一种永磁同步电机可视化双矢量调制模型预测控制方法

郭磊磊,王朋帅,李琰琰,陈亚斐,金 楠 (郑州轻工业大学 电气信息工程学院,河南 郑州 450002)

摘要:针对常规永磁同步电机单矢量模型预测控制存在电流谐波较大的问题,采用了一种永磁同步电机双矢 量调制模型预测控制方法,以降低电流谐波。首先,定义了一个与常规单矢量模型预测控制相同的目标函 数;然后,根据逆变器8个基本电压矢量构建了12个虚拟电压矢量,在计算电压矢量作用时间时,假设每个电 压矢量的作用时间与其对应的目标函数值成反比;最后,为了降低计算量,使用了一种改进的电压矢量预选 方法,但该双矢量调制模型预测控制方法仍缺乏严格的理论基础。因此提出一种可视化方法来详细证明了 所述双矢量调制模型预测控制的有效性,从而为调制模型预测控制及其推广应用提供了坚实的理论基础。 所提可视化分析方法还可以扩展到三矢量模型预测控制中。详细的对比实验结果验证了所述控制方法的有 效性以及所提可视化分析的正确性。

关键词:永磁同步电机;双矢量;模型预测控制;可视化;有效性证明中图分类号:TM 341文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202205058

0 引言

近年来,永磁同步电机因其具有效率高、功率密 度大等优点而在新能源汽车、飞轮储能、风力发电等 领域得到广泛应用^[1-3]。为了实现永磁同步电机的 高性能控制,矢量控制和直接转矩控制得到广泛研 究和应用^[4-5]。然而,矢量控制需要复杂的脉宽调制 (pulse width modulation,PWM)模块,而直接转矩控 制则存在转矩脉动较大等问题。为了解决永磁同 步电机常规控制策略所存在的缺点,近年来,各种 新型控制策略得到广泛研究^[6-7]。

2007年,智利圣玛利亚理工大学J. Rodriguez教授等在文献[8]中提出了一种两电平电压源逆变器模型预测控制策略。该方法具有无需设计PI控制参数、无需设计PWM模块即可实现逆变器快速控制的优点,因此其在PWM整流器^[9]、交流电机控制^[10]等领域迅速得到广泛研究。然而,常规的模型预测控制策略由于每个控制周期仅使用1个电压矢量,导致电流和转矩纹波较大。虽然提高采样频率可以减小预测控制的电流和转矩纹波,但采样时间受控制算法计算量的限制。

为了减小电流和转矩纹波,诸多学者在文献[8]

收稿日期:2021-10-20;修回日期:2022-01-06 在线出版日期:2022-05-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707176);河南省 青年人才托举工程项目(2019HYTP021);河南省科技攻关计 划项目(212102210021)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51707176), the Youth Talent Support Project of Henan Province (2019HYTP021) and the Key Research, Development and Promotion Special Project (Science and Technology) of Henan Province (212102210021) 的基础上提出并研究了双矢量及三矢量模型预测控 制策略。与文献[8]不同,双矢量法在每个控制周期 同时选择2个电压矢量进行作用,从而可以提高电 流和转矩控制精度,减小纹波^[11]。三矢量法则在每 个控制周期同时选择3个电压矢量进行作用,从而 可进一步减小电流和转矩纹波^[12]。然而,虽然上述 多矢量模型预测控制方法有助于改善永磁同步电机 的动稳态控制性能,但也存在计算量大等问题。

为了实现多矢量模型预测控制并降低计算量, 文献[13-14]提出并研究了一种调制模型预测控制 策略。与文献[11-12]不同,文献[13-14]所提方法 在计算电压矢量作用时间时,假设每个电压矢量的 作用时间与其目标函数值成反比,电压矢量作用时 间计算方法具有实现简单、计算量小、不会出现矢量 作用时间小于0或大于控制周期的问题等优点,因 此在矩阵变换器^[15]、有源电力滤波器^[16]控制等领域 得到广泛研究。然而,虽然诸多学者研究了调制模 型预测控制策略,并通过仿真和实验验证了其有效 性,但直接假设电压矢量作用时间与其目标函数值 成反比仍缺乏严格的理论基础,这阻碍了这类方法 的推广应用。

为了解决这一问题,文献[17]提出了基于电压 矢量几何关系的分析方法,初步证明了多矢量调制 模型预测控制的有效性,但该方法只能证明当目标 函数为电流误差的平方和的开方形式时多矢量调制 模型预测控制的有效性。一旦目标函数采用电流误 差绝对值之和或电流误差平方和的形式时,由于电 压矢量和目标函数的关系变得很复杂,文献[17]所 提基于几何关系的分析方法将不再适用。

因此,本文提出了一种新的可视化分析方法,并 将其分别用于分析不同目标函数下的双矢量调制模 型预测控制,从而进一步证明了双矢量调制模型预测控制的有效性。与文献[17]相比,本文所提方法 是一种基于代数关系的分析方法,不受几何关系的 限制,因此这是一种更广义的分析方法。此外,本文 所提可视化分析方法还可以扩展到三矢量模型预测 控制中。详细的实验结果验证了多矢量调制模型预 测控制的有效性以及所提可视化理论分析的正 确性。

1 常规单矢量模型预测控制方法

本文以两电平电压源逆变器驱动永磁同步电 机为研究对象,其拓扑结构如图1(a)所示。图中: u_{de} 为直流侧母线电压;O为电压中性点; S_1 — S_6 为逆 变器6个开关管; i_a 、 i_b 、 i_e 为三相电流。两电平逆变器 共能产生8个电压矢量,包括2个零矢量($u_0(000)$ 和 $u_7(111)$)、3个奇矢量($u_1(100)$ 、 $u_3(010)$ 、 $u_5(001)$)和 3个偶矢量($u_2(110)$ 、 $u_4(011)$ 、 $u_6(101)$),如图1(b) 所示。



图1 系统的拓扑结构和电压矢量

Fig.1 Topology structure and voltage vectors of system

在*α*β静止坐标系下,永磁同步电机的数学模型 可表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_{s}}{L_{s}}i_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L_{s}} - \frac{e_{\alpha}}{L_{s}} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_{s}}{L_{s}}i_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L_{s}} - \frac{e_{\beta}}{L_{s}} \end{cases}$$
(1)

式中: i_{α} 、 i_{β} 为永磁同步电机的定子电流; u_{α} 、 u_{β} 为永磁 同步电机的定子电压,即逆变器的输出电压; R_{s} 为定 子电阻; L_{s} 为定子电感; e_{α} 、 e_{β} 为永磁同步电机的等效 反电动势,且满足式(2)所示关系。

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix}$$
(2)

式中: θ_r 为永磁同步电机的转子角度; ω_r 为同步转 速; ψ_r 为永磁体磁链。

对式(1)进行离散化,可得:

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+1) = \left(1 - \frac{R_{s}T_{s}}{L_{s}}\right) i_{\alpha}(k) + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left(u_{\alpha}(k) - e_{\alpha}(k)\right) \\ i_{\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{R_{s}T_{s}}{L_{s}}\right) i_{\beta}(k) + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left(u_{\beta}(k) - e_{\beta}(k)\right) \end{cases}$$
(3)

式中:x(k)、x(k+1)分别表示变量 $x \propto k$ 、k+1时刻的 值,x代表 i_a 、 i_a 、 u_a 、 u_a 、 e_a , e_a ; T_s 为控制周期。

为了补偿模型预测控制的固有延时,可将上一个周期选择的最优电压矢量 $u=[u_{\alpha} u_{\beta}]^{T}$ 代入式(3)预测 k+1时刻的电流 $i_{\alpha}(k+1), i_{\beta}(k+1), 然后将逆变器的 8 个电压矢量和电流 <math>i_{\alpha}(k+1), i_{\beta}(k+1)$ 代入式(4)预测 k+2时刻的电流 $i_{\alpha}(k+2), i_{\beta}(k+2), 进而将预测值代入式(5)所示的目标函数 g 中进行最优电压矢量选择,并将使目标函数最小的电压矢量作用于永磁同步电机。$

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+2) = \left(1 - \frac{R_{s}T_{s}}{L_{s}}\right) i_{\alpha}(k+1) + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left(u_{\alpha}(k+1) - e_{\alpha}(k+1)\right) \\ i_{\beta}(k+2) = \left(1 - \frac{R_{s}T_{s}}{L_{s}}\right) i_{\beta}(k+1) + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left(u_{\beta}(k+1) - e_{\beta}(k+1)\right) \end{cases}$$

$$g = |i_{\alpha}^{*} - i_{\alpha}(k+2)| + |i_{\beta}^{*} - i_{\beta}(k+2)|$$
(5)

式中:i^{*}_a、i^{*}_b为参考电流。

由于常规永磁同步电机模型预测控制策略的每 个控制周期仅使用1个电压矢量,导致其电流和转 矩纹波较大。针对该问题,文献[13]提出了永磁同 步电机双矢量调制模型预测控制方法,但该方法缺 乏严格的理论证明,导致其推广应用受到阻碍。因 此,本文提出了一种可视化分析方法,从理论上验证 其有效性。

2 双矢量调制模型预测控制

2.1 虚拟矢量合成

为了便于对比与常规单矢量模型预测控制的区别,本文所述双矢量调制模型预测控制的目标函数 同样定义为电流误差的绝对值之和,如式(6)所示。

$$G = \left| i_{\alpha}^{*} - i_{\alpha}(k+2) \right| + \left| i_{\beta}^{*} - i_{\beta}(k+2) \right|$$
(6)

如图1(b)所示,由于两电平逆变器的8个基本 电压矢量的幅值和相位固定,因此,每个周期仅有1 个电压矢量作用时,其控制精度较低。

为了提高控制精度,降低电流和转矩谐波,本文 将相邻电压矢量进行两两组合,构成了12组双矢量 组合,由此可以合成12个虚拟矢量,包括6个虚拟奇 矢量($u_{v1}(u_0, u_1), u_{v3}(u_0, u_2), u_{v5}(u_0, u_3), u_{v7}(u_0, u_4), u_{v9}(u_0, u_5), u_{v11}(u_0, u_6))和6个虚拟偶矢量(<math>u_{v2}(u_1, u_2), u_{v4}(u_2, u_3), u_{v6}(u_3, u_4), u_{v8}(u_4, u_5), u_{v10}(u_5, u_6), u_{v12}(u_6, u_1)),$ 如图2所示。图中每个虚拟矢量与基本矢量之 间的组合关系满足式(7)。



图 2 电压矢量组合 Fig.2 Combinations of voltage vectors

$$\boldsymbol{u}_{vi} = \frac{t_{i,u_j}}{T_s} \boldsymbol{u}_j + \frac{t_{i,u_i}}{T_s} \boldsymbol{u}_k$$
(7)

式中: $u_{vi}(i=1,2,\cdots,12)$ 为合成的虚拟矢量: $u_{j}(j=0, 1,\cdots,6)$ 、 $u_{k}(k=0,1,\cdots,6)$ 为逆变器的基本电压矢量: $t_{i,u_{j}}$ 和 $t_{i,u_{k}}$ 分别为 u_{j} 和 u_{k} 的作用时间,且满足式(8) 所示关系。

$$t_{i,\mu} + t_{i,\mu} = T_s \tag{8}$$

由图2可知:当采用零矢量和非零矢量组合时, 组合后的虚拟矢量幅值可调;当采用2个非零矢量组 合时,组合后的虚拟矢量相位可调。因此,当每个控 制周期同时采用2个电压矢量时,由于电压矢量自 由度的增加,转矩和电流控制精度均可以得到提高。

根据调制模型预测控制原理,为了合理计算式 (7)中每个电压矢量的作用时间,可假设矢量作用时 间与其目标函数值成反比^[13-14],即满足:

$$t_s = \frac{m}{G_s} \tag{9}$$

式中:m为一个正的比例系数;t_s(s=0,1,…,6)为每 个基本电压矢量的作用时间;G_s(s=0,1,…,6)为每 个基本电压矢量所对应的目标函数。

结合式(8)和式(9)即可计算出合成每个虚拟电 压矢量时,2个基本电压矢量所对应的作用时间。 以虚拟矢量 u_{r1} 为例, u_{r1} 由 u_0 和 u_1 合成,而 u_0 和 u_1 的 作用时间可根据式(8)和式(9)计算得到,满足:

$$\begin{cases} t_{1,u_0} = \frac{G_1}{G_0 + G_1} T_s \\ t_{1,u_1} = \frac{G_0}{G_0 + G_1} T_s \end{cases}$$
(10)

2.2 电压矢量预选与优化

由于每个控制周期需要同时对合成的12个虚 拟矢量进行在线优化,这大幅增加了计算量。为了 简化算法,本文采用了一种改进的矢量预选策略,可 将每个周期需要优化的电压矢量数量由12个减少 为3个。

首先,本文将图2所示的电压矢量平面平均分为6个扇区(扇区 I—VI),每个扇区由相邻的2个非 零矢量和1个零矢量组成;其次,令 t_{2N,u_x} , $t_{2N,u_{x+1}}$ (N= 1,2,…,6)均为 $T_s/2$,此时6个虚拟偶矢量 u_{v2N} 为6个 扇区的中间矢量,将这6个虚拟矢量依次代入式(4) 和式(6),并通过目标函数比较优化,可得到最优虚 拟电压矢量;然后,可根据最优虚拟电压矢量所在扇 区选择需要在线优化的3个虚拟矢量,如附录A表 A1所示;在确定了3个备选虚拟矢量后,需要根据式 (8)和式(9)计算电压矢量作用时间,进而确定3个 备选虚拟矢量的大小,再将这3个备选虚拟矢量代 入式(5)进行目标函数优化,并选择使目标函数最小 的电压矢量作为最优矢量,在下一周期用于控制永 磁同步电机。为了清晰起见,附录A图A1给出了本 文所述方法的控制流程图。

2.3 可视化理论分析

由于双矢量模型预测控制所使用的12个虚 拟电压矢量是可调的,在电压矢量图形上可以理解 为其幅值与相位是可调节的,因此可以通过适当 地使用虚拟电压矢量来降低控制误差。虽然文献 [13-14]在假设每个电压矢量的持续时间与其目标 函数值成反比的情况下研究了模型预测控制策略, 但仍然缺乏严格的理论依据。为此,本文提出了一 种可视化分析方法,对比分析双矢量模型预测控制 的控制误差,为双矢量模型预测控制的有效性提供 理论依据。

首先,根据式(1)和无差拍理论可知^[18],当下一 周期实际电流跟踪参考值时,参考电压满足:

$$\begin{cases} u_{\alpha\alphaef} = R_{s}i_{\alpha}(k+1) + e_{\alpha}(k+1) + L_{s}\frac{i_{\alpha}^{*} - i_{\alpha}(k+1)}{T_{s}} \\ u_{\beta\alphaef} = R_{s}i_{\beta}(k+1) + e_{\beta}(k+1) + L_{s}\frac{i_{\beta}^{*} - i_{\beta}(k+1)}{T_{s}} \end{cases}$$
(11)

式中:uaref、uBref为参考电压。

联立式(4)、式(6)和式(11)可得:

$$G = \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\alpha ref} - u_{\alpha}(k+1) \right| + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\beta ref} - u_{\beta}(k+1) \right| \quad (12)$$

由此可见,式(6)所示电流误差目标函数可以等 价转化为电压误差目标函数。

其次,将式(12)作为新的目标函数对双矢量模型预测控制的有效性进行分析。以参考电压矢量位 于扇区 I 为例,定义 G_{mu},为基本电压矢量 u_i作用时所 对应的电压误差目标函数。附录 A 图 A2 为扇区 I 常 规单矢量模型预测控制电压误差目标函数几何分析 图。由图可知,当参考电压矢量位于扇区 I 任意位 置时,基本电压矢量 u₀、u₁、u₂所对应的目标函数为:

$$\begin{cases} G_{mu_{0}} = \frac{T_{s}}{L_{s}} \left(u_{\alpha ref} + u_{\beta ref} \right) \\ G_{mu_{i}} = \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\alpha 1} - u_{\alpha ref} \right| + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\beta 1} - u_{\beta ref} \right| \\ G_{mu_{2}} = \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\alpha 2} - u_{\alpha ref} \right| + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\beta 2} - u_{\beta ref} \right| \end{cases}$$
(13)

式中: $u_{\alpha i}$ 、 $u_{\beta i}$ (*i*=1,2)分别为 u_i 的 α 、 β 轴分量。

同理,定义G_{nu}为虚拟矢量 u_{vi}作用时所对应的 电压误差目标函数,其几何分析如附录A图A3所 示。利用基本电压矢量 u₀、u₁、u₂所对应的电压误差 目标函数,并结合式(7)—(9)可计算出虚拟矢量 u_{v1}、u_{v2}、u_{v3}与基本电压矢量关系表达式为:

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{v1} = \frac{G_{mu_1}}{G_{mu_0} + G_{mu_1}} \boldsymbol{u}_0 + \frac{G_{mu_0}}{G_{mu_0} + G_{mu_1}} \boldsymbol{u}_1 \\ \boldsymbol{u}_{v2} = \frac{G_{mu_2}}{G_{mu_1} + G_{mu_2}} \boldsymbol{u}_1 + \frac{G_{mu_1}}{G_{mu_1} + G_{mu_2}} \boldsymbol{u}_2 \\ \boldsymbol{u}_{v3} = \frac{G_{mu_2}}{G_{mu_0} + G_{mu_2}} \boldsymbol{u}_0 + \frac{G_{mu_0}}{G_{mu_0} + G_{mu_2}} \boldsymbol{u}_2 \end{cases}$$
(14)

因此由图A3可知,当参考电压矢量位于扇区 I 任意位置时,虚拟矢量 *u*_{v1}、*u*_{v2}、*u*_{v3}所对应的目标函 数为:

$$\begin{cases} G_{nu_{\alpha l}} = \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\alpha v1} - u_{\alpha ref} \right| + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\beta v1} - u_{\beta ref} \right| \\ G_{nu_{\alpha 2}} = \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\alpha v2} - u_{\alpha ref} \right| + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\beta v2} - u_{\beta ref} \right| \\ G_{nu_{\alpha 3}} = \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\alpha v3} - u_{\alpha ref} \right| + \frac{T_{s}}{L_{s}} \left| u_{\beta v3} - u_{\beta ref} \right| \end{cases}$$
(15)

式中: $u_{\alpha v i}$ 、 $u_{\beta v i}$ (*i*=1,2,3)分别为 $u_{v i}$ 的 α 、 β 轴分量。

然后,定义g₁,g₂分别为单矢量模型预测控制和 双矢量调制模型预测控制在扇区 I 内选取的最小目 标函数,如式(16)所示。为了表明本文所述双矢量 调制模型预测控制方法的有效性,本文将扇区 I 内 双矢量调制模型预测控制与单矢量模型预测控制的 最小目标函数进行对比分析,当证明双矢量调制模 型预测控制最小目标函数更小,即g₂<g₁时,代表其 控制误差更小,其控制效果也更优。

$$\begin{cases} g_{1} = \min(G_{mu_{0}}, G_{mu_{1}}, G_{mu_{2}}) \\ g_{2} = \min(G_{nu_{0}}, G_{nu_{0}}, G_{nu_{0}}) \end{cases}$$
(16)

最后,以参考电压 u_{ref} 位于扇区 I内任意位置情况下,基于2种控制的最小目标函数画出关于误差 $J=g_2-g_1$ 的可视化三维图,可视图以扇区 I所在区域作为零平面,以误差J作为纵轴进行结果分析,如图3所示。由图可知,可视化三维图全部位于零平



图3 所述方法有效性分析可视图(扇区 I)

Fig.3 Visual diagram of effectiveness analysis of described method(Sector I)

面下方,误差 $J \le 0$,即 $g_2 \le g_1$,其中当参考电压矢量位 于扇区 I内3个基本电压矢量 u_0 、 u_1 、 u_2 位置时 $g_2 = g_1$ 。因此,在扇区 I内双矢量调制模型预测控制的 误差更小、效果更优。

同理,可以得到扇区Ⅱ—Ⅵ内关于误差J的可 视化三维图,如附录A图A4所示。由图可知,其他 扇区可以得到与扇区Ⅰ相同的结论,即双矢量调制 模型预测控制效果优于单矢量模型预测控制。

图4为双矢量模型预测控制有效性分析可视化 总图。由图可知,无论参考电压矢量位于哪个扇区, 双矢量调制模型预测控制误差减去单矢量模型预测 控制误差皆小于等于0,即J≤0,因此双矢量调制模 型预测控制可以减小控制误差,降低电流谐波,改善 电流质量。本文所提可视化分析结果验证了双矢量 调制模型预测控制的有效性。



图4 所提方法有效性分析可视总图 Fig.4 General visual diagram of effectiveness analysis of proposed method

上述理论分析建立在式(6)、式(12)所示绝对值 之和目标函数基础上。为了进一步验证本文所提可 视化分析方法的正确性,本文还对如式(17)所示的 另一目标函数*G*、下的双矢量调制模型预测控制进 行了有效性分析,分析结果如图5所示。

$$G_{v} = \left(i_{\alpha}^{*} - i_{\alpha}(k+2)\right)^{2} + \left(i_{\beta}^{*} - i_{\beta}(k+2)\right)^{2}$$
(17)





由图5可见,本文所提可视化分析方法不仅可 为基于式(6)所示目标函数的双矢量调制模型预测 控制的有效性提供理论依据,而且可以为基于式 (17)所示目标函数双矢量调制模型预测控制的有效 性提供理论依据,这证明了本文所提可视化分析方 法的可推广性。

3 所提可视化分析方法的推广

为了进一步证明本文所提可视化分析方法的正确性和可推广性,将其扩展到三矢量调制模型预测控制中,通过可视化分析证明三矢量调制模型预测控制的有效性,从而为三矢量调制模型预测控制提供坚实的理论基础。

首先对基于式(6)所示目标函数的三矢量调制 模型预测控制的有效性进行可视化分析。与双矢量 调制模型预测控制不同,三矢量调制模型预测控制 在每个控制周期采用3个电压矢量作用来提高控制 精度^[19]。其方法是将1个零矢量和2个相邻的非零 矢量进行组合,构成6组三矢量组合,由此可合成6个 虚拟矢量,即u_{vv1}(u₀, u₁, u₂)、u_{vv2}(u₀, u₂, u₃)、u_{vv3}(u₀, u₃, u₄)、u_{vv4}(u₀, u₄, u₅)、u_{vv5}(u₀, u₅, u₆)和u_{vv6}(u₀, u₆, u₁),如附录A图A5所示,图中各虚拟矢量与基本矢 量之间的组合关系如下:

$$\boldsymbol{u}_{\text{vvi}} = \frac{t_{i,u_0}}{T_s} \boldsymbol{u}_0 + \frac{t_{i,u_j}}{T_s} \boldsymbol{u}_j + \frac{t_{i,u_k}}{T_s} \boldsymbol{u}_k$$
(18)

$$t_{i, u_0} + t_{i, u_i} + t_{i, u_k} = T_s \tag{19}$$

式中: \boldsymbol{u}_{vvi} (*i*=1,2,...,6)为合成的虚拟矢量;*j*,*k*=1, 2,...,6。

根据调制模型预测控制原理,为了合理计算式 (18)中每个电压矢量的作用时间,同样假设电压矢 量作用时间与其目标函数值成反比,即满足式(9)所 示关系。结合式(19)和式(9)即可计算出每个电压 矢量的作用时间为:

$$\begin{cases} t_{i, u_{0}} = \frac{G_{j}G_{k}}{G_{0}G_{j} + G_{j}G_{k} + G_{0}G_{k}} T_{s} \\ t_{i, u_{j}} = \frac{G_{0}G_{k}}{G_{0}G_{j} + G_{j}G_{k} + G_{0}G_{k}} T_{s} \\ t_{i, u_{s}} = \frac{G_{0}G_{j}}{G_{0}G_{j} + G_{j}G_{k} + G_{0}G_{k}} T_{s} \end{cases}$$
(20)

式中: G_j 、 G_k 分别为基本电压矢量 u_j 、 u_k 对应的目标函数值。

采用上述同样的可视化分析方法对三矢量调制 模型预测控制进行有效性分析,以6个扇区作为零 平面,以每个扇区内三矢量与单矢量最小目标函数 的误差作为纵轴,可得如附录A图A6(a)所示的可 视化分析结果。由图可见,与单矢量模型预测控制 相比,三矢量调制模型预测控制可以减小控制误差, 从而为三矢量调制模型预测控制的有效性提供了坚 实的理论基础。同理,采用同样的可视化分析方法 可以得到基于式(16)所示目标函数的三矢量调制模 型预测控制可视化分析结果,如附录A图A6(b)所 示。由图可见,采用本文所提可视化分析方法可进 一步证明三矢量调制模型预测控制的有效性。这也 进一步证明了本文所提可视化分析方法的可推广性。

4 实验验证

为了进一步验证本文所述多矢量调制模型预测 控制的有效性以及所提可视化分析的正确性,本文 建立了附录B图B1所示的实验平台,并与常规的单 矢量模型预测控制进行了实验对比研究。实验所用 电机参数如附录B表B1所示。

4.1 双矢量调制模型预测控制实验验证

为了验证本文所述双矢量调制模型预测控制的 有效性,首先进行了电流环实验对比研究。实验时, 电机运行转速设为750r/min,转矩电流设为从5A 突增至15A,励磁电流设为0。图6为单矢量模型预 测控制和双矢量调制模型预测控制下电流环实验结 果。对比图6(a)和图6(b)可知,与单矢量模型预测 控制相比,双矢量调制模型预测控制可以大幅提高 电流的控制精度,实现电流纹波抑制。实验结果验 证了本文所提控制方法的有效性以及可视化分析的 正确性。





为了进一步验证所述双矢量调制模型预测控制 的有效性,本文对转速闭环控制进行了实验对比研 究。附录B图B2和图7对比研究了永磁同步电机参 考转速ω_{ref}由150r/min突增为750r/min时单矢 量模型预测控制和双矢量调制模型预测控制下转速 动态响应性能。对比可知:2种控制均具有较好的 转速跟随性能;在动态过程中,双矢量调制模型预测 控制策略的电流纹波更小。这验证了本文所述双矢 量调制模型预测控制的有效性以及所提可视化分析 的正确性。

图 8 和附录 B 图 B3进一步给出了电机参考转速 ω_{ref} 由-750 r / min 突增为 750 r / min 时的正反转实



164



验结果。对比可知:在电机正反转运行时,2种控制 均具有较好的转速动稳态特性;且双矢量调制模型 预测控制的电流纹波更小。本文所提可视化分析方 法揭示了双矢量调制模型预测控制的有效性,实验 结果进一步验证了双矢量调制模型预测控制的有效 性以及本文所提可视化分析的正确性。





4.2 扩展

为了进一步验证本文所提可视化分析方法的有效性,将其推广应用于三矢量调制模型预测控制,并进行了实验验证。实验参数与附录B表B1相同。

图9(a)给出了转速为750r/min时,基于式(6) 所示目标函数的三矢量调制模型预测控制下a相电 流实验波形。通过与上述常规单矢量对比可见,三 矢量调制模型预测控制下电流纹波明显更小。这不 仅验证了三矢量调制模型预测控制的有效性,而且 进一步证明了本文所提可视化分析方法的正确性。 另外,文献[14,20]研究了一种将模型预测控制 与空间矢量调制相结合的调制模型预测控制方法,该 方法通过在模型预测控制算法中加入空间矢量调制 技术来固定开关频率,进而提高模型预测控制的性 能。为了对比研究该方法与三矢量调制模型预测控 制的差别,图9(b)给出了文献[14,20]方法在相同开 关频率下的a相电流实验波形。对比图9(a)、(b)可 见,两者电流波形及总谐波畸变率(total harmonic distortion,THD)相差不大,表明这2种方法具有类似 的控制效果。





三矢量调制模型预测控制方法与文献[14,20] 所提方法的主要区别在于:文献[14,20]所提方法结 合了空间矢量调制可以实现恒开关频率控制,因此 其电流谐波较小;三矢量调制模型预测控制通过每 个周期采用3个电压矢量作用,也可以实现恒开关 频率控制,因此其电流谐波也较小。此外,三矢量调 制模型预测控制方法通过修改目标函数,还可以进 一步实现开关频率调节、共模电压抑制等多目标优 化,这是多矢量调制模型预测控制的主要优点。

5 结论

为了实现永磁同步电机低电流谐波模型预测控制,本文采用了一种基于目标函数的双矢量调制模型预测控制方法。但该方法假设每个电压矢量的作用时间与其目标函数值成反比缺乏严格的理论基础。本文基于单矢量模型预测控制、双矢量调制模型预测控制的控制误差提出了一种可视化分析方法,从理论上详细证明了双矢量调制模型预测控制 方法根据目标函数值的倒数计算电压矢量作用时间的有效性,从而为调制模型预测控制的推广应用奠定了坚实的理论基础。此外,将本文所提可视化分析理论扩展到三矢量模型预测控制依然适用。详细的对比实验结果同样验证了双矢量、三矢量调制模



型预测控制方法的有效性以及本文所提可视化理论分析的正确性与可推广性。

由于中点箝位型三电平逆变器、矩阵逆变器等 拓扑和两电平逆变器具有类似的电压矢量分布规 律,因此,在今后的研究中,可以进一步将本文所提 控制方法推广应用于中点箝位型三电平逆变器、矩 阵逆变器等拓扑中,并采用本文所提可视化方法分 析其有效性,实现低电流谐波预测控制。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1] 卢智锋,李军,周世琼,等. 永磁同步电机制动能量回收系统的 控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(2):131-135.
 LU Zhifeng, LI Jun, ZHOU Shiqiong, et al. Control of PMSM braking energy regeneration system[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(2):131-135.
- [2] 王刚,侍乔明,付立军,等. 虚拟惯量控制方式下永磁风力发电 机组轴系扭振机理分析[J]. 电机与控制学报,2014,18(8): 8-16.

WANG Gang, SHI Qiaoming, FU Lijun, et al. Mechanism analysis of torsional vibration for directly-driven wind turbine with permanent magnet synchronous generator shaft system with virtual inertia control[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(8):8-16.

- [3] 熊倩,廖勇,姚骏. 含飞轮储能单元的直驱永磁风力发电系统 有功功率平滑控制[J]. 电力自动化设备,2013,33(5):97-105.
 XIONG Qian,LIAO Yong,YAO Jun. Active power smoothing control of direct-driven permanent magnet synchronous wind power generation system with flywheel energy storage unit[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(5):97-105.
- [4]周羽,李槐树,黄克峰.带输出滤波器的永磁同步电机系统的 逆变器最大功率因数研究[J].电力自动化设备,2014,34(5): 93-97.

ZHOU Yu,LI Huaishu,HUANG Kefeng. Maximum power factor of inverter for PMSM system with output filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(5):93-97.

- [5] 刘英培.基于自抗扰控制 PMSM 电压空间矢量调制直接转矩控制方法[J].电力自动化设备,2011,31(11):78-82.
 LIU Yingpei. Space vector modulated direct torque control for PMSM based on ADRC[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(11):78-82.
- [6] 王要强,朱亚昌,冯玉涛,等. 永磁同步电机新型趋近律滑模控 制策略[J]. 电力自动化设备,2021,41(1):192-197.
 WANG Yaoqiang, ZHU Yachang, FENG Yutao, et al. New reaching law sliding mode control strategy for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(1):192-197.
- [7] 郭磊磊,王华清,代林旺,等. 基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法[J]. 电力自动化设备,2020,40 (2):21-27,34.
 GUO Leilei, WANG Huaqing, DAI Linwang, et al. Speed-sensorless control method for permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode observer[J]. Elec-
- [8] RODRIGUEZ J, PONTT J, SILVA C A, et al. Predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1):495-503.

tric Power Automation Equipment, 2020, 40(2): 21-27, 34.

[9] 谭国俊,曹晓冬,王从刚,等.基于满意优化的三电平 PWM 整 流器瞬时开关频率抑制方法[J].中国电机工程学报,2014,34 (24):4057-4067.

TAN Guojun, CAO Xiaodong, WANG Conggang, et al. Instantaneous switching frequency suppression method for three-level PWM rectifier based on satisfactory optimization [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24):4057-4067.

- [10] SIAMI M, ARAB KHABURI D, RODRIGUEZ J. Simplified finite control set-model predictive control for matrix converterfed PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,33(3):2438-2446.
- [11] 徐艳平,张保程,周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报,2017,32(20):222-230.
 XU Yanping,ZHANG Baocheng,ZHOU Qin. Two-vector based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(20):222-230.
- [12] 兰志勇,王波,徐琛,等. 永磁同步电机新型三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报,2018,38(增刊1):243-249.
 LAN Zhiyong, WANG Bo, XU Chen, et al. A novel three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(Supplement 1):243-249.
- [13] TARISCIOTTI L,ZANCHETTA P,WATSON A J, et al. Modulated model predictive control for a seven-level cascaded H-bridge back-to-back converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10):5375-5383.
- [14] YEOH S, YANG T, TARISCIOTTI L, et al. Permanent-magnet machine-based starter-generator system with modulated model predictive control[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(4):878-890.
- [15] TARISCIOTTI L, LEI J, FORMENTINI A, et al. Modulated predictive control for indirect matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5):4644-4654.
- [16] TARISCIOTTI L, FORMENTINI A, GAETA A, et al. Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017,53(1):296-304.
- [17] 郭磊磊,李国昊,金楠,等.两电平电压源逆变器双矢量调制模型预测控制:理论分析、实验验证和推广[J].电工技术学报,2021,36(1):39-49.
 GUO Leilei,LI Guohao,JIN Nan, et al. Two-vector-based modulated model predictive control method for 2-level voltage source inverters: theoretical analysis, experimental verification and extension[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2021,36(1):39-49.
- [18] XIA C, LIU T, SHI T, et al. A simplified finite-control-set model-predictive control for power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(2):991-1002.
- [19] YANG Y, WEN H, LI D, et al. A fast and fixed switching frequency model predictive control with delay compensation for three-phase inverters[J]. IEEE Access, 2017, 5:17904-17913.
- [20] YANG Yong, WEN Huiqing, FAN Mingdi, et al. Multiple-voltage-vector model predictive control with reduced complexity inverters [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(1):105-117.

作者简介:



郭磊磊(1987—),男,副教授,博士,主
 要研究方向为逆变器及交流电机的模型预
 测控制等(E-mail:2006guoleilei@163.com);
 王朋帅(1994—),男,硕士研究生,主
 要研究方向为电力电子及电力传动(E-mail:
 1019866626@qq.com)。

郭磊磊

(编辑 李莉)

(下转第208页 continued on page 208)

Transient voltage stability analysis based on speed-voltage coordinate plane

LI Ziheng¹, WANG Kang¹, LI Qi¹, LI Li¹, XIN Huanhai²

(1. State Grid Shaanxi Electric Power Co., Ltd., Xi'an 710048, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: As for the transient voltage stability problem caused by the induction motor type dynamic load, an analytical method for transient voltage stability problem based on speed-voltage coordinate plane is proposed. The stability boundary of the induction motor type dynamic load on the speed-voltage coordinate plane is described. The accelerating and decelerating state of induction motor can be directly judged according to the relationship between the operating point of motor and the stability boundary on the speed-voltage instability mechanism of the induction motor type dynamic load caused by the transient process after the disturbance can be well explained. By comparing the relationship between the operating point of the proposed stability boundary on the speed-voltage coordinate plane, whether the system voltage is stable can be judged. The simulation examples of the single-machine infinite-bus system and the two-area four-machine system verify the effectiveness of the proposed analytical method.

Key words: transient voltage stability; stability boundary; induction motor; stability analysis; speed-voltage coordinate plane

(上接第165页 continued from page 165)

Visual dual-vector modulated model predictive control method for permanent magnet synchronous motor

GUO Leilei, WANG Pengshuai, LI Yanyan, CHEN Yafei, JIN Nan

(College of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: In order to solve the problem of large current harmonics in the conventional single-vector model predictive control for permanent magnet synchronous motor, a dual-vector modulated model predictive control method for permanent magnet synchronous motor is used to reduce the current harmonics. Firstly, an objective function which is the same as that of conventional single vector model predictive control is defined. Secondly, 12 virtual voltage vectors are constructed according to the 8 basic voltage vectors of the inverter. When calculating the action times of the voltage vectors, it is assumed that the action time of each voltage vector is inversely proportional to its corresponding cost function value. Finally, in order to reduce the calculation amount, an improved voltage vector preselection method is also used. However, the dual-vector modulated model predictive control in detail, which provides a solid theoretical basis for the modulated model predictive control and its popularization and application. In addition, the proposed visual analysis method can also be extended to three-vector model predictive control. The detailed contrastive experimental results verify the effectiveness of the described control results verify the effectiveness of the proposed visual analysis.

Key words: permanent magnet synchronous motor; dual-vector; model predictive control; visualization; effectiveness verification

附录 A

Table A1	Voltage vector preselection method
最优矢量	预选矢量
U v2	\boldsymbol{u}_{v1} , \boldsymbol{u}_{v2} , \boldsymbol{u}_{v3}
u_{v4}	u_{v3} , u_{v4} , u_{v5}
U v6	U v5× U v6× U v7
U v8	u_{v7x} u_{v8x} u_{v9}
u_{v10}	\boldsymbol{u}_{v9} , \boldsymbol{u}_{v10} , \boldsymbol{u}_{v11}
U v12	\boldsymbol{u}_{v11} , \boldsymbol{u}_{v12} , \boldsymbol{u}_{v1}

表 A1 电压矢量预选方法 Table A1 Voltage vector preselection method



图 A1 所述方法控制流程图

Fig.A1 Control flowchart of described method



















图 A0 5 仲口你凶奴下二人里快主顶烟江时有双江刀机

Fig.A6 Effectiveness analysis of three-vector model predictive control under two objective functions

附录 B



图 B1 实验平台 Fig.B1 Experimental platform



表 B1 永磁同步电机参数



Fig.B2 Experimental results of speed loop under conventional single-vector model predictive control (1)



图 B3 常规单矢量模型预测控制下转速环实验结果(2)

Fig.B3 Experimental results of speed loop under conventional single-vector model predictive control (2)