设定点和测量结果之间的差增大。该差是负的。误差被放大。PWM 信号的占空系数与该误差成比例减小,直到它的最小值(0%)。由于符号信号开始时是正的(正交替),并且由于占空系数为零,因此状态机检测到状态变化。符号信号切换并且变为负的。图 17 的传递函数告诉我们,对于零占空系数和负符号来说,施加于感性负载的平均电压为负的并且它的幅度最大。测量的电流快速减小以向设定点收敛。随着测量的电流接近设定点,误差减小并且占空系数增大,这引起电压的幅度减小。

[0218] 参考图 19,当电流设定点突然上升时,设定点和测量结果之间的差增大。该差是正的。误差被放大。占空系数与放大的误差成比例增大并且达到它的最大值。由于符号信号开始时是正的(正交替),并且由于占空系数为最大,因此状态机没有检测到任何状态变化。因而,施加于负载的电压达到它的最大值,这使得电流向设定点收敛。放大的误差随着测量的电流接近设定点而减小。

[0219] 参考图 20,当电流设定点突然上升时,设定点和测量结果之间的差增大。该差是正的。误差被放大。占空系数与该误差成比例增大并且达到它的最大值。状态机检测到占空系数为最大值(100%),而该符号信号开始时为负的。符号信号切换并且变为正的。图 17 的四象限电桥的传递函数指示最大幅度的正电压。该电压使得测量的电流能够增大并且赶上设定点。随着电流接近设定点,误差减小,因此占空系数减小。

[0220] 参考图 21,当电设定点突然减小时,设定点和测量结果之间的差增大。该差是负的。误差被放大。占空系数与放大的误差成比例减小并且达到它的最小值。由于符号信号开始时为负的,因此状态机没有检测到任何变化。四象限电桥的传递函数指示施加的为负的平均电压,其幅度与该误差成正比。感性负载的端子间的负电压的幅度将为最大,这引起电流快速减小。随着测量的电流接近设定点,误差减小,因此占空系数再一次增大。施加于负载的电压也达到它的最大值,这使得电流向设定点收敛。放大的误差随着测量的电流接近设定点而减小。在该示例中,不存在符号变化。

[0221] 在参考图 15 到 21 描述的解决方案的情况下,静态误差在正交替和负交替之间是不同的。因而,为了在负载的端子间产生同一个平均电压 $\hat{V}_L$,该误差将在两个交替情况下有所不同。

[0222] 在正交替的情况: $\alpha = \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}} \Rightarrow E_a^+ = A \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}}$

[0223] 其中 E_a^+ 指定正交替情况下的放大的误差。

[0224] 在负交替的情况: $\alpha = 1 + \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}} \Rightarrow E_a^- = A \left(1 + \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}} \right)$

[0225] 其中 E_a^- 指定负交替情况下的放大的误差。

[0226] 因此误差的比率为 $\frac{E_a^-}{E_a^+} = \frac{U_{DC} + \hat{V}_L}{\hat{V}_L}$ 。

[0227] 因此, 负的静态误差可以大于正的静态误差。例如, 如果电源电压为 49V 并且在负载的端子处设置 1V, 则比率为 50。这引起调节时的不连续。从那时起, 在交替之间的转变期间很可能发生电流的不同步。但是, 此主要的静态误差可以通过静态增益的增加来抵消。

[0228] 图 22 示出用于实现根据本发明的四状态控制电路并且用于避免此静态误差问题的调节回路 800 的第二实施例。

[0229] 调节回路 800 包括:

[0230] - 减法器 801;

[0231] - 放大器 802;

[0232] - 具有占空系数 α 的 PWM (脉冲宽度调制) 信号的发生器 803;

[0233] - 转换器 809, 用于将占空系数为 α 的 PWM 信号转换为占空系数为 α' 的 PWM 信号 (并且用于提供与占空系数为 α' 的 PWM 信号互补的占空系数为 $\bar{\alpha}'$ 的 PWM 信号);

[0234] - 四象限电桥, 在它的正交替状态 805 或在它的负交替状态 806 中, 用于将斩波电压提供给负载 (一般为感性负载) 807, 对其测量的电流 I_{mes} 形成要被所述回路 800 锁定的电流;

[0235] - 控制装置 808, 用于在正交替 805 和负交替 806 之间切换。

[0236] 调节回路 800 工作如下: 将电流设定点 I_{ref} 与要被锁定的电流的测量结果 I_{mes} 相比较。由减法器 801 确定的电流设定点 I_{ref} 和要被锁定的电流的测量结果 I_{mes} 之间的差 E 由增益为 G 的放大器 802 放大, 以提供放大的差 E_a (增益 G 可以是比例增益、积分增益和微分增益的组合)。将放大的误差 E_a 与载波 (通常为幅度为 A 的三角波或锯齿波信号) 相比较, 以便经由发生器 803 产生 PWM 信号, 其脉冲宽度由放大的误差调制 (α 表示 PWM 信号的占空系数)。

[0237] 占空系数为 α 的 PWM 信号由转换器 809 转换以获得相同频率的另一个 PWM 信号, 其占空系数 α' 等于 $|2\alpha - 1|$ 。

[0238] 转换器 809 包括例如用于执行 50% 的占空系数的 PWM 信号和占空系数为 α 的 PWM 信号之间的减法的装置。获得的 PWM 信号具有占空系数 $\left|\alpha - \frac{1}{2}\right|$ 。

[0239] 此减法可以由如图 23 所示的异或逻辑函数获得。该异或函数的输入分别是具有 50% 的占空系数的同步 PWM 信号和占空系数为 α 的 PWM 信号, 并且直接在输出端处获得占空系数为 $\left|\alpha - \frac{1}{2}\right|$ 的 PWM 信号。

[0240] 转换器 809 还包括用于对占空系数为 $\left|\alpha - \frac{1}{2}\right|$ 的 PWM 信号进行加倍的装置; 换句话说, 结果信号是脉冲宽度为两倍大的 PWM 信号。因此占空系数为 $|2\alpha - 1|$ 。最后, 转换器 809 将占空系数为 α 的 PWM 信号转换为占空系数为 $\alpha' = |2\alpha - 1|$ 的相同频率的 PWM 信号。

[0241] 用于将 PWM 信号加倍的这些装置可以使用两个计数器来实现。这些计数器的使用如图 24 所示。

[0242] 从占空系数为 $(\alpha - 1/2)$ 的处理的信号开始, 在处理的信号的上升沿上, 结果信号

(加倍的信号)转变为高状态,并且由时钟控制(pace)的第一计数器在脉冲宽度期间递增然后停止。在下降沿上,第二计数器递增(由与第一计数器相同的时钟定速);当此第二计数器的值等于第一计数器的值时,结果信号被消除。结果信号具有处理的信号的脉冲宽度两倍大的脉冲宽度。

[0243] 用于在正交替 805 和负交替 806 之间切换的控制装置 808 实现以下状态机(图 25 所示):

[0244] - 当电桥处于它的正交替 805 并且占空系数严格地小于 50% 时,该状态机检测到状态的变化并且切换到负交替:符号臂切换。

[0245] - 当电桥处于它的负交替 806 并且占空系数大于或等于 50% 时,该状态机检测到状态的变化并且切换到正交替:符号臂切换。

[0246] 参考图 8,在正交替期间(α 大于或等于 50%),占空系数为 α' 的 PWM 信号被施加于开关 AL,并且占空系数为 $(1-\alpha')$ 的互补的 PWM 信号被施加于开关 AH。

[0247] 在负交替期间(α 严格小于 50%),占空系数为 $1-\alpha'$ 的 PWM 信号被施加于开关 AL,并且占空系数为 α' 的互补的 PWM 信号被施加于开关 AH。

[0248] 当电桥处于它的正交替并且占空系数 α 严格小于 50% 时,装置 808 控制开关 BH 的断开和开关 BL 的闭合。相反,当电桥处于它的负交替并且占空系数 α 大于或等于 50% 时,装置 808 控制开关 BL 的断开和开关 BH 的闭合。

[0249] 有利地,装置 808 使用符号信号来通过使得所述臂能够从正交替(正符号信号)切换到负交替(可以选择负符号信号或零符号信号)来控制符号臂 B。

[0250] 根据它是处于它的正交替还是负交替来计算电桥的传递函数。

[0251] - 正交替:

[0252] ○磁化状态:总线电压 $+U_{DC}$ 被施加于负载持续时间 $\alpha' T$;

[0253] ○高续流状态:零电压被施加于负载持续时间 $(1-\alpha') T$;

[0254] ○因此,由负载观察到的平均电压是 $\hat{V}_L = \alpha' U_{DC} = (2\alpha - 1) U_{DC}$;

[0255] - 负交替:

[0256] ○磁化状态:总线电压 $-U_{DC}$ 被施加于负载持续时间 $(1-2\alpha) T$;

[0257] ○低续流状态:零电压被施加于负载持续时间 $2\alpha T$;

[0258] ○因此,由负载观察到的平均电压是 $\hat{V}_L = -(1-2\alpha) U_{DC} = (2\alpha - 1) U_{DC}$ 。

[0259] 换句话说,根据本发明的此实施例的控制电路包括用于在正交替 805 期间和在负交替 806 期间将等于乘积 $(2\alpha - 1) \times U_{DC}$ 的平均电压施加于负载的装置。

[0260] 图 26 示出四象限电桥的传递函数,也就是在诸如图 22 所示的四状态调节回路的情况下根据占空系数的由负载观察到的平均电压 $\hat{V}_L$ 。可以清楚地观察到平均电压的线性行为:除已经产生占空系数 α 的转换的事实之外,此传递函数与已知的双态四象限电桥的控制的传递函数相同。不难理解,通过它的对称性,此传递函数使得能够解决静态误差问题。

[0261] 实现控制策略的各种控制装置(在使用根据图 15 的调节回路的控制电路的情况下、和在使用根据图 22 的调节回路的控制电路的情况下二者)是例如并入 FPGA(现场可编程门阵列)中的逻辑装置。

[0262] 显然,本发明不局限于刚刚描述的实施例。

[0263] 值得注意的是,已经在应用于电磁阀致动器的情况下描述了本发明,但是它也应用于诸如电动机之类的由感性负载控制的任何种类的电机。

[0264] 在应用于电机的情况下,所述机器可以是单相或三相的。

[0265] 此外,描述的实施例涉及感性负载中电流的控制,但是本发明显然适用于所述负载的端子间的电压的控制。

[0266] 此外,我们已经描述了其中将 FPGA 编程以实现状态机的应用;也可以通过使用布线逻辑来实现此状态机。

[0267] 注意,已经在使用 MOSFET 晶体管的情况下具体描述了本发明;也可以使用其它类型的晶体管(例如 IGBT)而不脱离本发明的框架。

[0268] 最后,任何装置可以由等效装置替代。

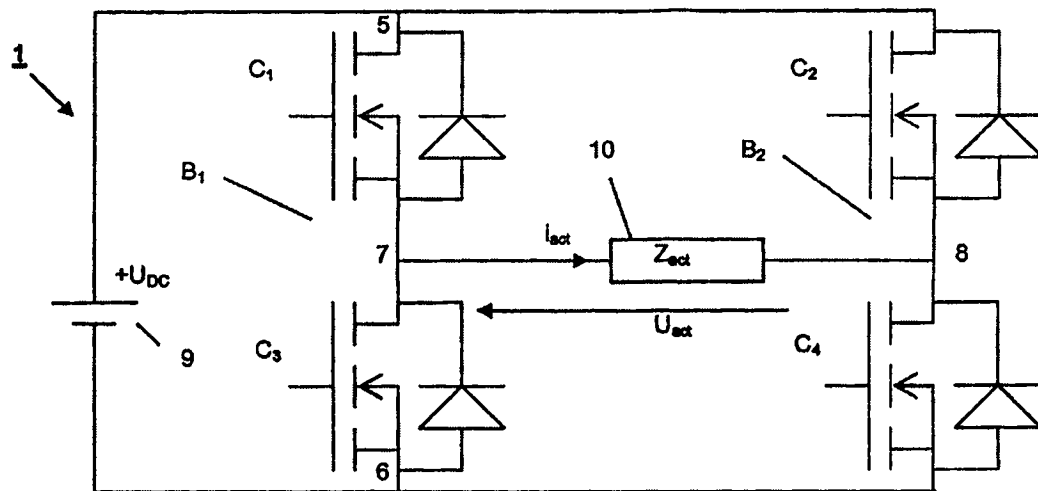


图 1

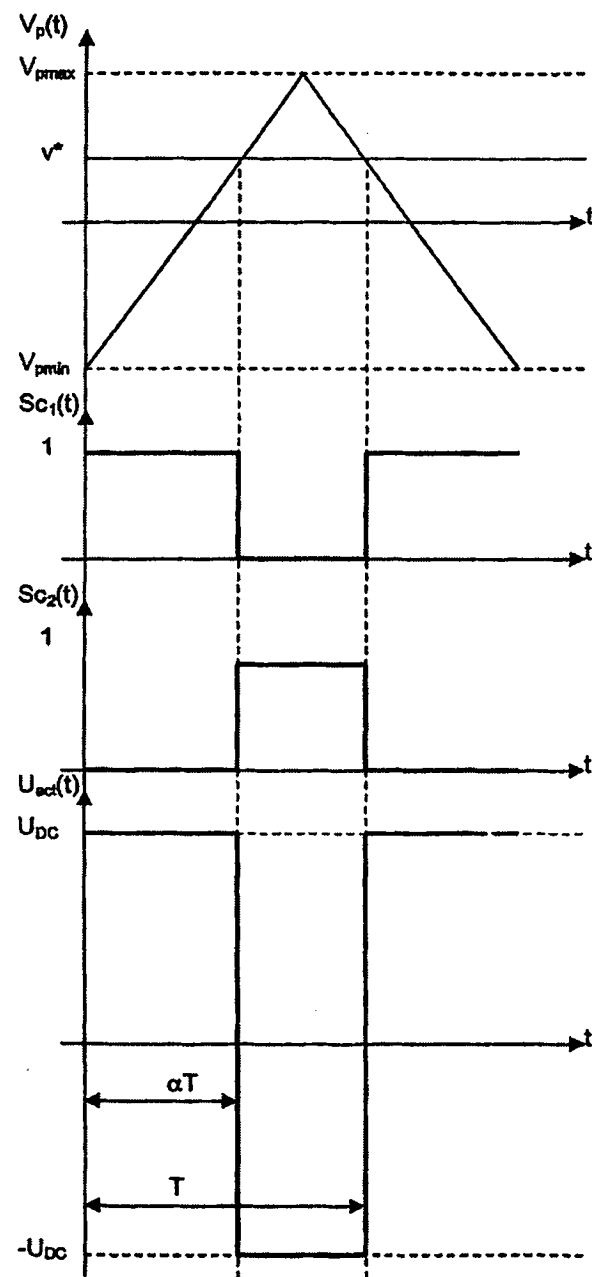


图 2

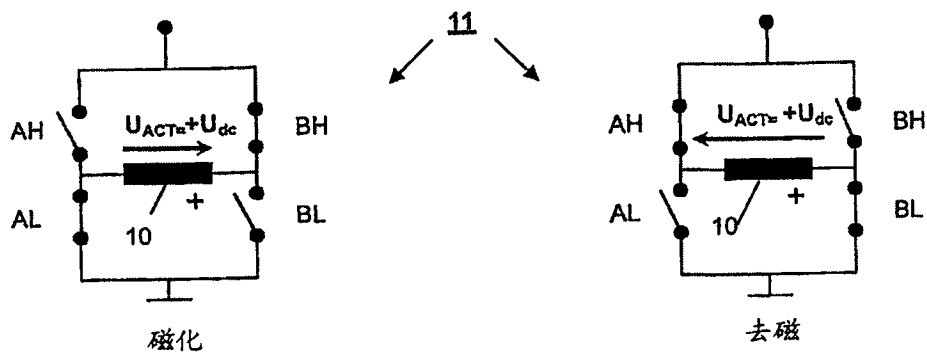


图 3

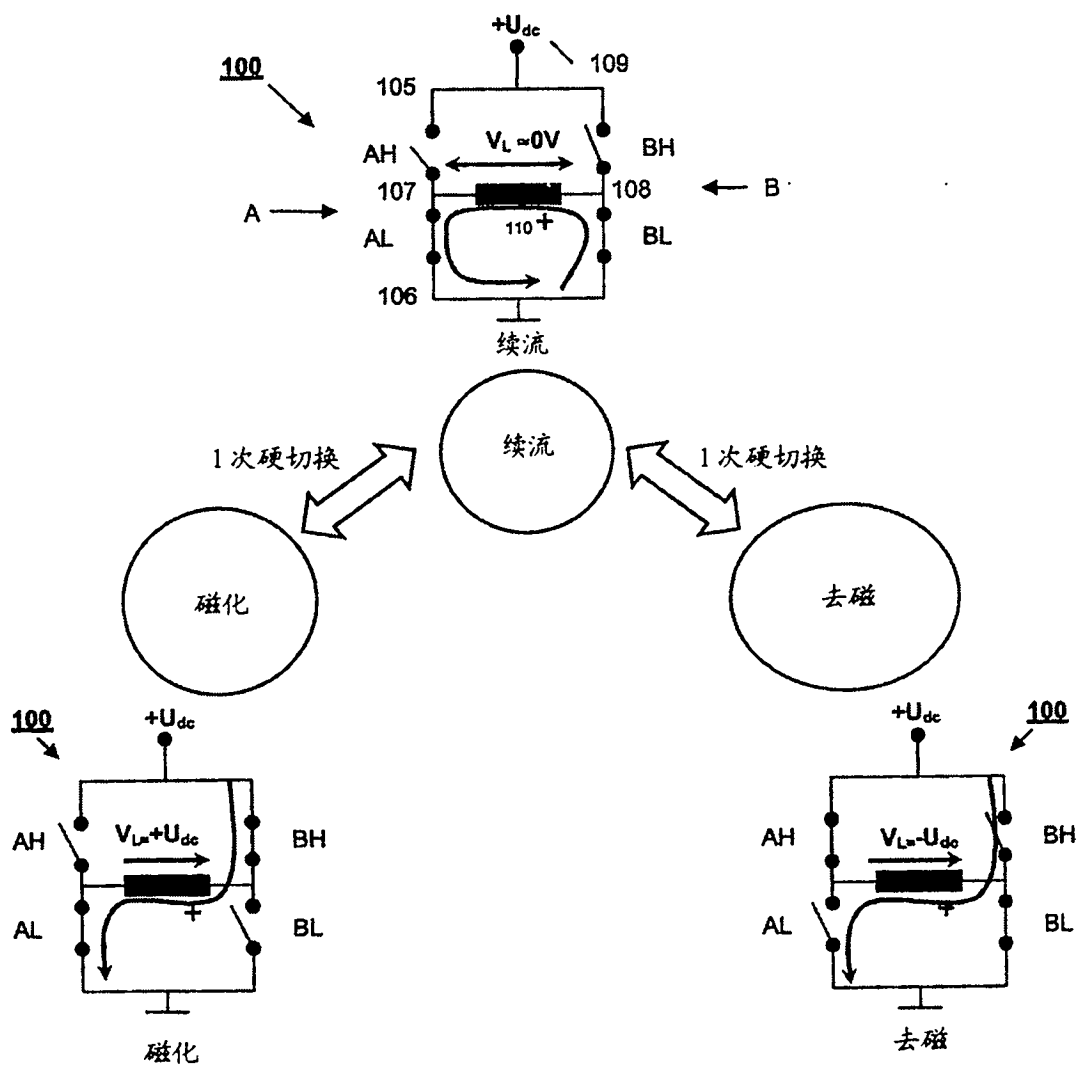


图 4

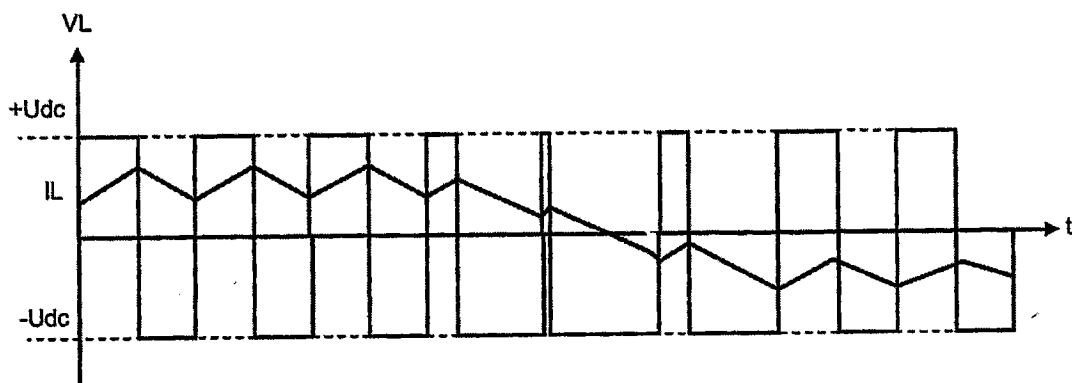


图 5

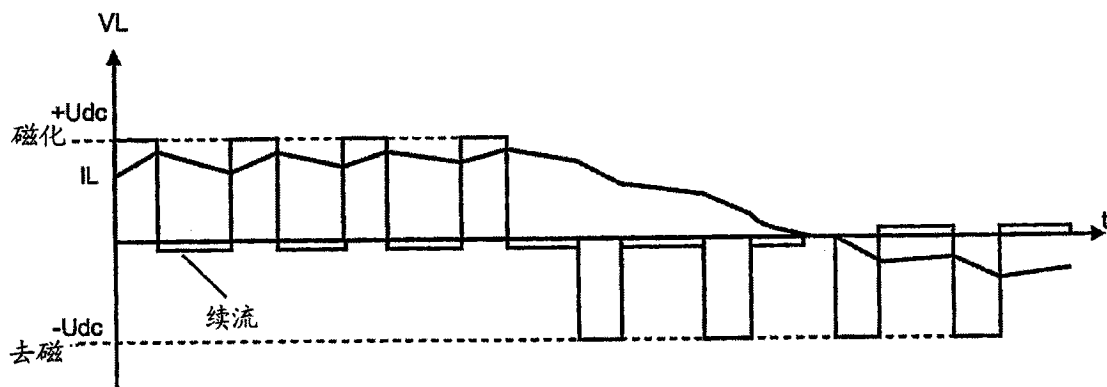


图 6

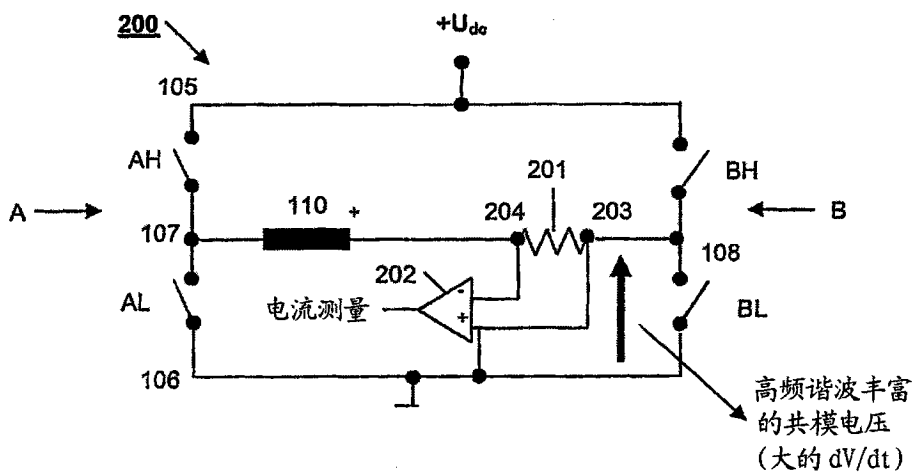


图 7

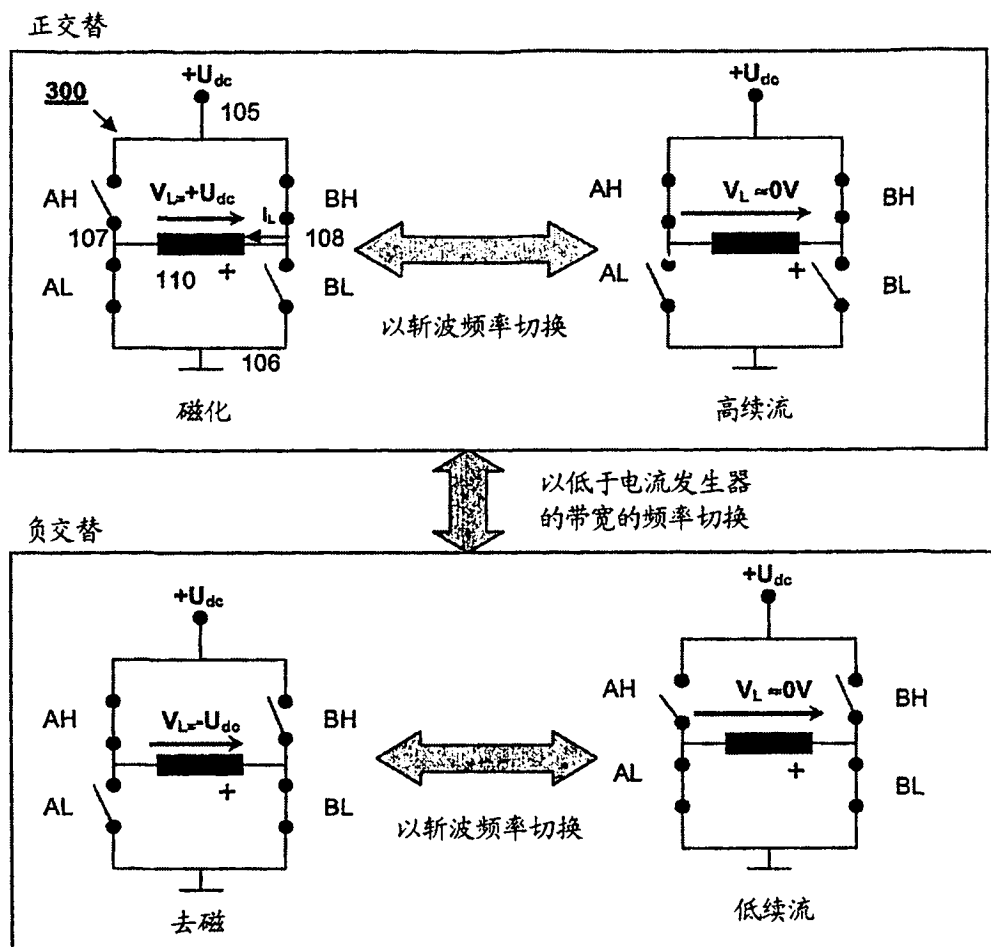


图 8

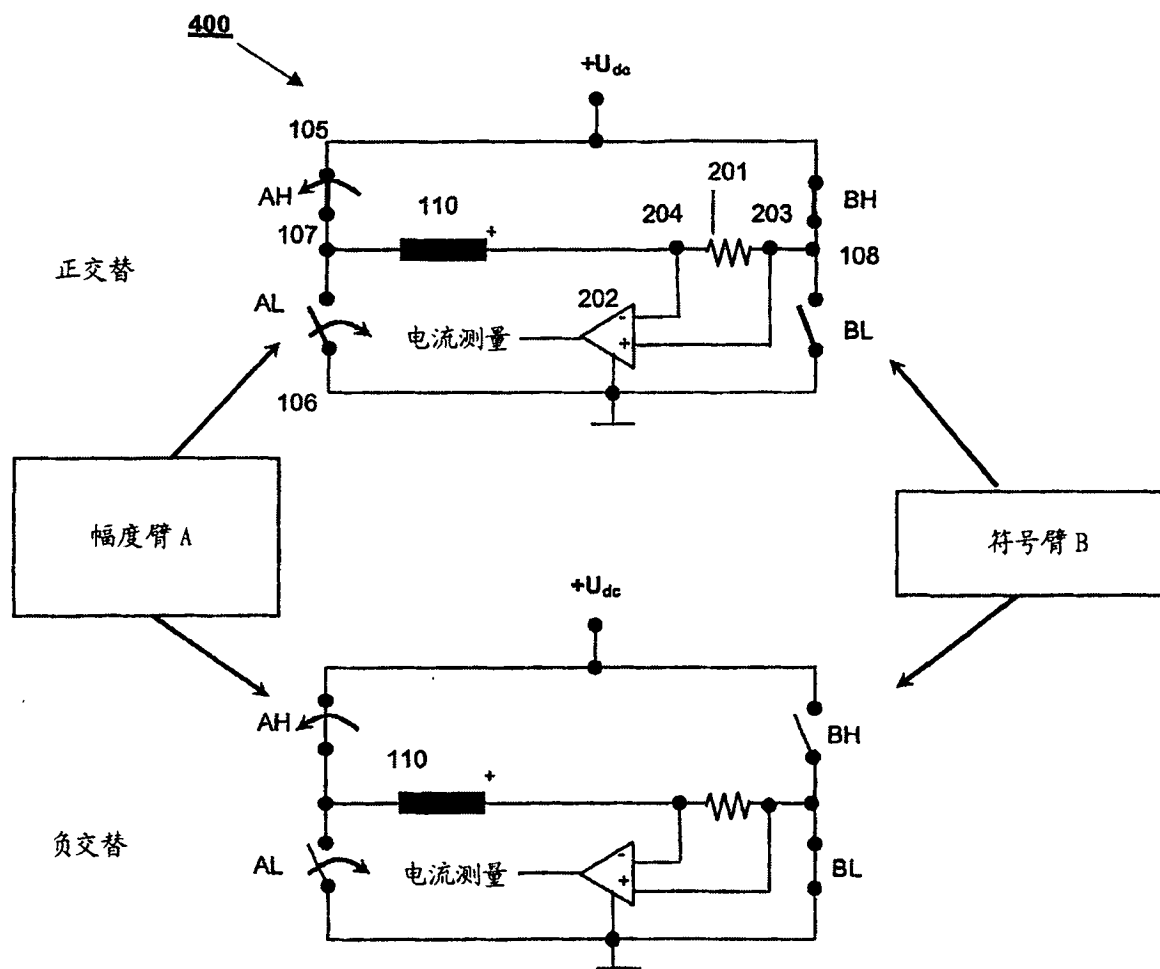


图 9

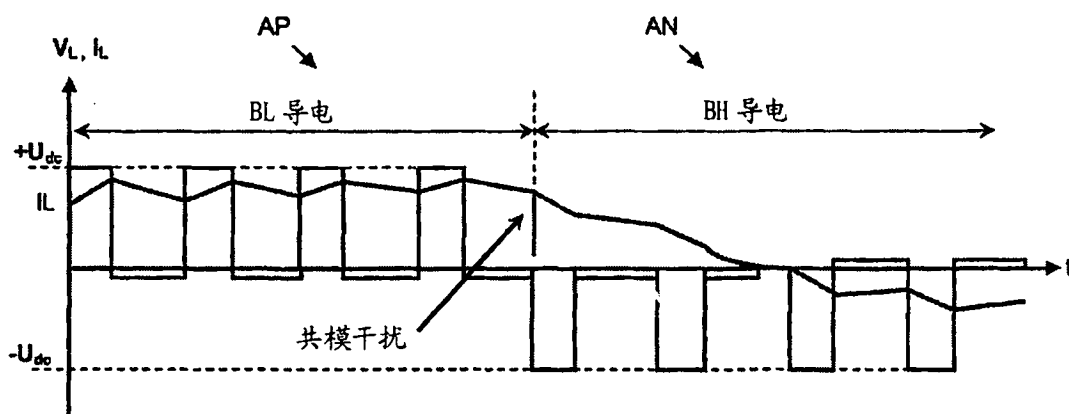


图 10

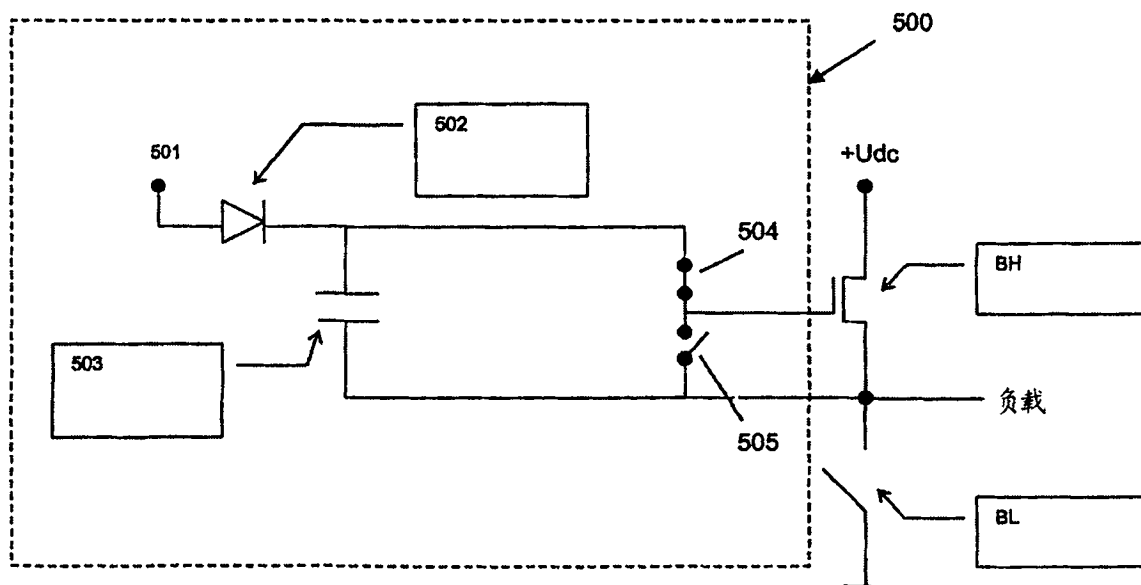


图 11

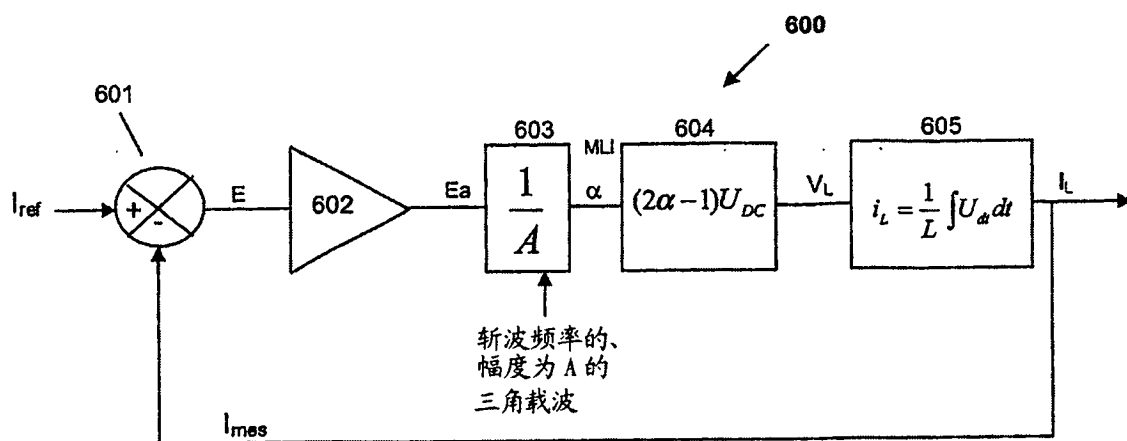


图 12

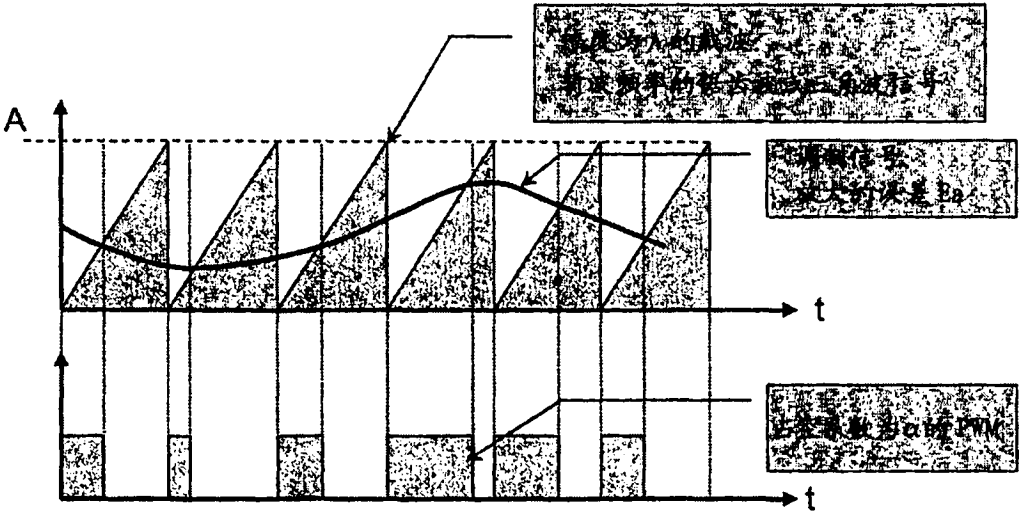


图 13

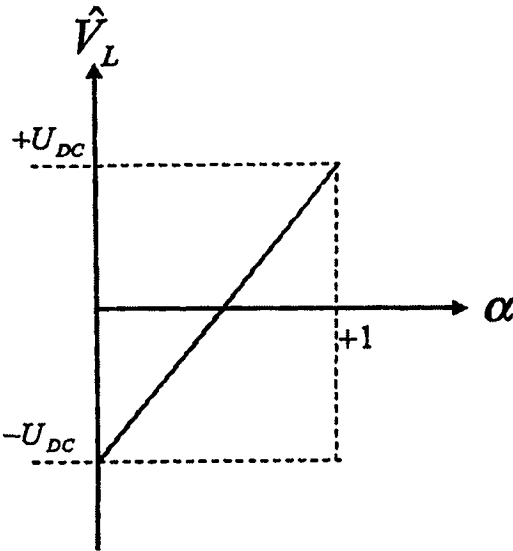


图 14

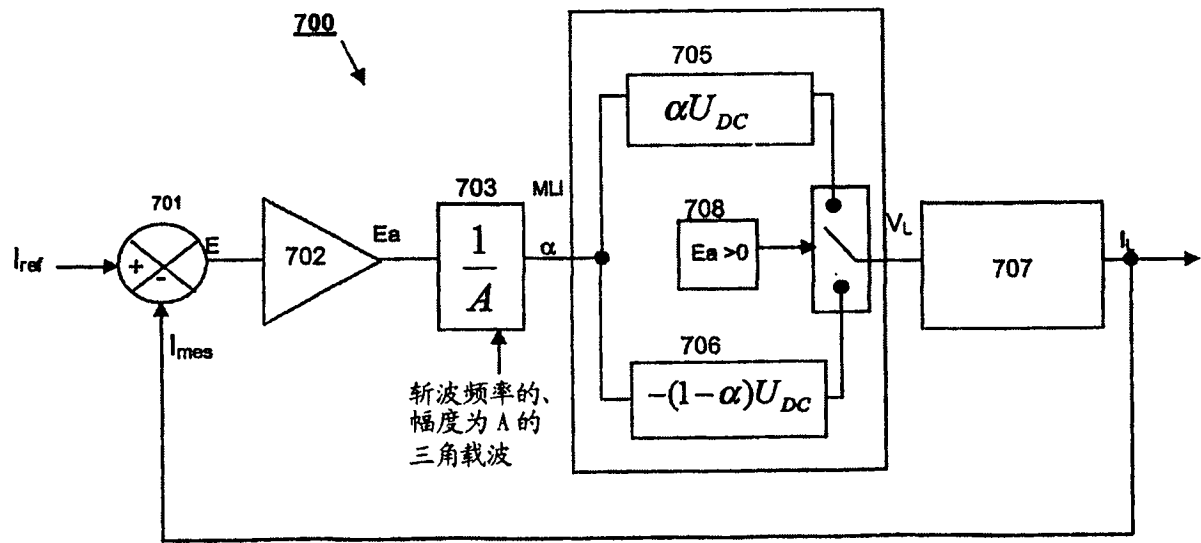


图 15

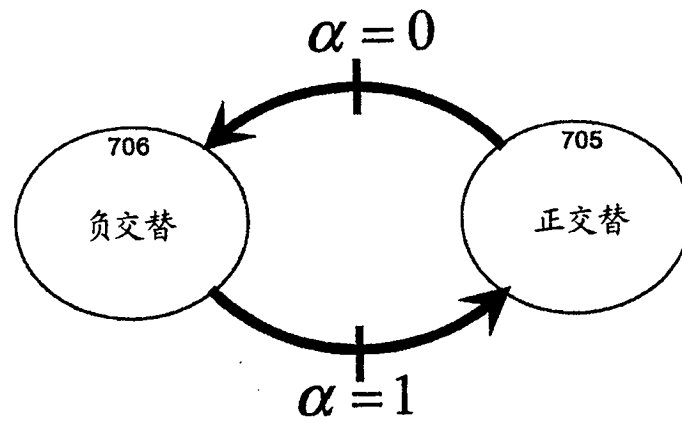


图 16

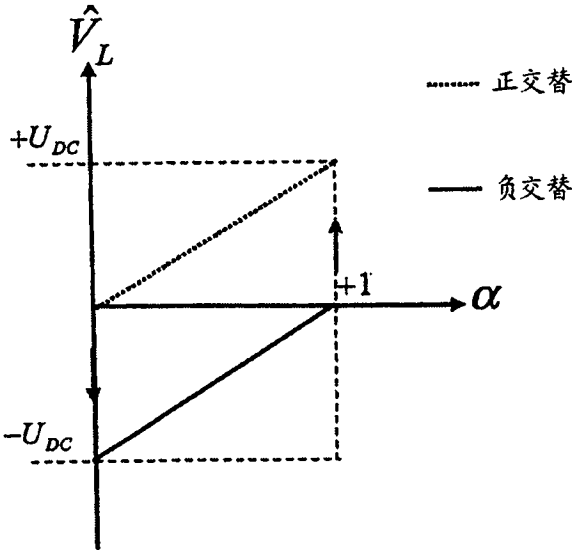


图 17

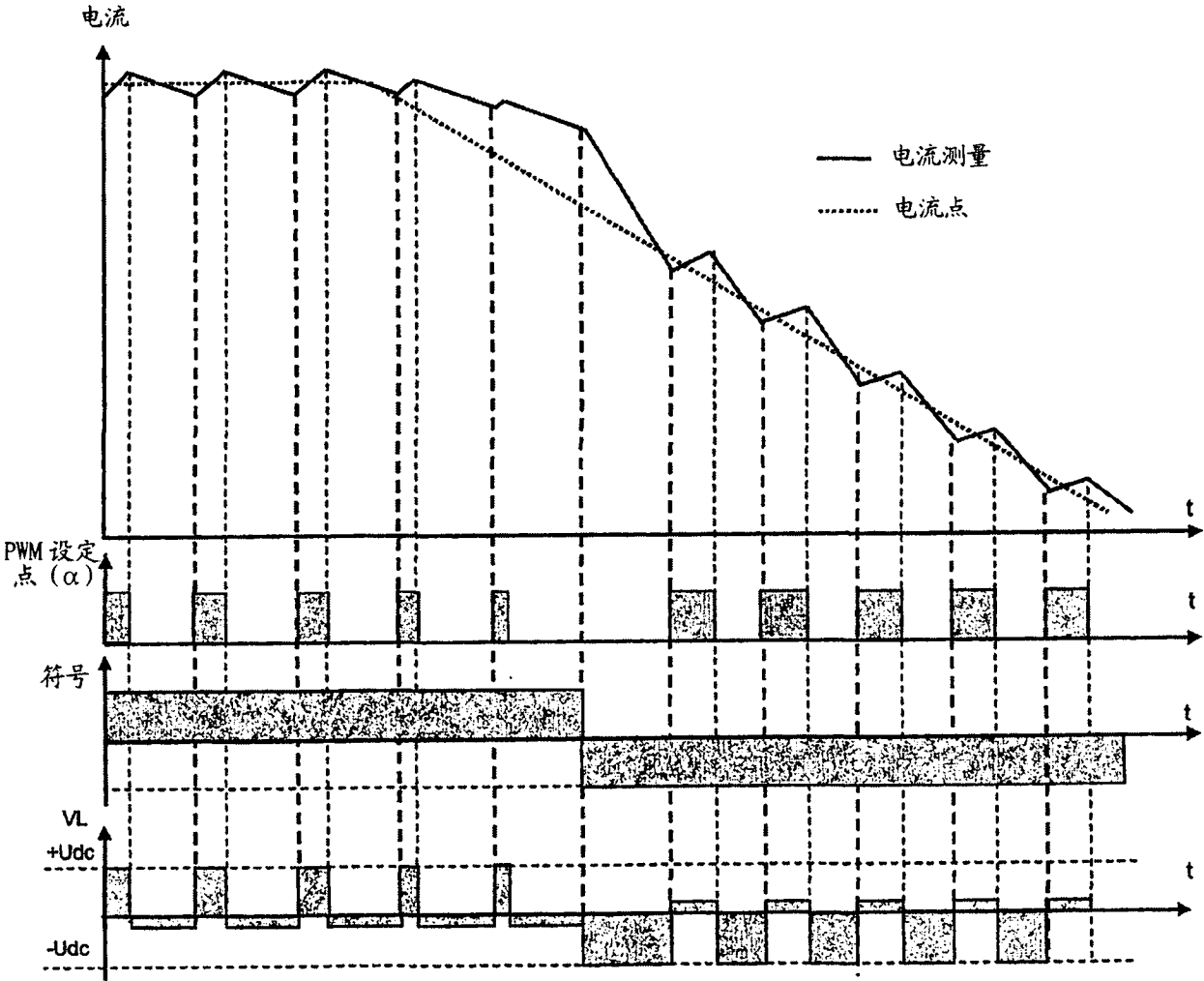


图 18

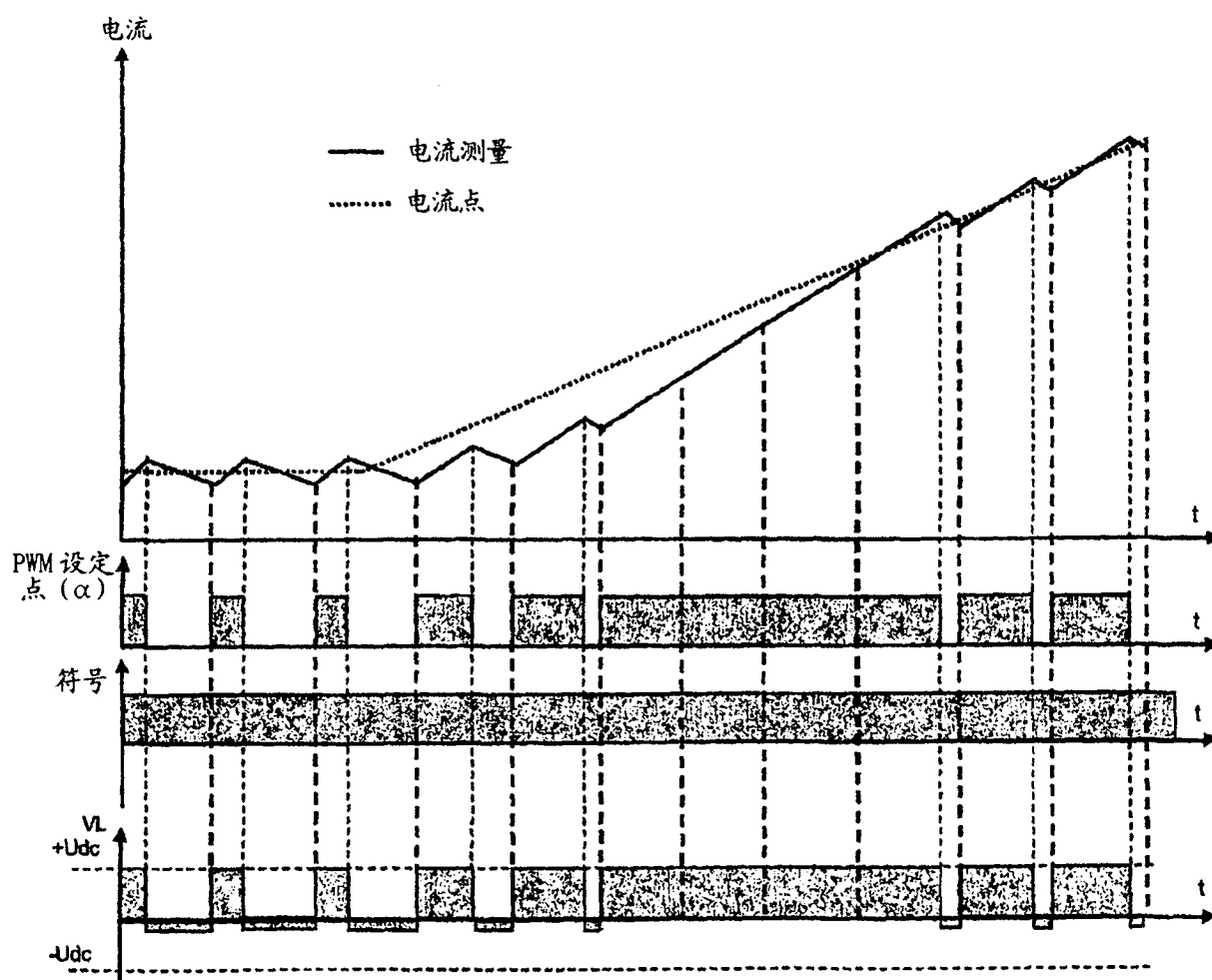


图 19

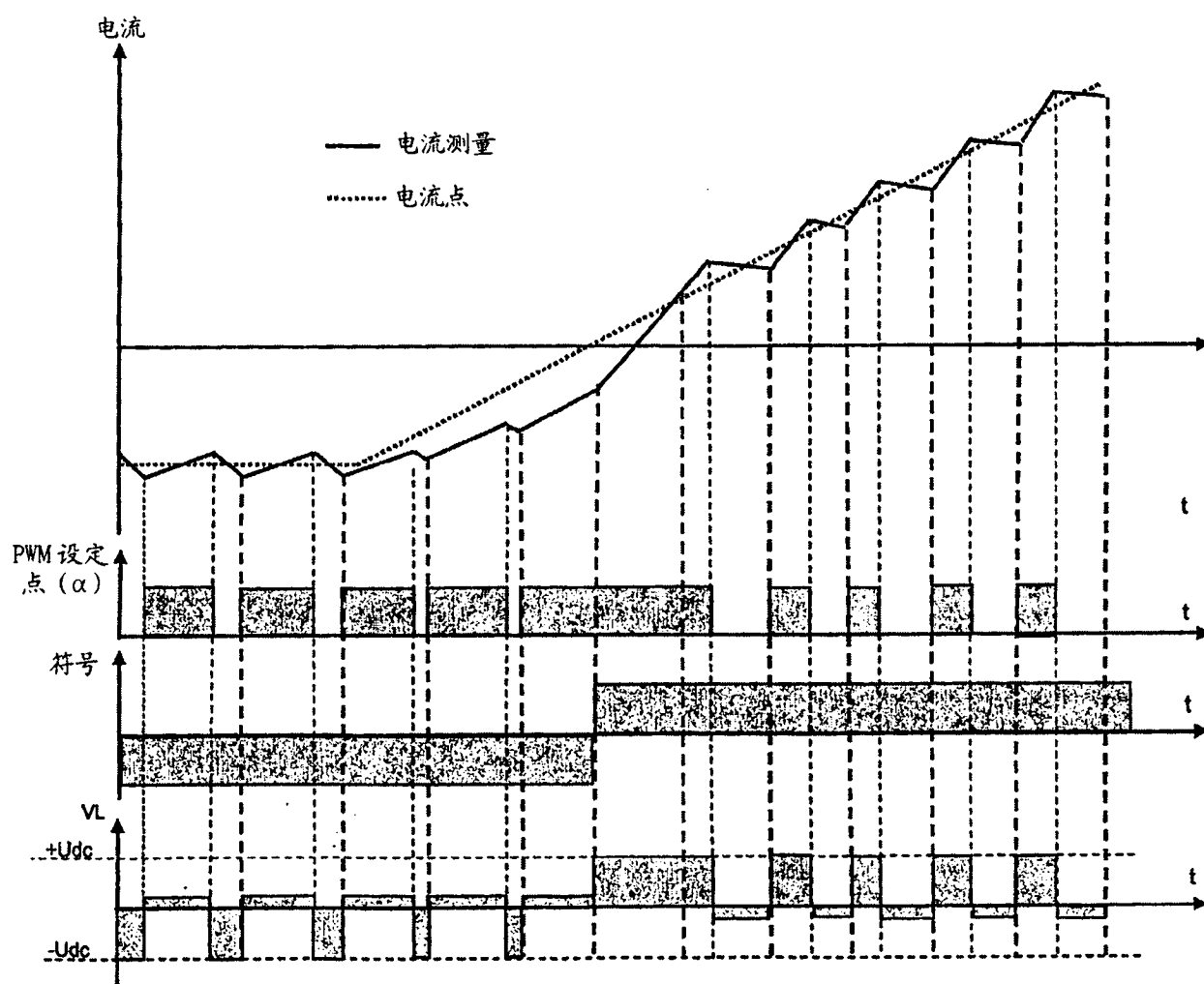


图 20

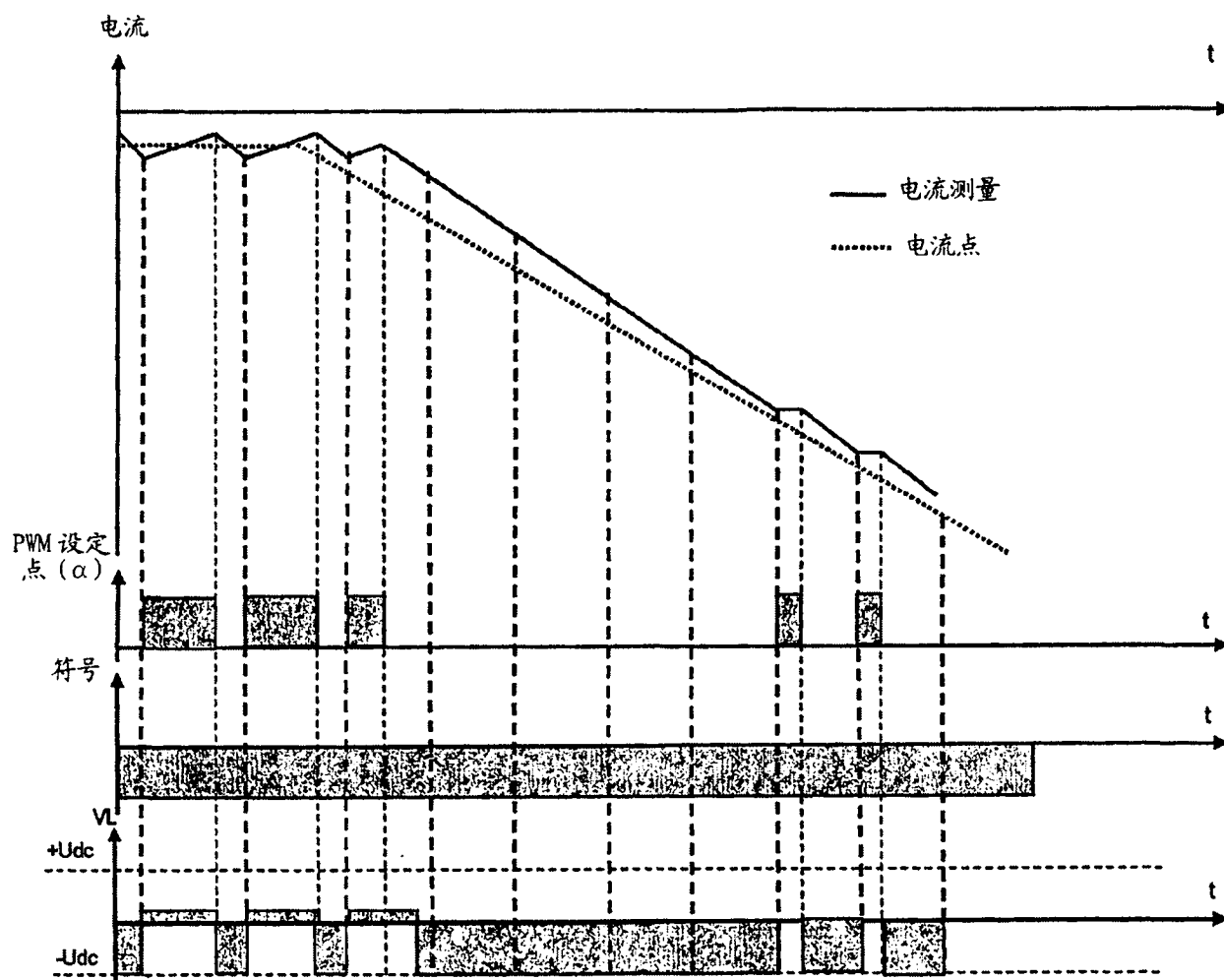


图 21

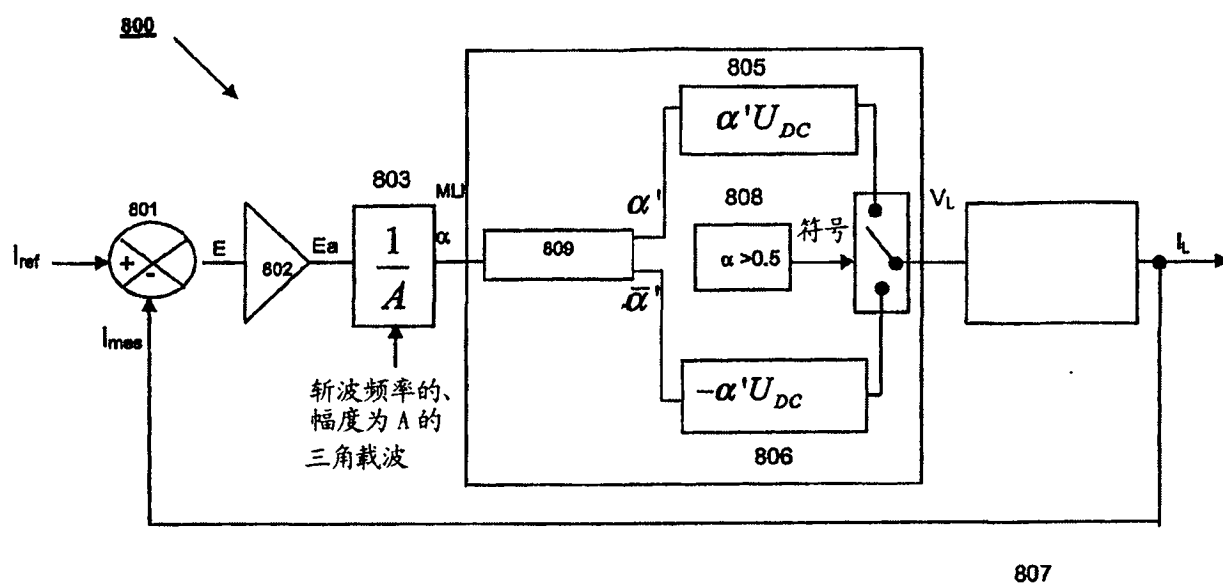


图 22

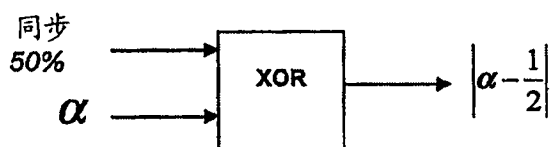


图 23

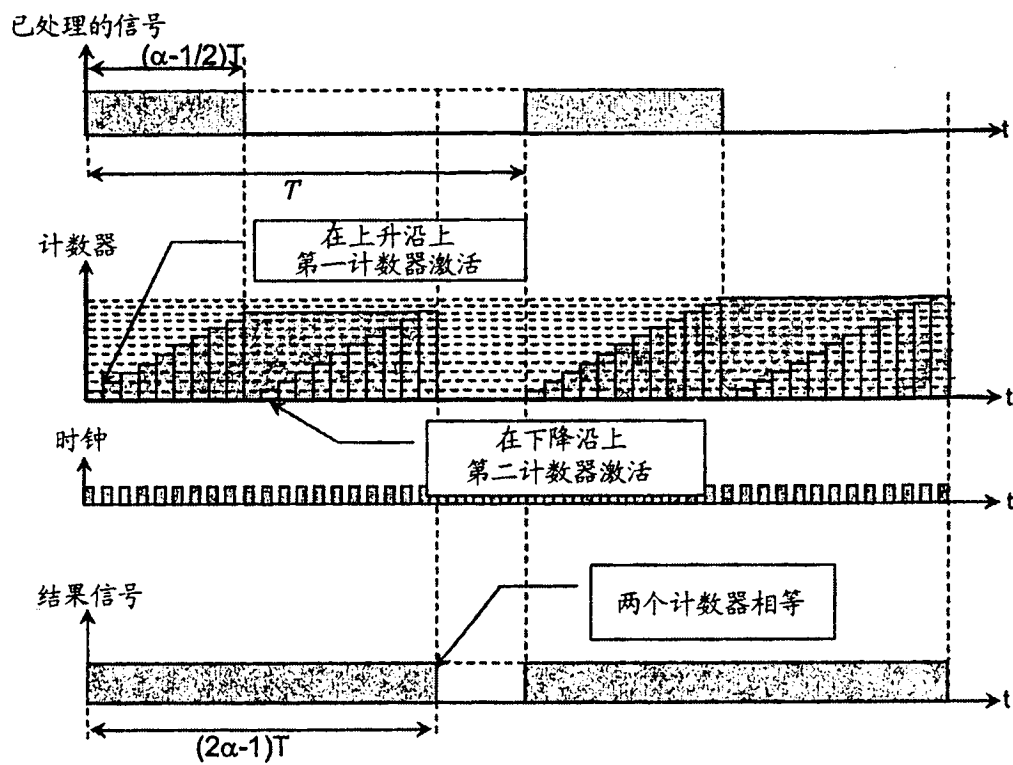


图 24

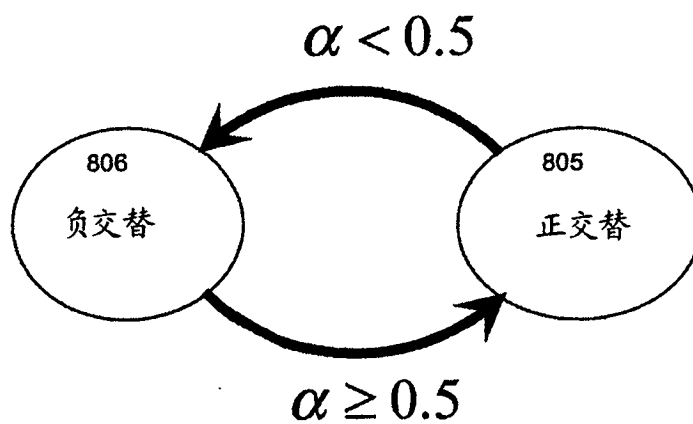


图 25

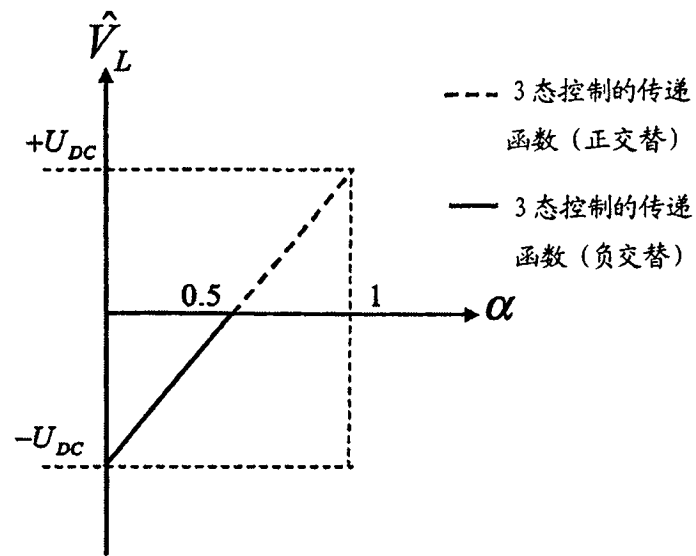


图 26