



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 105790664 A

(43)申请公布日 2016.07.20

(21)申请号 201610197283.2

(22)申请日 2016.03.31

(71)申请人 华中科技大学

地址 430074 湖北省武汉市洪山区珞喻路
1037号

(72)发明人 徐伟 邹剑桥 穆朝絮 叶才勇

(74)专利代理机构 华中科技大学专利中心
42201

代理人 李智

(51)Int.Cl.

H02P 21/14(2016.01)

H02P 21/00(2016.01)

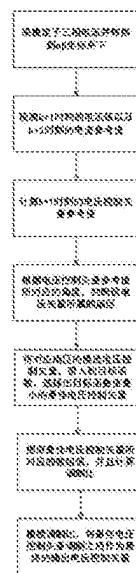
权利要求书1页 说明书6页 附图2页

(54)发明名称

永磁同步电机模型预测控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种永磁同步电机模型预测控制方法,包括以下步骤:(1)在当前时刻k将采集的三相电流转换到 $\alpha\beta$ 坐标系;(2)依据 $\alpha\beta$ 坐标系的电流值预测k+1时刻的电流值和k+2时刻的电流参考值;(3)以k+2时刻的电流参考值为控制目标,依据k+1时刻电流值计算k+1时刻的电压控制矢量参考值;(4)解析k+1时刻的电压控制矢量参考值对应的角度,判定该角度所属的扇区,从扇区中提取候选电压控制矢量;(5)将候选电压控制矢量代入目标函数,选取使得目标函数值最小对应的候选电压控制矢量作为最佳电压控制矢量。本发明避免了大量的重复计算,电压矢量可以更加的精确,减小电机转矩脉动,弥补微处理器由于计算产生的延迟。



1. 一种永磁同步电机模型预测控制方法,其特征在于,包括以下步骤:

(1) 在当前时刻k采集永磁同步电机的定子三相电流,将采集的三相电流转换到 $\alpha\beta$ 坐标系;

(2) 依据当前时刻 $\alpha\beta$ 坐标系的电流值,预测k+1时刻的电流值和k+2时刻的电流参考值;

(3) 以k+2时刻的电流参考值为控制目标,依据预测的k+1时刻电流值计算k+1时刻的电压控制矢量参考值;

(4) 解析k+1时刻的电压控制矢量参考值对应的角度,判定该角度所属的扇区,从扇区中提取候选电压控制矢量;

(5) 将候选电压控制矢量代入目标函数 $J = (u_{\alpha(k+1)} - u_{\alpha(k+1)}^*)^2 + (u_{\beta(k+1)} - u_{\beta(k+1)}^*)^2$,选取使得目标函数值最小对应的候选电压控制矢量作为最佳电压控制矢量,其中, $u_{\alpha(k+1)}$ 和 $u_{\beta(k+1)}$ 分别为k+1时刻候选电压控制矢量的 α 和 β 轴分量, $u_{\alpha(k+1)}^*$ 和 $u_{\beta(k+1)}^*$ 分别为k+1时刻电压控制矢量参考值的 α 和 β 轴分量。

2. 根据权利要求1所述的永磁同步电机模型预测控制方法,其特征在于,还包括步骤(6)对最佳电压控制矢量调制后输出。

3. 根据权利要求2所述的永磁同步电机模型预测控制方法,其特征在于,所述步骤(6)按照如下方式调制:

最佳电压控制矢量在数字处理器中表示为数组 $m = \{m_1, m_2, m_3\}$, m_1, m_2, m_3 分别为表示最佳电压控制矢量在三相桥臂的三个脉冲宽度的数值;

$$\text{定义调制比 } q = \sqrt{\frac{u_{\alpha(k+1)}^*{}^2 + u_{\beta(k+1)}^*{}^2}{u_{\alpha(k+1)}{}^2 + u_{\beta(k+1)}{}^2}};$$

如果调制比 $q < 1$,则最佳电压控制矢量调制后的数组表达式为 $m^* = \{qm_1, qm_2, qm_3\}$;如果 $q \geq 1$,则最佳电压控制矢量调制后的数组表达式 $m^* = \{m_1, m_2, m_3\}$ 。

4. 根据权利要求1或2或3所述的永磁同步电机模型预测控制方法,其特征在于,所述电压控制矢量角度均匀分为多个扇区,每个扇区含有相同数量的多个候选电压控制矢量。

5. 根据权利要求4所述的永磁同步电机模型预测控制方法,其特征在于,所述扇区共计十二个,所述候选电压控制矢量共计十八个。

永磁同步电机模型预测控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及永磁同步电机控制技术领域,更具体地,涉及一种永磁同步电机模型预测控制方法。

背景技术

[0002] 永磁同步电机目前主要有两种控制策略:矢量控制和直接转矩控制。近些年来由于微处理器的快速发展,数字控制器的计算能力有了大大的提升,使得一些高级控制算法得以在电机控制当中实现,其中模型预测控制算法以其较好的控制性能,得到了广泛的关注。

[0003] 模型预测控制与直接转矩控制相比,直接转矩开关表是预先设定好了的,当电机处于不同运行状态时所得到的控制性能不一定是最优的,而模型预测控制算法通过在线计算最优电压矢量可以保证电机在任何时刻的性能都是最优的,但是由于待选电压矢量数目比较的多(一般两电平逆变器有8个待选电压矢量)导致大量的重复计算量,因此需要性能较好,计算能力比较强的微处理器才能实现模型预测控制算法。

[0004] 与矢量控制相比,模型预测控制算法通过计算选择出的最佳电压矢量作用一个开关周期,不需要计算电压矢量作用时间;矢量控制利用空间矢量调制可以产生任意电压矢量,因此需要计算各个矢量的作用时间。由于矢量控制算法产生的电压矢量更加的精确,因此控制电机的性能比模型预测控制算法要好,但是没有模型预测控制算法简单,灵活,不能够处理含有一些约束条件的控制问题。

[0005] 数字控制器由于计算时间,产生了一拍的延迟,在k时刻计算出的最佳电压矢量,并不作用在k时刻,而实际上是作用在k+1时刻,在采样周期较小的情况下,该延迟产生的影响可以忽略,但当采样周期较长时,需要考虑这种延迟的影响,要加以补偿。

发明内容

[0006] 本发明提出一种永磁同步电机模型预测控制方法,其目的在于,利用电机所处的状态信息计算出电压控制矢量参考值,通过判断电压控制矢量参考值所处的扇区来选择最佳电压控制矢量,将计算过程变为搜索过程,避免了大量的重复计算。为了减小电机转矩脉动,利用简单的调制策略,使得最终输出的电压控制矢量可以更加的精确,同时,利用预测的方法弥补微处理器由于计算产生的延迟。

[0007] 为了实现本发明技术目的,本发明提供了一种永磁同步电机模型预测控制方法,包括以下步骤:

[0008] (1)在当前时刻k采集永磁同步电机的定子三相电流,将采集的三相电流转换到 $\alpha\beta$ 坐标系;

[0009] (2)依据当前时刻 $\alpha\beta$ 坐标系的电流值,预测k+1时刻的电流值和k+2时刻的电流参考值;

[0010] (3)以k+2时刻的电流参考值为控制目标,依据预测的k+1时刻电流值计算k+1时刻

的电压控制矢量参考值；

[0011] (4)解析k+1时刻的电压控制矢量参考值对应的角度,判定该角度所属的扇区,从扇区中提取候选电压控制矢量;

[0012] (5)将候选电压控制矢量代入目标函数 $J=(u_{\alpha(k+1)}-u_{\alpha(k+1)}^*)^2+(u_{\beta(k+1)}-u_{\beta(k+1)}^*)^2$,选取使得目标函数值最小对应的候选电压控制矢量作为最佳电压控制矢量,其中, $u_{\alpha(k+1)}$ 和 $u_{\beta(k+1)}$ 分别为k+1时刻候选电压控制矢量的α和β轴分量, $u_{\alpha(k+1)}^*$ 和 $u_{\beta(k+1)}^*$ 分别为k+1时刻电压控制矢量参考值的α和β轴分量。

[0013] 进一步地,还包括步骤(6)对最佳电压控制矢量调制后输出。

[0014] 进一步地,所述步骤(6)按照如下方式调制:

[0015] 最佳电压控制矢量在数字处理器中表示为数组 $m=\{m_1, m_2, m_3\}$, m_1, m_2, m_3 分别为表示最佳电压控制矢量在三相桥臂的三个脉冲宽度的数值;

[0016] 定义调制比 $q=\sqrt{\frac{u_{\alpha(k+1)}^{*2}+u_{\beta(k+1)}^{*2}}{u_{\alpha(k+1)}^{*2}+u_{\beta(k+1)}^{*2}}}$;

[0017] 如果调制比 $q<1$,则最佳电压控制矢量调制后的数组表达式为 $m^*=\{qm_1, qm_2, qm_3\}$;如果 $q \geq 1$,则最佳电压控制矢量调制后的数组表达式 $m^*=\{m_1, m_2, m_3\}$ 。

[0018] 进一步地,所述电压控制矢量角度均匀分为多个扇区,每个扇区含有相同数量的多个候选电压控制矢量。

[0019] 进一步地,所述扇区共计十二个,所述候选电压控制矢量共计十八个。

[0020] 本发明的有益效果体现在:

[0021] 1、在静止坐标系(αβ坐标系)下对永磁同步电机进行控制,避免了dq与αβ坐标系之间的转换,减少了算法的计算量。

[0022] 2、利用电机所处的状态信息计算出电压控制矢量参考值,通过判断给定电压控制矢量参考值所处的扇区来选择最佳电压矢量,将计算过程变为搜索过程,避免了大量的重复计算。

[0023] 3、在k时刻通过对电机状态进行预测得到k+1时刻的电机状态,来弥补微处理器由于计算产生的延迟。

[0024] 4、进一步地,增加待选电压矢量,在原有6个有效电压矢量基础之上通过矢量合成方法产生多个(譬如18个)待选的电压矢量如图3所示,这样可以使得产生的电压矢量可以更加的精确,减小电机转矩脉动。

[0025] 5、进一步地,根据微处理器产生电压矢量的原理提出一种能够任意改变待选电压控制矢量模长的调制方法,该方法与空间矢量调制方法相比,计算简便,不需要复杂的计算公式来计算占空比。

[0026] 综上所述,本发明提出的模型预测控制简化算法,在简化模型预测控制算法的同时,与调制策略相结合,并且通过预测的方法弥补处理器产生的延迟,来进一步提高模型预测控制算法的性能。

附图说明

[0027] 图1为本发明方法流程图;

- [0028] 图2为8个待选电压矢量图；
- [0029] 图3为18个待选电压矢量图；
- [0030] 图4为电压矢量生成原理图；
- [0031] 图5为电压矢量调制原理图；

具体实施方式

[0032] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。此外,下面所描述的本发明各个实施方式中所涉及到的技术特征只要彼此之间未构成冲突就可以相互组合。

[0033] 一、建立永磁同步电机数学模型

[0034] 下文中变量带下标(k)表示变量在k时刻的数值,上标*表示参考值。

[0035] 永磁同步电机在 $\alpha\beta$ 坐标系下数学方程式如下:

$$[0036] \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + C \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0037] 其中, u_α 和 u_β 表示输出电压控制矢量 α 轴和 β 轴分量; i_α 和 i_β 表示定子电流 α 轴和 β 轴分量; ψ_α 和 ψ_β 表示永磁磁链 α 轴和 β 轴分量; R_s 为定子电阻, L_s 为定子自感, ω 为电角速度。

[0038] 由于采取数字控制器对电机进行控制,对式(1)电机数学模型进行离散,可以得到预测模型如下:

$$[0039] \begin{bmatrix} i_{\alpha(k+1)} \\ i_{\beta(k+1)} \end{bmatrix} = (AT_s - I) \begin{bmatrix} i_{\alpha(k)} \\ i_{\beta(k)} \end{bmatrix} + BT_s \begin{bmatrix} u_{\alpha(k)} \\ u_{\beta(k)} \end{bmatrix} + CT_s \begin{bmatrix} \psi_{\alpha(k)} \\ \psi_{\beta(k)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0040] 其中 T_s 为采样周期。

[0041] 永磁同步电机反电动势可以表示为 $\begin{bmatrix} e_{\alpha(k)} \\ e_{\beta(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega & 0 \\ 0 & \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha(k)} \\ \psi_{\beta(k)} \end{bmatrix}$,假定在一个采样周期内反电动势保持不变即 $\begin{bmatrix} e_{\alpha(k)} \\ e_{\beta(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha(k-1)} \\ e_{\beta(k-1)} \end{bmatrix}$,根据式(2)电压方程可以得到反电动势观测值为:

$$[0042] \begin{bmatrix} e_{\alpha(k)} \\ e_{\beta(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{L_s}{T_s} \\ \frac{L_s}{T_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha(k)} \\ i_{\beta(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_s}{T_s} - R_s \\ R_s - \frac{L_s}{T_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha(k-1)} \\ i_{\beta(k-1)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha(k-1)} \\ u_{\beta(k-1)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0043] 将式(3)带入式(2)中的第3项,可以将式(2)简化为:

$$[0044] \begin{bmatrix} i_{\alpha(k+1)} \\ i_{\beta(k+1)} \end{bmatrix} = AT_s \begin{bmatrix} i_{\alpha(k)} \\ i_{\beta(k)} \end{bmatrix} - (AT_s - I) \begin{bmatrix} i_{\alpha(k-1)} \\ i_{\beta(k-1)} \end{bmatrix} + BT_s \left(\begin{bmatrix} u_{\alpha(k)} \\ u_{\beta(k)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha(k-1)} \\ u_{\beta(k-1)} \end{bmatrix} \right) \quad (4)$$

[0045] 二、本发明模型预测控制方法

[0046] 预测控制方法请参见图1。

[0047] 1)最佳电压矢量选择策略

[0048] 假定参考电压控制矢量能够使得定子电流 $\alpha\beta$ 轴分量准确无误差跟踪参考电流 $\alpha\beta$ 轴分量,因此令:

$$\begin{cases} i_{\alpha(k+1)}^* = i_{\alpha(k+1)}^* \\ i_{\beta(k+1)}^* = i_{\beta(k+1)}^* \end{cases} \quad (5)$$

[0050] 将式(5)带入到式(4)当中,可以得到参考电压矢量的表达式为:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha(k)}^* \\ u_{\beta(k)}^* \end{bmatrix} = B^{-1}T_s^{-1}\left(\begin{bmatrix} i_{\alpha(k+1)}^* \\ i_{\beta(k+1)}^* \end{bmatrix} - AT_s \begin{bmatrix} i_{\alpha(k)} \\ i_{\beta(k)} \end{bmatrix} + (AT_s - I)\begin{bmatrix} i_{\alpha(k-1)} \\ i_{\beta(k-1)} \end{bmatrix}\right) + \begin{bmatrix} u_{\alpha(k-1)} \\ u_{\beta(k-1)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0052] 由于微处理器采样和计算需要一定的时间,在k时刻计算出的电压控制矢量值并不是真正作用在k时刻而是作用在k+1时刻。为了弥补这一延迟,本发明通过预测k+1时刻电压控制矢量参考值,提前计算k+1时刻电压控制矢量方法来弥补计算产生的延迟时间。

[0053] 假定 $\alpha\beta$ 轴参考电流为标准正弦波,则参考电流预测方程表达式为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha(k+1)}^* \\ i_{\beta(k+1)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha(k)}^* \\ i_{\beta(k)}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0055] 为了得到k+1时刻的电压控制矢量参考值,需要预测k+2时刻的参考电流 $\alpha\beta$ 轴分量,k+1时刻定子电流 $\alpha\beta$ 轴分量。分析可知,可以利用式(4)对k+1时刻定子电流 $\alpha\beta$ 轴分量直接预测,而k+2时刻的参考电流 $\alpha\beta$ 轴分量需要利用式(7)预测两次得到,预测公式表示为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha(k+2)}^* \\ i_{\beta(k+2)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\omega T_s) & -\sin(2\omega T_s) \\ \sin(2\omega T_s) & \cos(2\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha(k)}^* \\ i_{\beta(k)}^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

[0057] 根据式(4)和式(8),可以进一步得到k+1时刻电压控制矢量参考值的表达式为:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha(k+1)}^* \\ u_{\beta(k+1)}^* \end{bmatrix} = B^{-1}T_s^{-1}\left(\begin{bmatrix} i_{\alpha(k+2)}^* \\ i_{\beta(k+2)}^* \end{bmatrix} - AT_s \begin{bmatrix} i_{\alpha(k+1)} \\ i_{\beta(k+1)} \end{bmatrix} + (AT_s - I)\begin{bmatrix} i_{\alpha(k)} \\ i_{\beta(k)} \end{bmatrix}\right) + \begin{bmatrix} u_{\alpha(k)} \\ u_{\beta(k)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

[0059] 由于逆变器的不同开关状态组合,产生8种不同的待选电压矢量,其中6个为有效矢量,另外2个为零矢量,不产生输出电压,如图2所示。为了使得选择出的电压控制矢量与电压控制矢量参考值最接近,将待选电压矢量所构成的平面划分为6个扇区,如图2所示,根据参考电压矢量角度所处的扇区,判定该扇区内的电压矢量为最佳电压控制矢量。

[0060] 为了进一步减小由于输入电压跳变导致的转矩脉动,将待选电压矢量由原来的6个有效电压矢量通过矢量合成的方法增为18个(不局限于18个),如图3所示。根据图3的扇区划分方法来选择候选电压矢量,具体如下表所示:

[0061]	矢量 V	α 轴分量(u_α)	β 轴分量(u_β)	所属扇区
--------	------	----------------------------	--------------------------	------

V_1	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	1,12
V_{12}	$\frac{5}{9}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	1
V_{21}	$\frac{4}{9}V_{dc}$	$\frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	2
V_2	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	2,3
V_{23}	$\frac{1}{9}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	3
V_{32}	$-\frac{1}{9}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	4
V_3	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	4,5
V_{34}	$-\frac{4}{9}V_{dc}$	$\frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	5
V_{43}	$-\frac{5}{9}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	6
[0062] V_4	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	6,7
V_{45}	$-\frac{5}{9}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	7
V_{54}	$-\frac{4}{9}V_{dc}$	$-\frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	8
V_5	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	8,9
V_{56}	$-\frac{1}{9}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	9
V_{65}	$\frac{1}{9}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	10
V_6	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	10,11
V_{61}	$\frac{4}{9}V_{dc}$	$-\frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	11
V_{16}	$\frac{5}{9}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{9}V_{dc}$	12

[0063] 表中, V_{dc} 表示为直流母线电压。

[0064] 由于每个扇区候选电压矢量不唯一, 因此为了进一步选择出最佳电压控制矢量,

构建目标函数如下：

[0065] $J = (u_{\alpha(k+1)} - u_{\alpha(k+1)}^*)^2 + (u_{\beta(k+1)} - u_{\beta(k+1)}^*)^2 \quad (10)$

[0066] 使得目标函数值最小的为最佳电压控制矢量。

[0067] 2)电压矢量调制方法

[0068] 当电机运行在稳定状态时,参考电压矢量的模长会比较的小,但是最佳电压控制矢量的模长不会改变,会与参考电压矢量模长有较大的误差,导致电机转矩脉动变大。因此,为了减小电机转矩脉动,定义调制比为:

[0069] $q = \sqrt{\frac{u_{\alpha(k+1)}^*}{u_{\alpha(k+1)}}^2 + \frac{u_{\beta(k+1)}^*}{u_{\beta(k+1)}}^2} \quad (11)$

[0070] 其中,q<1,若q>1,则令q=1。

[0071] 微处理器通过计数器以及比较器产生电压矢量,计数器从0以相同时间间隔递增记数,当计数达到最大值M时变为递减计数到达0为一个计数周期,之后会重复该计数方式。比较器里面存储着一个固定的数值,当比较器和计数器数值大小相同的时候,输出电平发生改变,即开关管的开关状态发生改变,如图4所示。不同电压矢量所对应三相桥臂的占空比不同,因此可以利用数组 $m = \{m_1, m_2, m_3\}$ 来表示电压矢量,数组的三个分量 m_1, m_2, m_3 分别对应三个桥臂占空比所对应的数值大小。

[0072] 为了分析数组三个分量数值大小与三相桥臂占空比的关系,假定某一电压矢量三相桥臂的占空比为 d_1, d_2, d_3 ,那么根据微处理产生电压矢量的原理,可以得到相应的占空比所对应的数值大小为:

[0073] $\begin{cases} m_1 = d_1 M \\ m_2 = d_2 M \\ m_3 = d_3 M \end{cases} \quad (12)$

[0074] 其中,M为计数器计数的最大数值。

[0075] 因此,如果某一桥臂所对应的数值m减小q倍,那么根据图5可知,该桥臂的占空比也会相应减小q倍。根据对单个桥臂的分析可知,电压矢量所对应的数值乘以之前定义的调制比q,得到调制后电压矢量所对应的数组为 $m^* = \{qm_1, qm_2, qm_3\}$,则调制后的电压矢量的模长将会减小到调制前的q倍。因此,改变调制比的大小就可以灵活的改变待选电压矢量的模长,从而能够得到更加精确的电压控制矢量,减小电机的转矩脉动。最后,将之前选择出的最佳电压控制矢量,经过调制以后作为最终的输出电压控制矢量。

[0076] 本领域的技术人员容易理解,以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

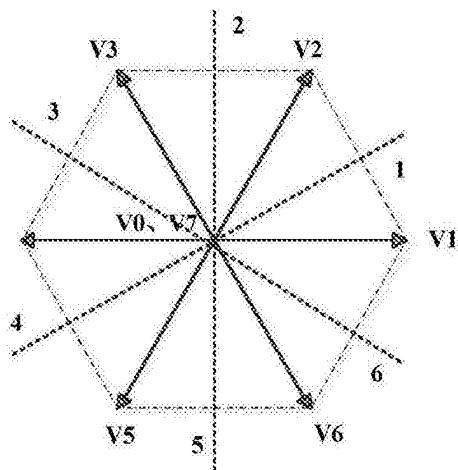
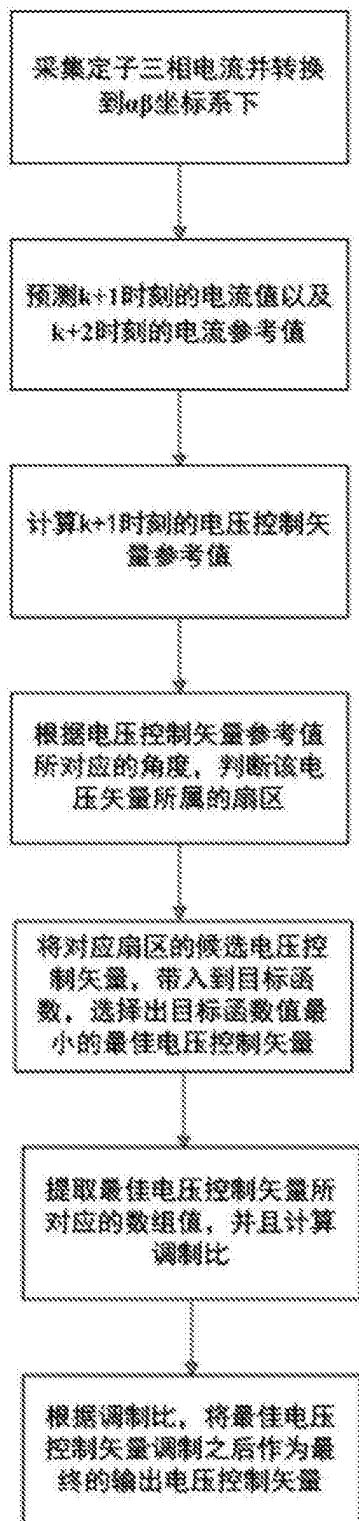


图2

图1

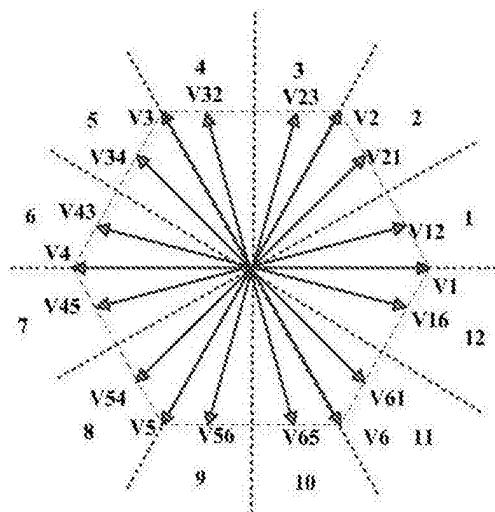


图3

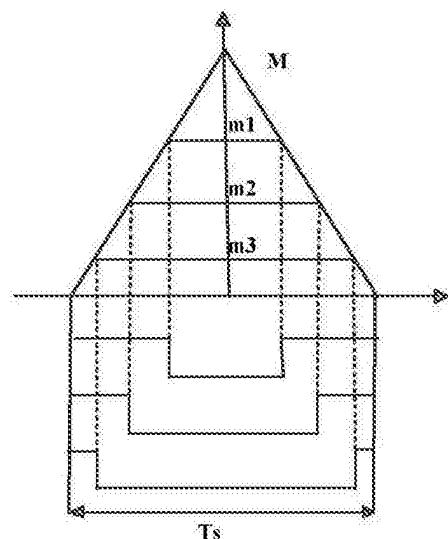


图4

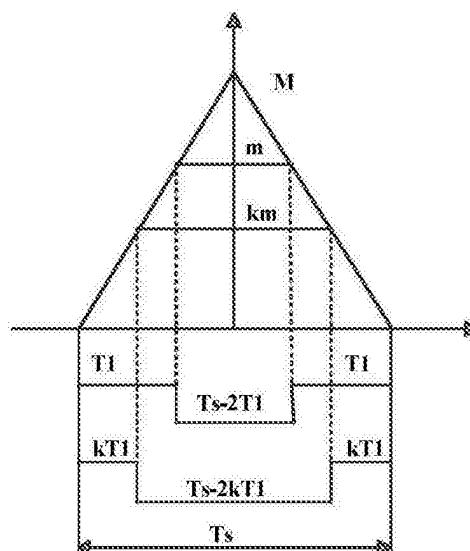


图5