



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107408911 A

(43)申请公布日 2017. 11. 28

(21)申请号 201680019992.X

(74)专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

(22)申请日 2016.02.10

代理人 梁冰 宣力伟

(30)优先权数据

102015205961.8 2015.04.01 DE

(51)Int.Cl.

H02P 23/14(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2017.09.29

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2016/052756 2016.02.10

(87)PCT国际申请的公布数据

W02016/155925 DE 2016.10.06

(71)申请人 罗伯特·博世有限公司

地址 德国斯图加特

(72)发明人 D.齐默曼 M.希尔施 C.琼加

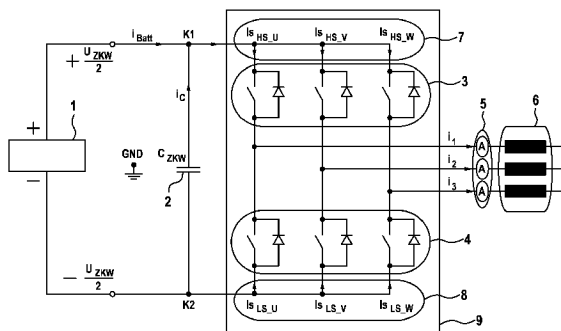
权利要求书2页 说明书12页 附图5页

(54)发明名称

用于估计用于逆变器的中间电路电容器的有效电流的方法和设备

(57)摘要

本发明提供了一种方法和一种设备,所述方法和所述设备用于估计用于电池(1)的、逆变器(9)的和N相电机(6)的总体系统的中间电路电容器(C_{ZWK})的有效电流(I_{C,rms}),其中,在所述总体系统中,所述逆变器(9)转换从所述电池(1)接收的直流电功率以用于利用N个相电流为所述电机通电,并且其中,所述中间电路电容器的、待估计的有效电流(I_{C,rms})根据计算规则被计算,所述电机的所述N个相位的预先给定的切换时间(t_{Low,off}、t_{High,off})、所述电机的N-1个相位或者N个相位的测量出的相电流((I_{S_U}、I_{S_V}、I_{S_W})以及预先给定的电池直流电流(I_{Batt})作为输入量被供给至所述计算规则。这实现了对用于任意的脉冲模式的中间电路电容器的有效电流(I_{C,rms})的精确地估计,所述脉冲模式用于操控所述逆变器。



1. 用于估计用于电池(1)的、逆变器(9)的和N相电机(6)的、优选同步电机的总体系统的中间电路电容器(C_{ZWK})的有效电流(I_{C,rms})的方法,其中,在所述总体系统中,所述逆变器(9)转换从所述电池(1)接收的直流电功率以用于利用N个相电流为所述电机通电,并且其中,所述中间电路电容器的、待估计的有效电流(I_{C,rms})根据计算规则进行计算,所述电机的N个相位的预先给定的切换时间(t_{Low,Off}、t_{High,Off})、所述电机的N-1个相位或者N个相位的测量出的相电流(I_{Su}、I_{Sv}、I_{Sw})以及预先给定的电池直流电(I_{Batt})作为输入量被供给至所述计算规则。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,作为相应的二次积分的所述计算规则基于所供给的所述输入量计算电荷(Q_{SqHS_U}、Q_{SqHS_V}、Q_{SqHS_W}; Q_{SqLS_U}、Q_{SqLS_V}、Q_{SqLS_W})的平方,所述电荷在所述逆变器的开关部件中流动。

3. 根据权利要求1或者2所述的方法,其特征在于,基于所述N-1个相位的所述测量出的相电流,计算不同于所述N-1个相位的、第N个相位的相电流,并且作为所述第N个相位的相电流供给至所述计算规则。

4. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,其特征在于,作为二次积分的所述计算规则基于所述切换时间(t_{Low,Off}、t_{High,Off})计算相电流的平方的时间积分,所述计算规则用于所述N个相位中的至少一个相位、优选所有相位,所述切换时间配属于所述相位并且作为输入量被供给,所述相电流配属于所述相位并且作为输入量被供给。

5. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,其特征在于,作为混合积分的所述计算规则基于所述切换时间(t_{Low,Off}、t_{High,Off})计算相电流的乘积的时间积分,所述计算规则用于所述N个相位中的两个相位,所述切换时间配属于所述相位并且作为输入量被供给,所述相电流配属于这些相位并且作为输入量被供给。

6. 根据权利要求5所述的方法,其特征在于,作为混合积分的所述计算规则基于切换时间(t_{Low,Off}、t_{High,Off})计算所述相电流的所述乘积的所述时间积分,所述计算规则用于N=3个相位中准确地两个相位,所述切换时间配属于所述两个相位中的准确地一个相位并且作为输入量被供给,所述相电流配属于这些相位并且作为输入量被供给,其中,此外,优选所述准确地两个相位是具有第二小的传导-持续时间的相位和具有最大的传导-持续时间的相位,并且其中,此外,优选所述计算仅仅基于配属于具有所述第二小的传导-持续时间的所述相位的切换时间执行。

7. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,其特征在于,所述计算规则使用所述预先给定的切换时间(t_{Low,Off}、t_{High,Off})来确定时间积分的区间界限,所述时间积分能够通过所述计算规则被计算,其中,优选所述预先给定的切换时间被用作所述区间界限。

8. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,其特征在于,用于相应的相位的、作为二次积分的所述计算规则计算平方的、所供给的相电流的时间积分,和/或,用于两个相位的、作为混合积分的所述计算规则计算配属于这些相位的和所供给的所述相电流的乘积的时间积分,借助相应的、所供给的所述相电流通过二次函数的近似值,尤其是通过二次多项式。

9. 根据前述权利要求中任一项所述的方法,其特征在于,对于任意的、尤其是不同于平-顶-脉冲模式的、用于操控所述逆变器的脉冲模式,计算所述二次积分和所述混合积分,仅仅用于所述逆变器的高-侧-开关部件,和/或,对于用于操控所述逆变器的平-顶-脉冲模式,计算所述二次积分和所述混合积分,仅仅用于所述逆变器的低-侧-开关部件,和/或,计

算并且估计所述中间电路电容器的有效电流 ($I_{C,rms}$) 作为所述计算出的二次积分以及混合积分的总和减去所述预先给定的电池直流电 (I_{Batt}), 其中, 具有最小的传导-持续时间的相位的所述二次积分负地进入所述总和。

10. 用于估计用于电池 (1) 的、逆变器 (9) 的和N相电机 (6) 的、优选同步电机的总体系统的中间电路电容器 (C_{ZWK}) 的有效电流 ($I_{C,rms}$) 的设备, 其中, 在所述总体系统中, 所述逆变器 (9) 被设置用于转换从所述电池 (1) 接收的直流电功率以用于利用N个相电流为所述电机通电, 并且其中, 所述设备被构造用于根据计算规则计算所述中间电路电容器的、待估计的有效电流 ($I_{C,rms}$), 所述电机的所述N个相位的预先给定的切换时间 ($t_{Low,Off}$ 、 $t_{High,Off}$)、所述电机的N-1个相位或者N个相位的测量出的相电流 (I_{Su} , I_{Sv} , I_{Sw}) 以及预先给定的电池直流电流 (I_{Batt}) 作为输入量被供给至所述计算规则, 其中, 优选地, 所述设备此外被构造用于执行根据权利要求1至9中任一项所述的至少一种方法。

用于估计用于逆变器的中间电路电容器的有效电流的方法和 设备

[0001] 本发明涉及用于估计用于电池、逆变器和电机的总体系统的中间电路电容器的有效电流的方法和设备。

背景技术

[0002] 就混合动力车辆和电动车辆而言,逆变器或者脉冲逆变器被用于操控电机。并非仅仅出于监控的目的,中间电路电容器的、所谓的有效电流的知识也是值得期望的。

[0003] 用于计算中间电路电容器的有效电流的、已知的构思进行分析计算,所述分析计算然而仅仅适用于逆变器的、特殊的操控方法或者脉冲模式。因此,已知的构思没有提供用于计算中间电路电容器的有效电流的可能性,所述中间电路电容器用于逆变器的以及电机的、任意的操控方法和运行点。

发明内容

[0004] 因此,本发明的任务在于提供用于估计中间电路电容器的有效电流的方法和设备,所述中间电路电容器用于电池的、逆变器的和N相电机的总体系统,其中,对于所述逆变器的和所述电机的、任意的操控方法和运行类型,所述方法和所述设备应当实现了对所述中间电路电容器的所述有效电流的、精确的估计。

[0005] 本发明的任务通过根据权利要求1的方法以及通过根据权利要求10的设备被解决。有利的实施方式由从属权利要求得出。

[0006] 用于估计用于电池的、逆变器的和N相电机的总体系统的中间电路电容器的有效电流的方法被提供,所述电机优选被构造为同步电机,其中,在所述总体系统中,所述逆变器转换从所述电池接收的直流功率以用于利用N个相电流为所述电机通电,并且其中,所述中间电路电容器的、待估计的有效电流根据计算规则被计算,所述电机的所述N个相位的预先给定的切换时间、所述电机的N-1个相位或者N个相位的测量出的相电流以及预先给定的电池直流电流作为输入量被供给至所述计算规则。概念“电池”被理解为每个蓄能器,所述蓄能器能够间接或者直接地提供作为电池电流的直流电流。

[0007] 独立于操控方法或者脉冲操控方法以及逆变器的运行点,所述方法实现了对中间电路电容器的有效电流的、精确地估计或者计算。因此,所述方法提供了相对于上面所提及的已知的构思的、显著的优点。

[0008] 本发明原则上适用于用于任意的逆变器的中间电路电容器的有效电流的估计。它特别适用于用于脉冲逆变器的中间电路电容器的有效电流的估计。因此,在这个说明书中以及权利要求中,概念“逆变器”和“脉冲逆变器”被同义地使用,而无其它的区别。概念“有效电流”以及“均方根电流(rms-电流)”或者“RMS-电流”表示同样的电流。

[0009] 根据所述方法的一种实施方式,作为相应的二次积分的所述计算规则基于所供给的所述输入量计算电荷的平方,所述电荷在所述逆变器的开关部件中流动。这实现了有效地并且精确地计算用于任意的脉冲模式的、待估计的有效电流,所述脉冲模式用于操控所

述逆变器。

[0010] 根据用于对称的逆变器或者脉冲逆变器的所述方法的另一种实施方式,基于所述N-1个相位的所述测量出的相电流,不同于所述N-1个相位的、第N个相位的相电流被计算并且作为所述第N个相位的相电流被供给至所述计算规则。因此,不需要N个相位电流传感器,而仅需要N-1个相位电流传感器,使得单个的相位电流传感器通过所述方法的使用能够被省去并且不必被提供在所述电机处。在N个相位时仅使用N-1个相位电流传感器的可能性利用所述电机的以及所述逆变器的对称性,所述逆变器操控这个电机。

[0011] 根据所述方法的另一种实施方式,作为二次积分的所述计算规则基于所述切换时间计算相电流的平方的时间积分,所述计算规则用于所述N个相位中的至少一个相位、优选所有相位,所述切换时间配属于所述相位并且作为输入量被供给,所述相电流配属于相应相位并且作为输入量被供给。这实现了有效地并且精确地计算用于任意的脉冲模式的、待估计的有效电流,所述脉冲模式用于操控所述逆变器。这实现了特别有效地并且精确地计算用于任意的脉冲模式的、待估计的有效电流,所述脉冲模式用于操控所述逆变器。

[0012] 根据所述方法的另一种实施方式,作为混合积分的所述计算规则基于所述切换时间计算相电流的乘积的时间积分,所述计算规则用于所述N个相位中的两个相位,所述切换时间配属于所述相位并且作为输入量被供给,所述相电流属于这些相位并且作为输入量被供给。

[0013] 概念“二次积分”应当统一地表示测量出的或者供给至所述计算规则的、平方的相电流的时间积分。由于对电流的时间积分的计算,即在时间上或者在预先给定的切换时间期间(在电流的接通时间和切断时间的意义上)的、取决于时间的电流值的积分,限定流动的电荷,所述二次积分能够被理解为载荷的平方或者平方的电流积分。

[0014] 概念“混合积分”应当在这个说明书中统一地表示两个测量出的或者供给至所述计算规则的相电流的乘积的时间积分。具有两个相同的、待相乘的相电流的混合积分得出二次积分。

[0015] 根据所述方法的、上面的实施方式的另一种发展方案,作为混合积分的所述计算规则基于切换时间计算所述相电流的所述乘积的所述时间积分,所述计算规则用于N=3个相位中准确地两个相位,所述切换时间配属于所述两个相位中的准确地一个相位并且作为输入量被供给,所述相电流配属于这些相位并且作为输入量被供给,其中,此外,优选所述准确地两个相位是具有第二小的传导-持续时间的相位和具有最大的传导-持续时间的相位,并且其中,此外,优选所述计算仅仅基于配属于具有所述第二小的传导-持续时间的所述相位的切换时间被执行。这实现了极其有效地并且精确地计算用于任意的脉冲模式的、所述待估计的有效电流,所述脉冲模式用于操控所述逆变器。

[0016] 所述传导-持续时间对应于高-电平或者相应的操控信号的高-电平(所述操控信号用于所述逆变器的相位),并且,在标准化至PWM-操控模式的周期持续时间时也被称为占空因数、操控度或者工作周期(简写为dyc)。

[0017] 根据所述方法的另一种实施方式,所述计算规则使用所述预先给定的切换时间来确定时间积分的区间界限,所述时间积分能够通过所述计算规则被计算,其中,它优选地将所述预先给定的切换时间用作所述区间界限。这实现了对所述待估计的有效电流的、特别有效的计算。

[0018] 根据所述方法的另一种实施方式,用于相应的相位的、作为二次积分的所述计算规则计算平方的、所供给的相电流的时间积分,和/或,用于两个相位的、作为混合积分的所述计算规则计算配属于这些相位的和所供给的所述相电流的乘积的时间积分,借助相应的、所供给的所述相电流通过二次函数的近似值,尤其是通过二次多项式。这个近似值实现了对所述中间电路电容器的所述待估计的有效电流的特别有效并且同时精确的计算,所述近似值在下面非常详细地被说明以及阐述。

[0019] 根据所述方法的另一种实施方式,对于任意的、尤其是不同于平-顶-脉冲模式的、用于操控所述逆变器的脉冲模式,所述计算规则计算所述二次积分和所述混合积分,仅仅用于所述逆变器的高-侧-开关部件。这实现了对待估计的有效电流的特别有效的计算,所述有效电流用于任意的、用于操控所述逆变器的脉冲模式。

[0020] 可选择地或者根据所述方法的另一种实施方式,对于用于操控所述逆变器的平-顶-脉冲模式,所述计算规则计算所述二次积分和所述混合积分,仅仅用于所述逆变器的低-侧-开关部件。对于具有平-顶-操纵器的逆变器或者脉冲逆变器,这实现了所述待计算的积分的减少。

[0021] 根据所述方法的另一种实施方式,所述计算规则计算作为所述计算出的二次积分以及混合积分的总和减去所述预先给定的电池直流电流的所述中间电路电容器的有效电流,其中,具有所述最小的传导-持续时间的相位的所述二次积分负地进入所述总和。所述积分的求和实现了对所述有效电流的有效的计算。

[0022] 此外,一种用于估计用于电池的、逆变器的和N相电机的总体系统的中间电路电容器的有效电流或者均方根电流的设备被提供,所述电机优选地被构造为同步电机,其中,在所述总体系统中,所述逆变器被设置用于转换从所述电池接收的直流电功率以用于利用N个相电流为所述电机通电,并且其中,所述设备被构造用于根据计算规则计算所述中间电路电容器的、待估计的有效电流,所述电机的N个相位的预先给定的切换时间、所述电机的N-1个相位或者N个相位的测量出的相电流以及预先给定的电池直流电作为输入量被供给至所述计算规则。

[0023] 根据所述设备的、另外的实施方式,所述设备还被构造用于执行根据权利要求1至9中任一项所述的至少一种方法。

[0024] 此外,之前或者接下来示出的、所述方法的实施方式中的一种实施方式的或者之前或者接下来示出的、所述设备的实施方式中的一种实施方式的在控制设备或者调节设备中(尤其是在逆变器或者脉冲逆变器中)的应用作为一种方法被提供,所述应用用于电动车辆或者混合车辆的电驱动装置、具有监控或者避免所述电驱动装置或者所述逆变器或者所述脉冲逆变器的损坏的目的。

[0025] 根据方法所公开的、本发明的特征也应当完全作为根据设备地被公开,反之亦然。

[0026] 本发明和所阐述的实施方式不限于三相电机,而是能够被用于具有N(N是整数并且大于等于1)个相位的、任意的电机。为了简化下面的描述,下面的描述例如着眼于具有N=3个相位的电机、即三相电机。

[0027] 为了更好地理解本发明,现在阐述示例性的实施方式。下面的阐述也包括用于估计中间电路电容器的有效电流的计算规则的、详尽的推导。这种推导借助等式实现,所述等式在内容的主要部分中被统一编号为(x)等并且在内容的次要部分中被统一地编号为(Vx)

等。在所述附图中,同样的或者类似的部件或者单元设有同样的附图标记。

[0028] 在下文中,本发明应当参照所述附图更详细地被阐述。为此,附图示出:

图1总体系统,

图2A至2D在一周期持续时间上的中心-对齐的-PWM-模式、中心-对齐的-反相的-PWM-模式、左-对齐的-PWM-模式和右-对齐的-PWM-模式,

图3A和3B在一周期持续时间上的仅-高-PWM-模式和仅-低-PWM-模式,

图4A和4B中心-对齐的-脉冲模式和平-顶-脉冲模式,以及

图5用于估计中间电路电容器的有效电流的设备。

[0029] 首先,参阅图1应当示出总体系统,根据本发明的方法和对应的设备能够在所述总体系统中被使用。

[0030] 在图1中,电池2、逆变器9和电机6被示出。电池1为逆变器9的输入侧提供直流电压和电流 i_{Batt} 。中间电路电容器2被示出在与电池1的正极端子导电连接的接触点K1和与电池1的负极端子导电连接的接触点K2之间,所述中间电路电容器具有配属的电流 i_c 。

[0031] 逆变器9被构造为脉冲逆变器,所述脉冲逆变器用于以全桥提供三个相位U、V和W。对于每个相位U、V和W,全桥的上半部或者高-侧3(在附图和下面的公式中被缩写为“HS”)包括功率开关(通过IGBT被体现)的和功率二极管的、相应的并联电路。这三个功率开关和三个功率二极管也被称为逆变器的高-侧-开关部件或者高-侧-功率半导体。全桥的下半部或者低-侧4(在附图和下面的公式中被缩写为“LS”)对应于或者对称于高-侧3地被构造,并且,因而同样也包括三个功率开关和三个功率二极管,所述功率开关和所述功率二极管也被称为逆变器的低-侧-开关部件或者低-侧-功率半导体。

[0032] 在逆变器9中的相电流在图1中以及在下面的推导中利用 I_S 和相应的相位U、V或者W和在逆变器中的相应的输入侧(即,HS代表高-侧并且LS代表低-侧)被标记。高-侧-相电流在图1中利用附图标记7被概括。低-侧-相电流在图1中利用附图标记8被概括。

[0033] 电机6是三相电机,所述三相电机的三个相位通过之前阐述的逆变器9被通电。为了测量电机的相电流,为相位U、V和W中的每个相位分别提供三个相位电流传感器5中的一个相位电流传感器。

[0034] 出于描述的简单的原因并且为了阐明本发明的、特别的优点,在下文中以对称的逆变器为出发点。如稍后所阐述的,足以用于所述方法和所述设备的是:电机的三个相电流中仅仅两个相电流利用仅仅两个相位电流传感器5被测量。

[0035] 在下文中,利用所述方法的以及所述对应的设备的计算规则的计算应当被推导出。

[0036] 为此,首先用于在图1中的节点K1的节点等式被列出。作为等式(1)得到:

$$\begin{aligned} (K1) \Rightarrow i_{\text{Batt}} &= i_c + I_{S_{HS_U}} + I_{S_{HS_V}} + I_{S_{HS_W}} \\ \Rightarrow i_{\text{Batt}} - i_c &= I_{S_{HS_U}} + I_{S_{HS_V}} + I_{S_{HS_W}} \end{aligned} \quad (1)$$

为了计算中间电路电容器 C_{ZWK} 的有效电流 $I_{c,\text{rms}}$, 等式(1)必须在两侧上平方:

$$(i_{\text{Batt}} - i_c)^2 = (I_{S_{HS_U}} + I_{S_{HS_V}} + I_{S_{HS_W}})^2 \quad (2)$$

这个二项式的解为:

$$\left(i_{Bat}^2 - 2i_{Bat} \cdot i_C + i_C^2 \right) = \left(\begin{matrix} I_{HS_U}^2 + I_{HS_V}^2 + I_{HS_W}^2 + 2 \cdot I_{HS_U} \cdot I_{HS_V} \\ + 2 \cdot I_{HS_U} \cdot I_{HS_W} + 2 \cdot I_{HS_V} \cdot I_{HS_W} \end{matrix} \right) \quad (3)$$

现在,在等式(3)的两侧上、在PWM-周期内被积分。在此,切换时间被标准化。因而,得到等式(4):

$$\left(\int_0^T i_{Bat}^2 dt - 2 \int_0^T i_{Bat} i_C dt + \int_0^T i_C^2 dt \right) = \left(\begin{matrix} \int_0^T I_{HS_U}^2 dt + \int_0^T I_{HS_V}^2 dt + \int_0^T I_{HS_W}^2 dt + 2 \int_0^T I_{HS_U} \cdot I_{HS_V} dt \\ + 2 \int_0^T I_{HS_U} \cdot I_{HS_W} dt + 2 \int_0^T I_{HS_V} \cdot I_{HS_W} dt \end{matrix} \right) \quad (4)$$

由于在中间电路电容器处的DC-电流在电的周期内被视为等于零,适用:

$$-2 \int_0^T i_{Bat} \cdot i_C \cdot dt = 0$$

如果将积分界限代入等式(4)中,得到下面的、待求解的等式(5):

$$\int_0^T i_C^2 dt = \underbrace{\int_{t_{on,U}}^{t_{off,U}} I_{HS_U}^2 dt}_{Q_{Sqs_U}} + \underbrace{\int_{t_{on,V}}^{t_{off,V}} I_{HS_V}^2 dt}_{Q_{Sqs_V}} + \underbrace{\int_{t_{on,W}}^{t_{off,W}} I_{HS_W}^2 dt}_{Q_{Sqs_W}} + \underbrace{2 \int_{t_{on,U}}^{t_{off,U}} I_{HS_U} \cdot I_{HS_V} dt}_{I_E^2} + \underbrace{2 \int_{t_{on,U}}^{t_{off,U}} I_{HS_U} \cdot I_{HS_W} dt}_{I_E^2} + \underbrace{2 \int_{t_{on,V}}^{t_{off,V}} I_{HS_V} \cdot I_{HS_W} dt}_{I_E^2} \quad (5)$$

现在,阐述或者推导如何能够求取等式(5)的前三项 Q_{Sqs_U} 、 Q_{Sqs_V} 、 Q_{Sqs_W} (即,二次的积分)。

[0037] 为此,用于计算电流积分或者在逆变器的开关部件中的载荷的、特别有效的近似方法被使用。这种近似方法包括逆变器的切换时间的标准化、相应的相电流通过二次等式的近似值以及对PWM-操控-脉冲模式的评估,所述评估用于计算电荷或者对应的电流积分并且也用于计算二次积分,所述电荷在逆变器的部件(即,所述功率半导体)中流动。

[0038] 在PWM-操控模式的周期持续时间之内的切换时间的标准化(首先通常被称为 t_{Ein} 和 t_{Aus})是必需的,以便简化待确定的电流积分以及以便遵守用于不同的切换频率的计算有效性。标准化的(“Nrm”)切换时间如下被计算:

$$t_{Ein, norm} = \frac{t_{Ein}}{T_{PWM}}, \quad t_{Aus, norm} = \frac{t_{Aus}}{T_{PWM}} \quad (V5)$$

在此, T_{PWM} 是PWM-操控模式的周期持续时间。

[0039] 现在,任意相位的电流变化过程(因而,没有指称)通过第二阶的多项式被近似。这种多项式通常通过下述等式被描述:

$$I(t) = at^2 + bt + c \quad (V6)$$

在使用标准化的情况下,得到:

$$I(t_{norm}) = at_{norm}^2 + bt_{norm} + c \quad (V7)$$

对于内插法确定的是,这个多项式通过下述点:

$$P_1(-T_{\text{PWM}} | I(k-1)); P_2(0 | I(k)); P_3(T_{\text{PWM}} | I(k+1))$$

基于标准化,相应地得到:

$$P_1(-1 | I(k-1)); P_2(0 | I(k)); P_3(1 | I(k+1))$$

对等式 (V7) 的系数 a、b、c 的推导通过根据拉格朗日的多项式内插法实现。

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{I(k-1) - 2 \cdot I(k) + I(k+1)}{2} \\ b &= \frac{I(k+1) - I(k-1)}{2} \\ c &= I(k) \end{aligned} \right\} \Rightarrow I(t_{\text{norm}}) = \frac{I(k-1) - 2 \cdot I(k) + I(k+1)}{2} \cdot t_{\text{norm}} + \frac{I(k+1) - I(k-1)}{2} \cdot t_{\text{norm}} + I(k) \quad (\text{V8})$$

[0040] 然后,实际的、正弦状的电流变化过程在所考虑的间隔中被假定为二次函数。内插函数提供相当精确的近似。近似精确性随着升高的频率而降低。

[0041] 现在,对PWM-操控-脉冲模式的评估被考虑以用于计算电荷的或者对应的电流积分,所述电荷在逆变器的开关部件(即功率半导体)中流动。

[0042] 这个部分的目的是对逆变器的高-/低-侧-开关部件的线性的以及二次的电流积分进行计算。二次的电流积分是之前提到的二次积分。

[0043] 通常,对于高-侧-部件的电荷的计算适用:

$$Q_{\text{norm}} = \int_{t_{\text{norm}}}^{\overline{t_{\text{norm}}}} I(t) \cdot dt \quad (\text{V9})$$

$$Q_{\text{sq, norm}} = \int_{t_{\text{norm}}}^{\overline{t_{\text{norm}}}} I(t)^2 \cdot dt$$

对根据 (V5) 的这些积分的标准化得到:

$$Q_{\text{norm}} = T_{\text{PWM}} \cdot \int_{t_{\text{norm}}}^{\overline{t_{\text{norm}}}} I(t_{\text{norm}}) \cdot dt_{\text{norm}} \quad (\text{V10})$$

$$Q_{\text{sq, norm}} = T_{\text{PWM}} \cdot \int_{t_{\text{norm}}}^{\overline{t_{\text{norm}}}} I(t_{\text{norm}})^2 \cdot dt_{\text{norm}}$$

最后,对于标准化的电荷的计算,得到:

$$\begin{aligned} Q_{\text{norm}} &= T_{\text{PWM}} \cdot \left(\int_{t_{\text{norm}}}^{\overline{t_{\text{norm}}}} I(t_{\text{norm}}) \cdot dt_{\text{norm}} \right) = T_{\text{PWM}} \cdot \left(\int_{t_{\text{norm}}}^{\overline{t_{\text{norm}}}} (a \cdot t_{\text{norm}} + b \cdot t_{\text{norm}} + c) dt_{\text{norm}} \right) \\ &= T_{\text{PWM}} \cdot \left[\frac{a}{3} \cdot (t_{\text{norm, max}}^3 - t_{\text{norm, min}}^3) + \frac{b}{2} \cdot (t_{\text{norm, max}}^2 - t_{\text{norm, min}}^2) + c \cdot (t_{\text{norm, max}} - t_{\text{norm, min}}) \right] \end{aligned} \quad (\text{V11})$$

得出标准化的电荷的平方以用于:

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{inv}} &= T_{\text{inv}} \cdot \left(\int I(t_{\text{inv}}) \cdot dt_{\text{inv}} \right) = T_{\text{inv}} \cdot \left(\int (a \cdot t_{\text{inv}} + b \cdot t_{\text{inv}} + c) \cdot dt_{\text{inv}} \right) \\
 &= \frac{T_{\text{inv}}}{30} \left[6a^2 (t_{\text{inv}}^2 - t_{\text{inv}}^2) + 15ab (t_{\text{inv}}^2 - t_{\text{inv}}^2) + 10b^2 (t_{\text{inv}}^2 - t_{\text{inv}}^2) \right] + \\
 &\quad c \cdot T_{\text{inv}} \left[\frac{2}{3} a (t_{\text{inv}}^2 - t_{\text{inv}}^2) + b (t_{\text{inv}}^2 - t_{\text{inv}}^2) \right] + c^2 \cdot T_{\text{inv}} (t_{\text{inv}} - t_{\text{inv}}) \quad (V12)
 \end{aligned}$$

对于逆变器的低-侧-开关部件的电荷的计算,除了高-侧-积分外,完整的积分也是必需的。等式(V13)和V(14)描述完整的积分以及配属的二次积分。

$$Q_{\text{inv}} = T_{\text{inv}} \cdot \int I(t_{\text{inv}}) \cdot dt_{\text{inv}} = T_{\text{inv}} \cdot \int (a \cdot t_{\text{inv}} + b \cdot t_{\text{inv}} + c) dt_{\text{inv}} = T_{\text{inv}} \cdot \left[\frac{a}{3} + \frac{b}{2} + c \right] \quad (V13)$$

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{inv}} &= T_{\text{inv}} \cdot \left(\int I(t_{\text{inv}})^2 \cdot dt_{\text{inv}} \right) = T_{\text{inv}} \cdot \left(\int (a \cdot t_{\text{inv}} + b \cdot t_{\text{inv}} + c)^2 \cdot dt_{\text{inv}} \right) \quad (V14) \\
 &= \frac{T_{\text{inv}}}{30} [6a^2 + 15ab + 10b^2] + c \cdot T_{\text{inv}} \left[\frac{2}{3} a + b \right] + c^2 \cdot T_{\text{inv}}
 \end{aligned}$$

[0044] 对于低-侧-开关部件的载荷的计算,从中得出等式(V15)和(V16):

$$Q_{\text{LIS}} = Q_{\text{Tot}} - Q_{\text{HS}} \quad (V15)$$

$$Q_{\text{LIS}} = Q_{\text{Tot}} - Q_{\text{HS}} \quad (V16)$$

在下文中,从不同的、可能的、出现的脉冲模式或者脉冲模式类型出发,所考虑的系统的相位的高-侧-功率半导体以及低-侧-功率半导体的、配属的电流积分被计算。

[0045] 对于在N相系统中的应用,配属的接通/断路时间(预先给定的切换时间)以及每个相位的、配属的相电流应当被使用在等式(V17*)、(V18*)、(V19*)和(V20*)中,以便计算每个相位的以及配属的二次积分的高-侧-功率半导体和低-侧-功率半导体的电流积分。

[0046] 在此,对于上面提及的等式,下述惯例被确定:

- (V17*) → 所考虑的系统的相位X的高-侧-功率半导体的电荷或者电流积分
 - (V18*) → 所考虑的系统的相位X的高-侧-功率半导体的电荷的平方或者二次积分
 - (V19*) → 所考虑的系统的相位X的低-侧-功率半导体的电荷或者电流积分
 - (V20*) → 所考虑的系统的相位X的低-侧-功率半导体的电荷的平方或者二次积分
- 在此, (*) 指所作出的这种简化:功率半导体具有理想的开/关过程。

[0047] 如之前所提到的,视脉冲操控方法的类型而定,计算规则能够仅仅为配属于高-侧的开关元件(即功率半导体)或者仅仅为配属于低-侧的开关元件执行对流动的电荷的计算,逆变器借助所述脉冲操控方法被操控。在此,所述全桥的半部(即,高-侧或者低-侧)应当被用于计算载荷,所述计算不需要根据等式(V13)也计算出总电荷。此外,相应的相位的时间间隔能够基于这个相应的相位的、预先给定的切换时间有利地被确定,以便简化积分的计算。

[0048] 下面的脉冲操控方法或者用于确定(V17*)、(V18*)、(V19*)和(V20*)的类型能够被区分。

[0049] 在周期持续时间上的、所谓的中心-对齐的-PWM-模式在图2的A部分中被示出。

[0050] 对于高-侧得出:

$$Q_{HS} = T_{PWM} \cdot \int_{t_{HighNm.off}}^{t_{LowNm.off}} I(t_{Nm}) \cdot dt_{Nm} \quad (V17^*)$$

$$Q_{sqHS} = T_{PWM} \cdot \int_{t_{HighNm.off}}^{t_{LowNm.off}} I^2(t_{Nm}) \cdot dt_{Nm} \quad (V18^*)$$

对于低-侧得出:

$$Q_{LS} = Q_{Tot} - Q_{HS} \quad (V19^*)$$

$$Q_{sqLS} = Q_{sqTot} - Q_{sqHS} \quad (V20^*)$$

在周期持续时间上的、所谓的中心-对齐的-反相的-PWM-模式在图2的B部分中被示出。

[0051] 就这种脉冲模式而言,首先计算用于低-侧的电流积分是巧妙的。

$$Q_{LS} = T_{PWM} \cdot \int_{t_{HighNm.off}}^{t_{LowNm.off}} I(t_{Nm}) \cdot dt_{Nm}$$

(V19*)

$$Q_{sqLS} = T_{PWM} \cdot \int_{t_{HighNm.off}}^{t_{LowNm.off}} I^2(t_{Nm}) \cdot dt_{Nm} \quad (V20^*)$$

[0052] 对于高-侧得出:

$$Q_{HS} = Q_{Tot} - Q_{LS} \quad (V17^*)$$

$$Q_{sqHS} = Q_{sqTot} - Q_{sqLS} \quad (V18^*)$$

在周期持续时间上的、所谓的左-对齐的-PWM-模式在图2的C部分中被示出。

[0053] 就左-对齐的-PWM-模式而言,接通时间等于零 $t_{LowNm.Off} = 0$ 。

[0054] 对于高-侧得出:

$$Q_{HS} = T_{PWM} \cdot \int_{0}^{t_{HighNm.off}} I(t_{Nm}) \cdot dt_{Nm} \quad (V17^*)$$

$$Q_{sqHS} = T_{PWM} \cdot \int_{0}^{t_{HighNm.off}} I^2(t_{Nm}) \cdot dt_{Nm} \quad (V18^*)$$

对于低-侧得出:

$$Q_{LS} = Q_{Tot} - Q_{HS} \quad (V19^*)$$

$$Q_{sqLS} = Q_{sqTot} - Q_{sqHS} \quad (V20^*)$$

在周期持续时间上的、所谓的右-对齐的-PWM-模在图2的D部分中被示出。

[0055] 就右-对齐的-PWM-模式而言,由于 $t_{HighNm.Off} = 1$ 断路时间等于零。因此,对于高-侧得出:

$$Q_{HS} = T_{PWM} \cdot \int_{t_{turn-on}}^{t_{turn-off}} I(t_{norm}) \cdot dt_{norm} \quad (V17^*)$$

$$Q_{SgHS} = T_{PWM} \cdot \int_{t_{turn-on}}^{t_{turn-off}} I^2(t_{norm}) \cdot dt_{norm} \quad (V18^*)$$

对于低-侧得出:

$$Q_{LS} = Q_{Tot} - Q_{HS} \quad (V19^*)$$

$$Q_{SgLS} = Q_{SgTot} - Q_{SgHS} \quad (V20^*)$$

在周期持续时间上的、所谓的仅-高-PWM-模式在图3中的A部分中被示出。就这种脉冲模式而言,只有完整的积分被使用。因而,电流积分为:

$$Q_{HS} = Q_{Tot} \quad (V17^*)$$

$$Q_{SgHS} = Q_{SgTot} \quad (V18^*)$$

$$Q_{LS} = 0 \quad (V19^*)$$

$$Q_{SgLS} = 0 \quad (V20^*)$$

在周期持续时间上的、所谓的仅-低-PWM-模式在图3中的B部分中被示出。就这种脉冲模式而言,与仅-高-PWM-模式完全相同,只有完整的积分被使用。因而,电流积分为:

$$Q_{HS} = 0 \quad (V17^*)$$

$$Q_{SgHS} = 0 \quad (V18^*)$$

$$Q_{LS} = Q_{Tot} \quad (V19^*)$$

$$Q_{SgLS} = Q_{SgTot} \quad (V20^*)$$

在等式(5)的前三项 Q_{SgHS_U} 、 Q_{SgHS_V} 、 Q_{SgHS_W} (即,二次积分)能够视脉冲模式而定地根据上面的说明被求取之后,现在,在等式(5)中的、混合积分的计算应当被示出。

[0056] 在此,重要的是,提及两个混合的乘积的结果等于具有最小的传导-持续时间的电流积分的平方(即二次积分)的、负的两倍,具有最小的传导-持续时间的高-侧-电流被包含在所述乘积中。这在下文中以在图4的A部分中所说明的中心-对齐的-脉冲模式为例被解释。

[0057] 首先,具有最小的传导-持续时间的相位的混合积分被计算。这个计算在等式(6)中被执行。对于混合积分的计算,只有这样区域是必须被考虑的,在所述区域中两个相位是激活的或者传导电流。此外,混合积分在这个区域中为零。由于在当前、示例性的情况中,相位V具有最小的传导-持续时间,为了计算两个积分,所述相位的接通/断路时间能够作为积分界限被使用。基于用于两个混合积分的、同样的积分界限,等式能够通过排除具有最小的传导-持续时间的电流被简化。

$$2 \cdot \int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_U}(t) \cdot I_{s_V}(t) \cdot dt + 2 \cdot \int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_U}(t) \cdot I_{s_W}(t) \cdot dt = 2 \cdot \int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_V}(t) \cdot [I_{s_V}(t) + I_{s_W}(t)] \cdot dt \quad (6)$$

[0058] 在假设对称的驱动系统的情况下,适用:

$$I_{s_U} + I_{s_V} + I_{s_W} = 0 \Rightarrow I_{s_U} + I_{s_W} = -I_{s_V}$$

并且,由此得出(6):

$$2 \cdot \int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_U} \cdot I_{s_V} \cdot dt + 2 \cdot \int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_U} \cdot I_{s_W} \cdot dt = -2 \cdot \underbrace{\int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_V}^2 \cdot dt}_{Q_{Satis_V}} \quad (7)$$

$$\Rightarrow 2 \cdot \int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_U} \cdot I_{s_V} \cdot dt + 2 \cdot \int_{uLoOff_V}^{uHiOff_V} I_{s_U} \cdot I_{s_W} \cdot dt = -2 \cdot Q_{Satis_V}$$

如果将(7)代入(5)中,则得到:

$$\int_0^T i_C^2 \cdot dt = Q_{Satis_U} - Q_{Satis_V} + Q_{Satis_W} + 2 \cdot \int_{uLoOff_U}^{uHiOff_U} I_{s_U} \cdot I_{s_W} \cdot dt - I_{Boat}^2 \quad (8)$$

因此,对于用于计算中间电路电容器的有效电流 $I_{C,rms}$ 的等式,得出:

$$I_{C,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{PUM}} \cdot \int_0^T i_C^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{Q_{Satis_U} - Q_{Satis_V} + Q_{Satis_W} + 2 \cdot \int_{uLoOff_U}^{uHiOff_U} I_{s_U}(t) \cdot I_{s_W}(t) \cdot dt - I_{Boat}^2}{T_{PUM}}} \quad (9)$$

现在,只有混合积分 $2 \cdot \int_{uLoOff_U}^{uHiOff_U} I_{s_U}(t) \cdot I_{s_W}(t) \cdot dt$ 仍然必须被计算。

[0059] 这利用当前的脉冲模式的知识能够被计算,这在下面被示出。

[0060] 因而,用于计算中间电路电容器的有效电流 $I_{C,rms}$ 的、通用的公式为:

$$I_{C,rms}^2 = \pm Q_{Satis_U} \pm Q_{Satis_V} \pm Q_{Satis_W} + 2 \cdot \int_{uLoOff_X}^{uHiOff_X} I_{s_{HS_X}} \cdot I_{s_{HS_Y}} \cdot dt - I_{Boat}^2 \quad (10)$$

关于这个通用的公式(10),适用下面的规则:

· 具有最小的传导-持续时间的相位的二次积分为负号。

[0061] · 具有第二小的和具有最大的传导-持续时间的相位的二次积分为正号。

[0062] · 待计算的混合积分的积分界限指具有第二小的传导-持续时间的相位的接通/断路时间(即,预先给定的切换时间)。

[0063] · $I_{s_{ms},x}$ 表示具有第二小的传导-持续时间的相电流。

[0064] · $I_{s_{mx},x}$ 表示具有最大的传导-持续时间的相电流。

[0065] 在此,区分下述情况:

1. 情况 : $dyc_U < dyc_V < dyc_W$

$$I_{c,rms}^2 = -Q_{spt,U} + Q_{spt,V} + Q_{spt,W} + 2 \cdot \int_{dyc_U}^{dyc_V} I_{s_{ms},x} \cdot I_{s_{mx},x} dt - I_{s_{ms}}^2 \quad (10-1)$$

2. 情况 : $dyc_U < dyc_W < dyc_V$

$$I_{c,rms}^2 = -Q_{spt,U} + Q_{spt,V} + Q_{spt,W} + 2 \cdot \int_{dyc_U}^{dyc_W} I_{s_{ms},x} \cdot I_{s_{mx},x} dt - I_{s_{ms}}^2 \quad (11)$$

3. 情况 : $dyc_V < dyc_W < dyc_U$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{spt,U} - Q_{spt,V} + Q_{spt,W} + 2 \cdot \int_{dyc_V}^{dyc_W} I_{s_{ms},x} \cdot I_{s_{mx},x} dt - I_{s_{ms}}^2 \quad (12)$$

4. 情况 : $dyc_V < dyc_U < dyc_W$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{spt,U} - Q_{spt,V} + Q_{spt,W} + 2 \cdot \int_{dyc_V}^{dyc_U} I_{s_{ms},x} \cdot I_{s_{mx},x} dt - I_{s_{ms}}^2 \quad (13)$$

5. 情况 : $dyc_W < dyc_V < dyc_U$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{spt,U} + Q_{spt,V} - Q_{spt,W} + 2 \cdot \int_{dyc_W}^{dyc_V} I_{s_{ms},x} \cdot I_{s_{mx},x} dt - I_{s_{ms}}^2 \quad (14)$$

6. 情况 : $dyc_W < dyc_U < dyc_V$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{spt,U} + Q_{spt,V} - Q_{spt,W} + 2 \cdot \int_{dyc_W}^{dyc_U} I_{s_{ms},x} \cdot I_{s_{mx},x} dt - I_{s_{ms}}^2 \quad (15)$$

根据上面的公式(10)至(15),对于任意的、用于操控逆变器的脉冲模式,中间电路电容器的有效电流 $I_{c,rms}$ 被计算以仅仅用于或者基于高-侧开关元件或者在其中流动的电荷。

[0066] 就平-顶-脉冲模式而言出现特殊情况,所述平-顶-脉冲模式在图4的B部分中被说明。就平-顶-脉冲模式而言有利的是,将计算调整至低-侧-开关部件,因为由此对有效电流的计算能够被简化。

[0067] 如果考虑在图1中的节点K2,则得到:

$$(K2) \Rightarrow i_{Bot} = i_C + I_{s_{LS,U}} + I_{s_{LS,V}} + I_{s_{LS,W}} \quad (16)$$

$$\Rightarrow i_{Bot} - i_C = I_{s_{LS,U}} + I_{s_{LS,V}} + I_{s_{LS,W}}$$

类似于等式(10),从中得出:

$$I_{c,rms}^2 = \pm Q_{spt,U} \pm Q_{spt,V} \pm Q_{spt,W} + 2 \cdot \int_{dyc_{LS,X}}^{dyc_{LS,Y}} I_{s_{LS,X}} \cdot I_{s_{LS,Y}} dt - I_{s_{Bot}}^2 \quad (17)$$

因而,下面的情况能够被推导出:

$$1. \quad \text{情况: } dyc_U < dyc_V < dyc_W$$

$$I_{c,rms}^2 = -Q_{\text{split}_U} + Q_{\text{split}_V} + Q_{\text{split}_W} + 2 \cdot \int_{\text{dLoc}_U^W}^{\text{dLoc}_V^W} I_{LS_W} \cdot I_{LS_V} dt - I_{\text{Bat}}^2 \quad (18)$$

$$2. \quad \text{情况: } dyc_U < dyc_W < dyc_V$$

$$I_{c,rms}^2 = -Q_{\text{split}_U} + Q_{\text{split}_V} + Q_{\text{split}_W} + 2 \cdot \int_{\text{dLoc}_U^W}^{\text{dLoc}_V^W} I_{LS_W} \cdot I_{LS_V} dt - I_{\text{Bat}}^2 \quad (19)$$

$$3. \quad \text{情况: } dyc_V < dyc_W < dyc_U$$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{\text{split}_U} - Q_{\text{split}_V} + Q_{\text{split}_W} + 2 \cdot \int_{\text{dLoc}_U^W}^{\text{dLoc}_V^W} I_{LS_W} \cdot I_{LS_V} dt - I_{\text{Bat}}^2 \quad (20)$$

$$4. \quad \text{情况: } dyc_V < dyc_U < dyc_W$$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{\text{split}_U} - Q_{\text{split}_V} + Q_{\text{split}_W} + 2 \cdot \int_{\text{dLoc}_U^U}^{\text{dLoc}_V^U} I_{LS_W} \cdot I_{LS_U} dt - I_{\text{Bat}}^2 \quad (21)$$

$$5. \quad \text{情况: } dyc_W < dyc_V < dyc_U$$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{\text{split}_U} + Q_{\text{split}_V} - Q_{\text{split}_W} + 2 \cdot \int_{\text{dLoc}_U^V}^{\text{dLoc}_V^V} I_{LS_U} \cdot I_{LS_V} dt - I_{\text{Bat}}^2 \quad (22)$$

$$6. \quad \text{情况: } dyc_W < dyc_U < dyc_V$$

$$I_{c,rms}^2 = Q_{\text{split}_U} + Q_{\text{split}_V} - Q_{\text{split}_W} + 2 \cdot \int_{\text{dLoc}_U^U}^{\text{dLoc}_V^U} I_{LS_U} \cdot I_{LS_V} dt - I_{\text{Bat}}^2 \quad (23)$$

根据上面的公式(17)至(23),对于用于操控逆变器的平-顶-脉冲模式,中间电路电容器的有效电流 $I_{c,rms}$ 被计算以仅仅用于或者基于低-侧-开关部件或者在其中流动的电荷。

[0068] 图5示出用于估计用于三相通电的电机的中间电路电容器的有效电流的设备50。如在图5中所示,设备50被构造用于,接收作为输入量的六个切换时间量(即,每个相位的各两个切换时间)、电机的三个相位的三个测量出的相位电流和电池直流电流,并且使用所述输入量根据上面阐述的计算规则来计算中间电路电容器的有效电流。对于对称的系统,相电流输入中的一个相电流输入能够被取消,因为第三个相位的相位电流能够由在设备50中的两个相位的、测量出的相电流计算出。

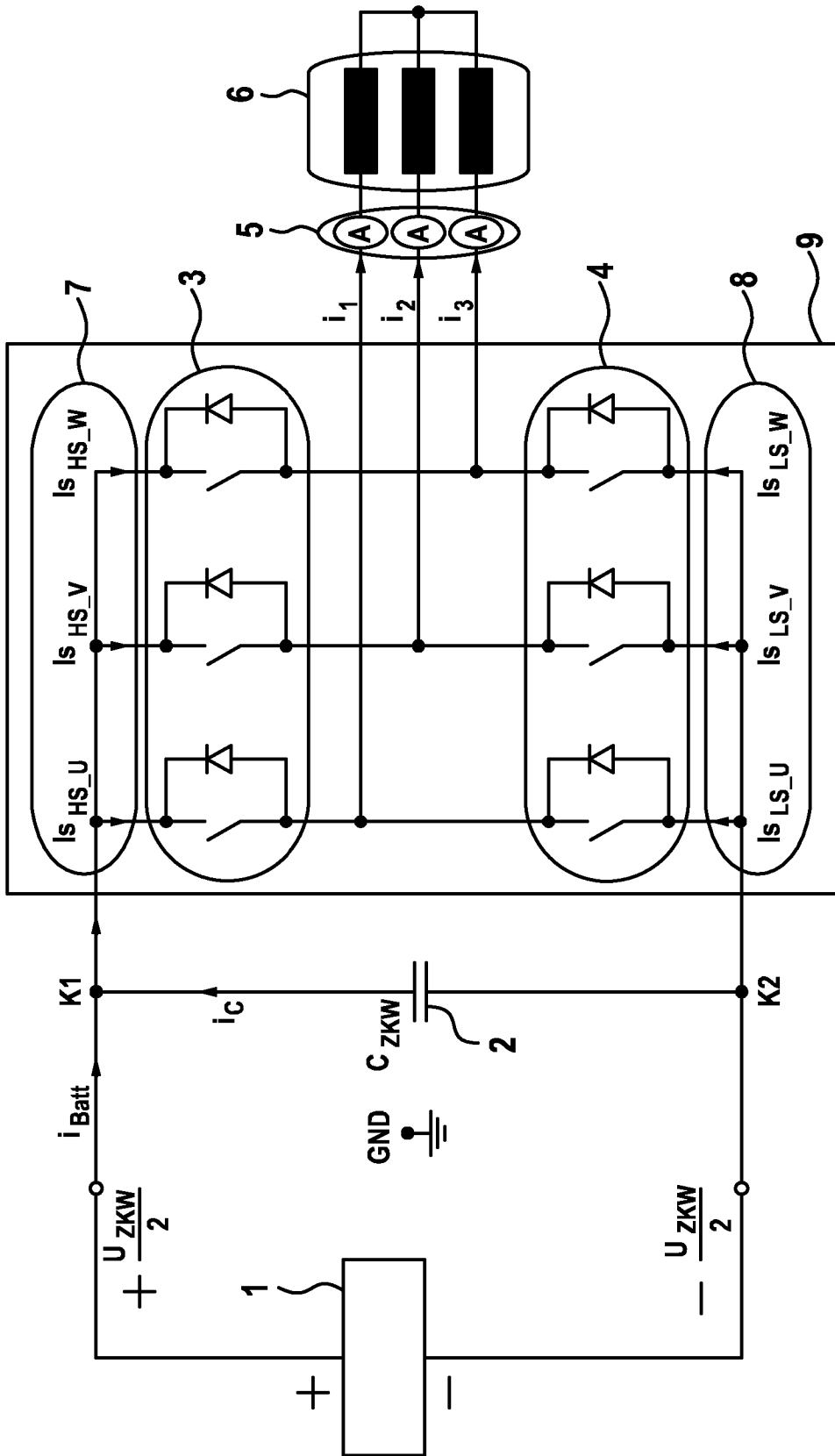


图 1

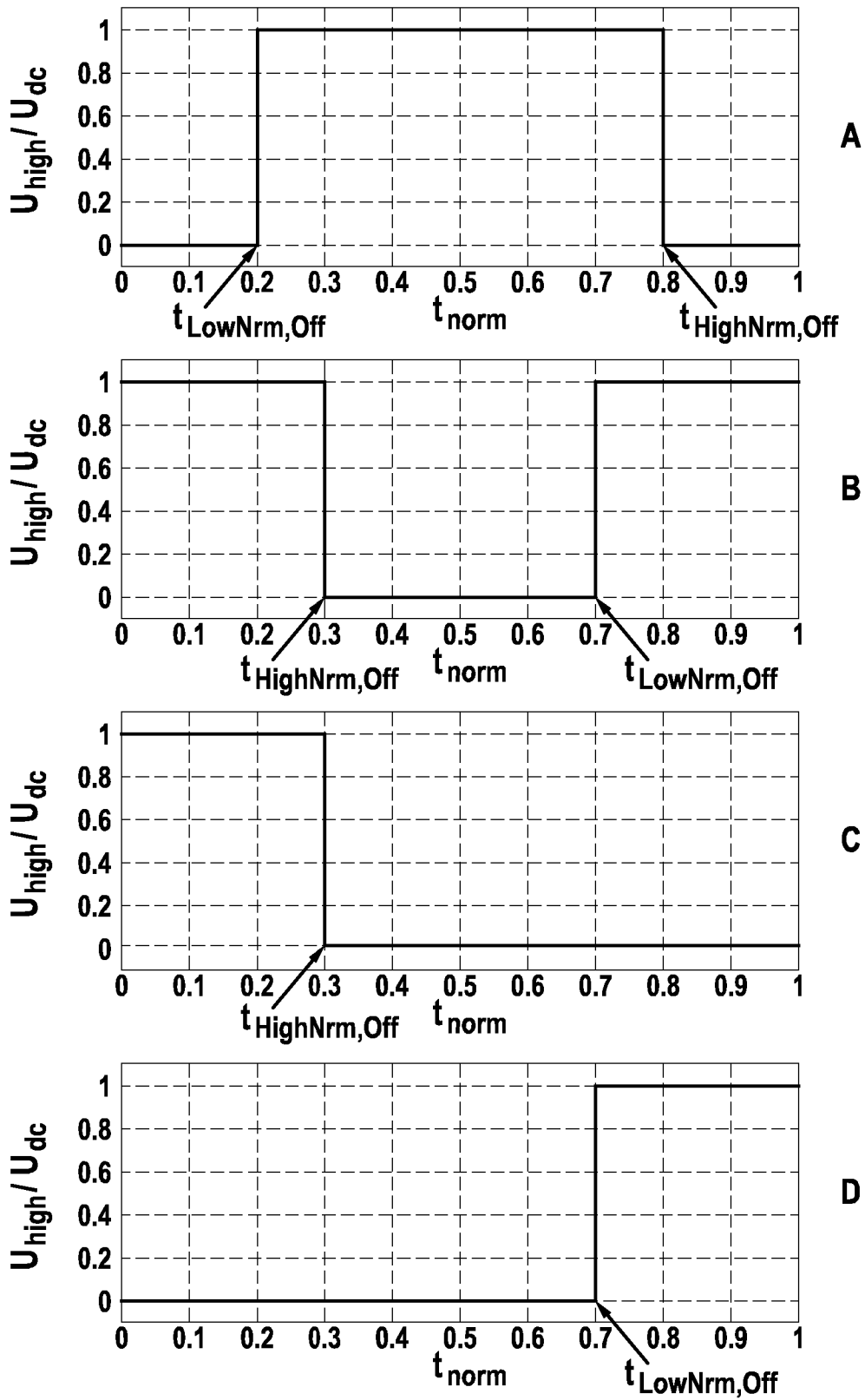


图 2

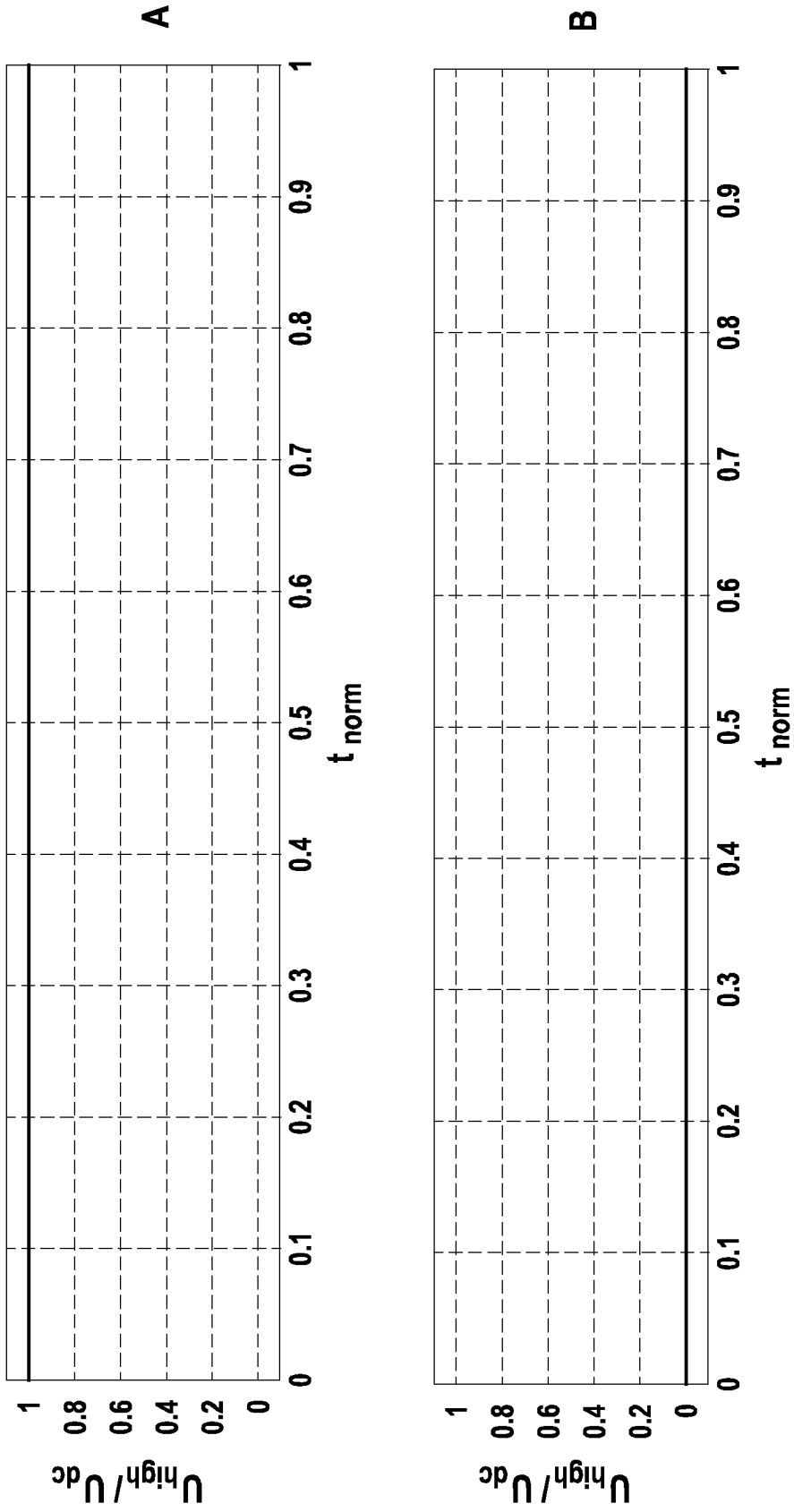


图 3

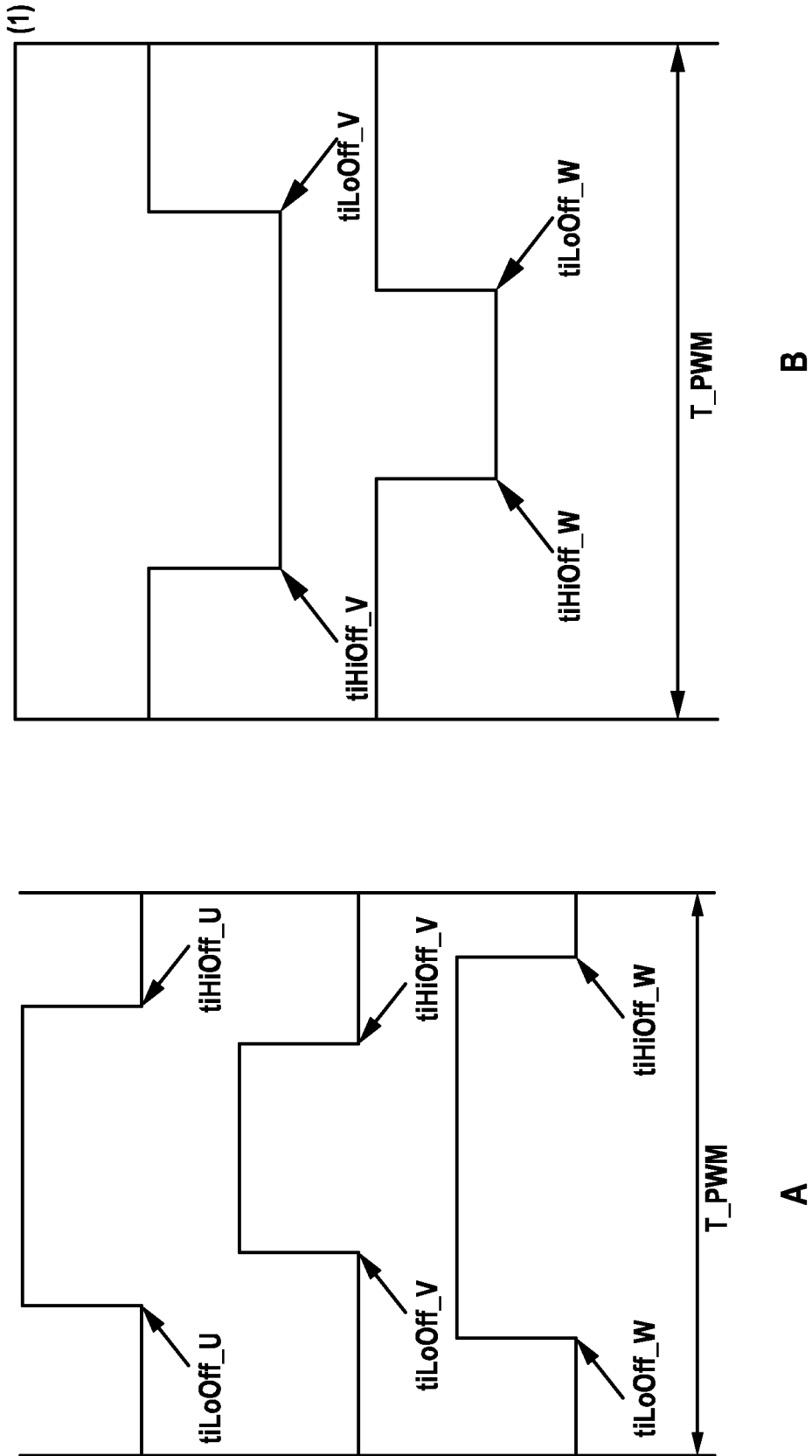


图 4

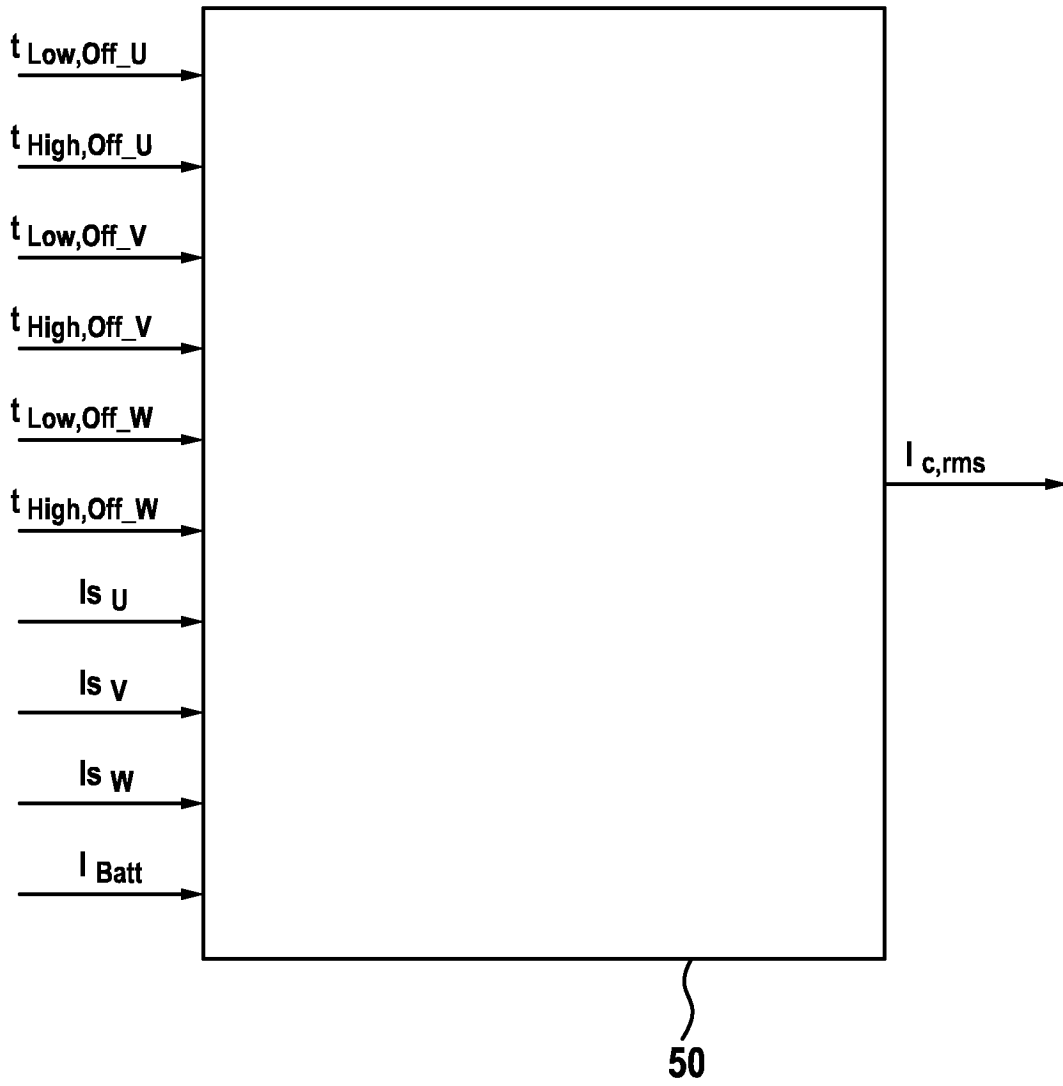


图 5