文章编号:1674-2974(2024)02-0081-12 DOI:10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2024228

双三相永磁同步电机改进型模型预测电流控制

高锋阳,徐昊†,杨凯文,史志龙,高智山,强雅昕
(兰州交通大学 自动化与电气工程学院,甘肃 兰州 730070)

摘 要:针对双三相永磁同步电机模型预测共模电压抑制方法存在寻优计算量大、开关频率较高、稳态性能不佳的问题,提出一种改进型模型预测电流控制.首先,改进六相两电平逆变器,降低零矢量共模电压幅值;其次,选择小共模电压矢量构造虚拟电压矢量,简化价值函数的同时减小共模电压和电流谐波含量;再次,通过计算参考电压矢量直接选择最优电压矢量以减少寻优次数,并引入占空比控制提升电机控制精度,改善电机稳态性能.最后,仿真对比传统模型预测电流控制、RCMV(Reduced Common Mode Voltage)-1、RCMV-2和所提控制方法.结果表明,所提控制方法在减小共模电压的同时,降低了转矩脉动和谐波电流,且较RCMV-2方法开关频率明显降低;此外,寻优代码执行时间相较于RCMV-1和RCMV-2分别降低了约91%和65%,减小了计算量.

关键词:双三相永磁同步电机;模型预测控制;共模电压;开关频率
中图分类号:TM351 **文献标志码**:A

Improved Model Predictive Current Control for Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor

GAO Fengyang, XU Hao†, YANG Kaiwen, SHI Zhilong, GAO Zhishan, QIANG Yaxin
(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: An improved model prediction current control is proposed to address the disadvantages of the model predictive common-mode voltage suppression method for double-three-phase permanent magnet synchronous motors, including the size of the optimization calculation, high switching frequency, and poor steady-state performance. Firstly, the six-phase two-level inverter is improved for reducing the common-mode voltage of zero-vectors. Secondly, the virtual voltage vector is constructed by choosing small common-mode voltage vectors, which simplifies the value function and reduces the common-mode voltage and current harmonics. Then, the optimal voltage vector is directly selected by calculating the reference voltage vector to reduce the number of optimization-seeking times, and the duty cycle control is introduced to enhance the motor control accuracy and steady-state performance. Finally, the traditional model predictive current control, RCMV (reduced common mode voltage)-1, RCMV-2, and the proposed control method are simulated and compared. The results show that the proposed control method reduces the torque pulsations and harmonic currents while decreases the common-mode voltage, and the

* **收稿日期**:2023-06-14
基金项目:国家自然科学基金资助项目(52267004),National Natural Science Foundation of China(52267004)
作者简介:高锋阳(1970—),男,甘肃白银人,兰州交通大学教授,博士生导师
† 通信联系人,E-mail: xhao_1998@163.com

switching frequency is significantly lower than that of the RCMV-2 method. In addition, the execution time of the optimization-seeking code is reduced by about 91% and 65% compared with RCMV-1 and RCMV-2, respectively, which reduces the computational amount.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor; model predictive control; common-mode voltage; switching frequency

双三相永磁同步电机具有功率密度高、可靠性高、转矩脉动小以及可以实现低压大功率输出等优点,在机车牵引、电动汽车、船舶推进等领域已经得到广泛应用[1-2].相较于其他多相电机而言,双三相电机可以利用传统三相电机系统较为成熟的控制技术,因而更具优势[3].

双三相电机存在谐波平面,易产生较大谐波电流,同时多相逆变器可以输出更多的电压矢量,如何控制谐波平面以及快速选择最优电压矢量是双三相电机系统亟待解决的问题.矢量控制可以控制谐波平面,但需要进行更多的PI调节器参数整定较为复杂[4];直接转矩控制可根据开关表快速选择电压矢量,但无法抑制谐波电流,且选择的未必是最优电压矢量,从而影响电机的稳态性能.模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)因其可实现多目标控制以及依据价值函数寻优的特点,为解决上述问题供了新思路.传统模型预测控制(Traditional Model Predictive Current Control, TMPCC)在价值函数中增加谐波电流项权重系数[5],实现谐波电流抑制,但权重系数的选择缺乏理论基础,若增加算法对权重系数进行寻优势必会增加控制器计算负担[6-7].文献[8-9]利用虚拟电压矢量抑制谐波电流,避免了权重系数的选择,然而多个虚拟电压矢量的遍历寻优仍会产生不小计算负担.宋文祥等[10]将转矩控制和模型预测结合,使寻优次数减少为4次.

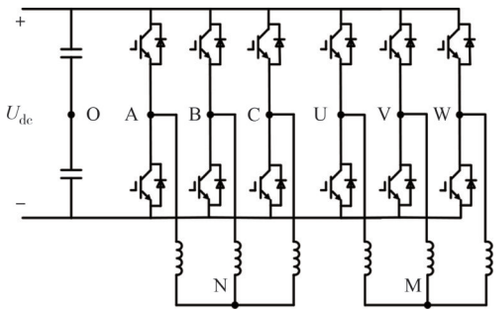
然而,上述研究均未考虑逆变器驱动电机产生的共模电压问题.共模电压会使得电机系统电磁干扰加剧,导致控制电路以及电气设备产生误动作[11-12].除此之外,共模电压产生的轴电压和轴电流会损坏电机绝缘、腐蚀电机轴承,影响电机使用寿命[13-14],因此,需要抑制驱动系统产生的共模电压.现有研究减少共模电压主要通过两种方式,其一是使用无源或有源滤波器[15-16],但额外的硬件电路会增加系统的成本与体积;另一种方式则是改变控制策略.Un等[17]和Lai等[18]通过脉宽调制的方法抑制共模电压,但Un等的研究会影响电压调制比[17],Lai等的研究会使开关频率增加[18].就MPC而言,可以在代价函数中增加共模电压权重系数[19](Reduced Common Mode Voltage, RCMV-1),此方法需对电流谐波和共模电压权重系数配合调整,使得权重系数的选择更加复杂.因此,通常采取弃用产生较大共模电压矢量的方法抑制共模电压.徐质闲等[20]利用三电平逆变器的零共模电压矢量控制电机,抑制了共模电压,却需另外引入中点电位平衡权重系数.对于两电平逆变器抑制共模电压,应避免零矢量的选取[21-22].Yu等[21]和孙全增等[22]分别针对五相和双三相电机,利用非零矢量合成虚拟电压矢量控制电机,简化代价函数的同时减小了共模电压(RCMV-2),但两者均采用对固定幅值电压矢量集寻优的方法,使得电机稳态控制精度不高、转矩脉动增大,同时还需进行多次寻优计算.此外,为提升电机稳态控制精度,还合成了虚拟零矢量加入控制集,使得开关频率升高[21-22].

综上,本文针对双三相永磁同步电机,提出一种改进型模型预测控制方法.首先,改进六相两电平逆变器,抑制零矢量共模电压,选取小共模电压矢量构造虚拟电压矢量控制集,兼顾低共模电压和谐波电流;然后,用虚拟矢量,结合零矢量控制电机,提升电机稳态性能.最后,对TMPCC、RCMV-1、RCMV-2和所提控制方法进行仿真对比分析.结果表明,所提控制方法可以抑制共模电压改善电机的稳态性能,减小开关频率和计算量.

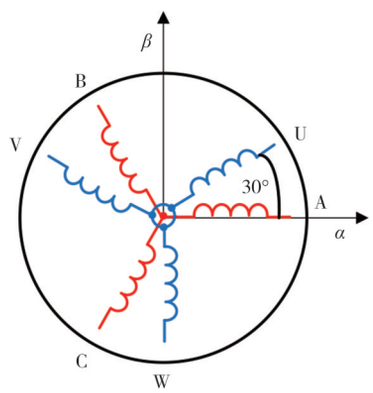
1 双三相永磁同步电机系统

1.1 电机驱动系统及数学模型

双三相永磁同步电机定子绕组由两套Y型连接方式的三相绕组构成,两套绕组空间上电角度相差30°,且中性点相互隔离.一组六相两电平逆变器为电机供电.电机驱动系统原理如图1所示.



(a)六相两电平逆变器



(b)双三相永磁同步电机

图 1　双三相永磁同步电机驱动系统

Fig.1　Dual three-phase permanent magnet synchronous motor drive system

与三相系统类似,双三相永磁同步电机可通过空间矢量解耦变换,将六维空间映射到α-β、x-y、o_1-o_2三个相互正交的子平面,α-β子平面包含基波和$12k\pm1$(k=1,2,3…)次谐波,该平面参与机电能量转换;x-y谐波子平面包含$6k\pm1$(k=1,3,5…)次谐波;o_1-o_2零序子平面包含$6k\pm3$(k=1,3,5…)次谐波,由于定子绕组中性点采用相互隔离星形连接方式,故不考虑该子平面.通过坐标变换可得双三相永磁同步电机在dq轴和xy轴数学模型为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{d}} = R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{d}} + L_{\mathrm{d}} \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} - \omega L_{\mathrm{q}} i_{\mathrm{q}} \\ u_{\mathrm{q}} = R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{q}} + L_{\mathrm{q}} \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t} + \omega L_{\mathrm{d}} i_{\mathrm{d}} + \omega \psi_{\mathrm{f}} \\ u_x = R_{\mathrm{s}} i_x + L_{\mathrm{ls}} \dfrac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} \\ u_y = R_{\mathrm{s}} i_y + L_{\mathrm{ls}} \dfrac{\mathrm{d}i_y}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{1}$$

式中,u_{d}、u_{q}、i_{d}、i_{q}分别为d轴和q轴上的电压和电流;u_x、u_y、i_x、i_y分别为x轴和y轴上的电压和电流;R_{s}为定子电阻;L_{d}和L_{q}是d轴和q轴上的电感;ω为电角速度;ψ_{f}为永磁体磁链;L_{ls}为定子漏感.

1.2　空间电压矢量和共模电压

逆变器的全部开关状态,可表示为与之对应的电压矢量,具体为

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{\alpha\beta} = \dfrac{1}{3} U_{\mathrm{dc}} (P_{\mathrm{A}} + P_{\mathrm{B}} a^4 + P_{\mathrm{C}} a^8 + \\ \quad P_{\mathrm{U}} a + P_{\mathrm{V}} a^5 + P_{\mathrm{W}} a^9) \\ \boldsymbol{u}_{xy} = \dfrac{1}{3} U_{\mathrm{dc}} (P_{\mathrm{A}} + P_{\mathrm{B}} a^8 + P_{\mathrm{C}} a^4 + \\ \quad P_{\mathrm{U}} a^5 + P_{\mathrm{V}} a + P_{\mathrm{W}} a^9) \end{cases} \tag{2}$$

式中,$a = \mathrm{e}^{\mathrm{j}30^\circ}$;$P_{\mathrm{A}}$、$P_{\mathrm{B}}$、$P_{\mathrm{C}}$、$P_{\mathrm{U}}$、$P_{\mathrm{V}}$、$P_{\mathrm{W}}$取值为0或1,分别表示对应相的开关状态;$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}$和$\boldsymbol{u}_{xy}$分别为$\alpha$-$\beta$、$x$-$y$平面电压矢量;$U_{\mathrm{dc}}$为逆变器的直流电压幅值.

六相桥臂共存在2^6种开关状态,故有64个电压矢量与之对应.电压矢量由六相桥臂对应的开关状态转换为十进制数编号表示,例如:当A~W相开关状态为(100010)时,100表示ABC三相开关状态对应十进制数4,010表示UVW三相开关状态对应十进制数2,故对应电压矢量为$\boldsymbol{u}_{42}$.所有电压矢量,空间分布如图2所示,除零矢量外依据幅值由大到小分组表示为L_1、L_2、L_3、L_4,如表1所示.

对于中性点相互隔离的双三相永磁同步电机,共模电压为两个绕组中性点分别和直流侧母线中点之间的电压,分别用U_{conN}、U_{conM}表示,具体计算式为

$$\begin{cases} U_{\mathrm{conN}} = \dfrac{1}{3} (U_{\mathrm{AO}} + U_{\mathrm{BO}} + U_{\mathrm{CO}}) \\ U_{\mathrm{conM}} = \dfrac{1}{3} (U_{\mathrm{UO}} + U_{\mathrm{VO}} + U_{\mathrm{WO}}) \end{cases} \tag{3}$$

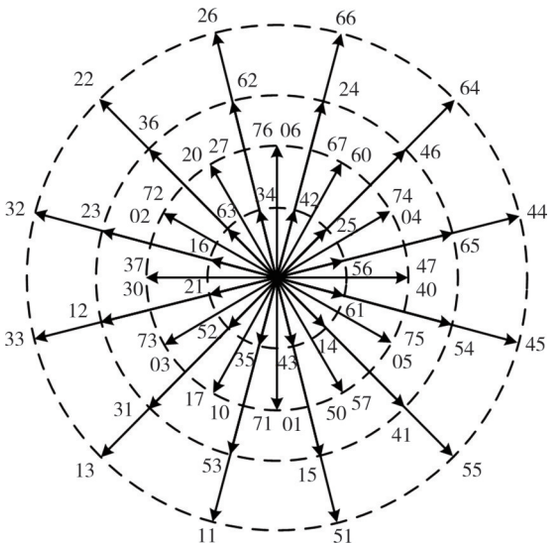
式中,U_{conN}、U_{conM}分别为ABC、UVW两套绕组的共模电压;U_{AO}、U_{BO}、U_{CO}、U_{UO}、U_{VO}、U_{WO}为逆变器输出的六相电压.

因此,所有电压矢量对应的$|U_{\mathrm{conN}}|$和$|U_{\mathrm{conM}}|$取值为$U_{\mathrm{dc}}/6$和$U_{\mathrm{dc}}/2$,如表1所示.由表1可知,L_1、L_2、L_4组电压矢量对应的的共模电压$|U_{\mathrm{conN}}|$和$|U_{\mathrm{conM}}|$较小,现将其定义为小共模电压矢量,小共模电压矢量在α-β平面分布如图3所示.

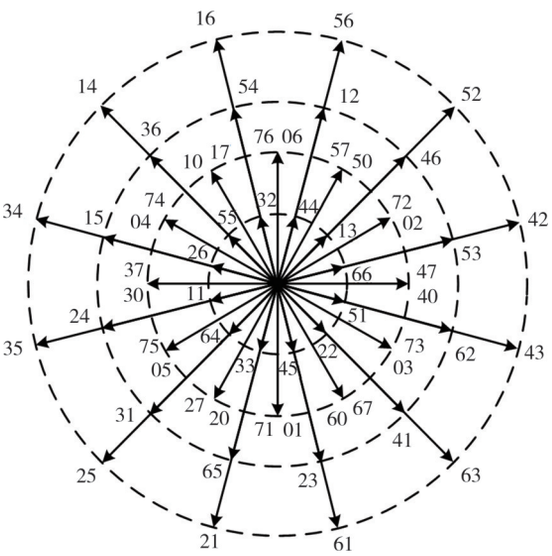
2　低共模电压模型预测电流控制

2.1　传统低共模电压模型预测电流控制

利用前向欧拉法对式(1)进行离散化处理,可得双三相永磁同步电机电流预测模型为



(a)α-β子平面



(b)x-y子平面

图2 六相逆变器电压矢量分布

Fig.2 Six phase inverter voltage vector distribution

表1 电压矢量分组

Tab.1 Different groups of voltage vector

电压矢量幅值	电压矢量	$\lvert U_{conN}\rvert$	$\lvert U_{conM}\rvert$
$0.644U_{dc}(L_1)$	$\boldsymbol{u}_{11}.\boldsymbol{u}_{13}.\boldsymbol{u}_{22}.\boldsymbol{u}_{26}.\boldsymbol{u}_{32}.\boldsymbol{u}_{33}.\boldsymbol{u}_{44}.\boldsymbol{u}_{45}.\boldsymbol{u}_{51}.\boldsymbol{u}_{55}.\boldsymbol{u}_{64}.\boldsymbol{u}_{66}$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$
$0.471U_{dc}(L_2)$	$\boldsymbol{u}_{12}.\boldsymbol{u}_{15}.\boldsymbol{u}_{23}.\boldsymbol{u}_{24}.\boldsymbol{u}_{31}.\boldsymbol{u}_{36}.\boldsymbol{u}_{41}.\boldsymbol{u}_{46}.\boldsymbol{u}_{53}.\boldsymbol{u}_{54}.\boldsymbol{u}_{62}.\boldsymbol{u}_{65}$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$
$0.333U_{dc}(L_3)$	$\boldsymbol{u}_{40}.\boldsymbol{u}_{20}.\boldsymbol{u}_{10}.\boldsymbol{u}_{60}.\boldsymbol{u}_{30}.\boldsymbol{u}_{50}.\boldsymbol{u}_{47}.\boldsymbol{u}_{27}.\boldsymbol{u}_{17}.\boldsymbol{u}_{67}.\boldsymbol{u}_{37}.\boldsymbol{u}_{57}$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/2$
$0.333U_{dc}(L_3)$	$\boldsymbol{u}_{04}.\boldsymbol{u}_{02}.\boldsymbol{u}_{01}.\boldsymbol{u}_{06}.\boldsymbol{u}_{03}.\boldsymbol{u}_{05}.\boldsymbol{u}_{74}.\boldsymbol{u}_{72}.\boldsymbol{u}_{71}.\boldsymbol{u}_{76}.\boldsymbol{u}_{73}.\boldsymbol{u}_{75}$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/6$
$0.173U_{dc}(L_4)$	$\boldsymbol{u}_{14}.\boldsymbol{u}_{16}.\boldsymbol{u}_{21}.\boldsymbol{u}_{25}.\boldsymbol{u}_{34}.\boldsymbol{u}_{35}.\boldsymbol{u}_{42}.\boldsymbol{u}_{43}.\boldsymbol{u}_{52}.\boldsymbol{u}_{56}.\boldsymbol{u}_{61}.\boldsymbol{u}_{63}$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$
0	$\boldsymbol{u}_{00}.\boldsymbol{u}_{07}.\boldsymbol{u}_{70}.\boldsymbol{u}_{77}$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$

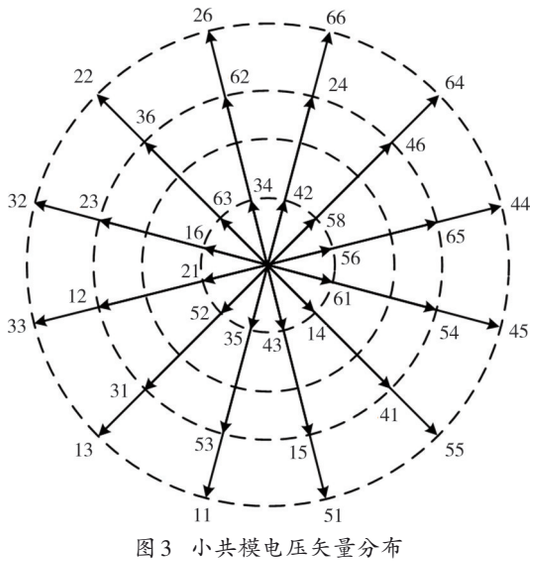


图3 小共模电压矢量分布

Fig.3 Small common-mode voltage vector distribution

$$\begin{cases} i_{\mathrm{d}}(k+1)=i_{\mathrm{d}}(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{d}}}\left(u_{\mathrm{d}}(k)-R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{d}}(k)+\omega L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}}(k)\right) \\ i_{\mathrm{q}}(k+1)=i_{\mathrm{q}}(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{q}}}\left(u_{\mathrm{q}}(k)-R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{q}}(k)-\omega L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}}(k)-\omega\psi_{\mathrm{f}}\right) \\ i_x(k+1)=i_x(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{ls}}}\left(u_x(k)-R_{\mathrm{s}}i_x(k)\right) \\ i_y(k+1)=i_y(k)+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{ls}}}\left(u_y(k)-R_{\mathrm{s}}i_y(k)\right) \end{cases} \tag{4}$$

式中,$i_{\mathrm{d}}(k+1)$、$i_{\mathrm{q}}(k+1)$、$i_x(k+1)$、$i_y(k+1)$为k+1时刻dq轴和xy轴预测电流值;T_{s}为采样周期.

根据k时刻采样的电流值,预测64个电压矢量作用下在k+1时刻的电流值,最后依据价值函数寻优,对应选择价值函数最小的电压矢量在k+1时刻作用于电机.为抑制谐波电流、减小共模电压,在代价函数中增加谐波电流以及共模电压相关项权重系数,具体为

$$\begin{aligned} g=&\left|i_{\mathrm{d}}^{*}-i_{\mathrm{d}}(k+1)\right|^2+\left|i_{\mathrm{q}}^{*}-i_{\mathrm{q}}(k+1)\right|^2+\\ &\lambda_{xy}\left(\left|i_x^{*}-i_x(k+1)\right|^2+\left|i_y^{*}-i_y(k+1)\right|^2\right)+\\ &\lambda_{\mathrm{c}}\cdot(\boldsymbol{u}_{\mathrm{i}}\in G_{\mathrm{L}},G_{\mathrm{M}}) \end{aligned} \tag{5}$$

式中,i_x^{*}、i_y^{*}为x-y平面谐波电流参考值,通常设置为零;λ_{xy}为谐波电流权重系数;λ_{c}为共模电压权重系数;$(\boldsymbol{u}_{\mathrm{i}}\in G_{\mathrm{L}},G_{\mathrm{M}})$表示逻辑函数,当电压矢量$\boldsymbol{u}_{\mathrm{i}}$属于大共模电压矢量和中共模电压时,取值为1,否则取值为0.

由此可知,传统低共模电压模型预测电流控制(RCMV-1)需要对全部64个电压矢量遍历寻优,计

算量较大.同时,权重系数一般根据经验选取,缺乏理论依据,为兼顾电流质量和低共模电压,两个权重系数的配合整定更加困难,若增加额外算法对权重系数进行寻优无疑会进一步增大计算负担.

2.2　虚拟电压矢量构造方法

为消除权重系数、减小谐波电流和共模电压,文献[22]提出了一种基于虚拟电压矢量合成的方法(RCMV-2).首先,在一个控制周期内,选择两个小共模电压矢量作用相应的时间以构造虚拟电压矢量,令其在x-y谐波平面等效幅值为0,以此来达到抑制谐波电流和减小共模电压的目的,依据虚拟电压矢量的α-β平面幅值分为$\boldsymbol{VV}_{\mathrm{L}}$、$\boldsymbol{VV}_{\mathrm{M}}$、$\boldsymbol{VV}_{\mathrm{S}}$三组;其次,为减小电机转矩脉动,提升电机控制裕度,另合成了一组虚拟零矢量$\boldsymbol{VV}_{\mathrm{Z}}$;最后,根据价值函数对四组幅值不同的虚拟电压矢量进行寻优.控制方法如图4所示.

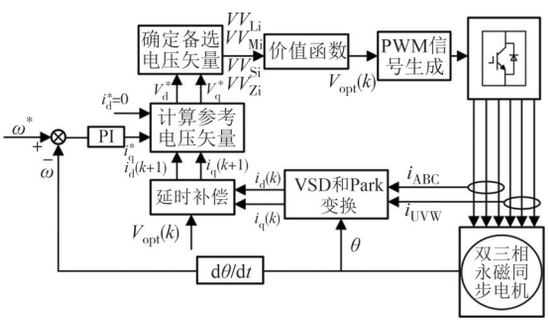


图4　文献[22]提出的共模电压抑制方法

Fig.4　Common-mode voltage suppression method proposed in [22]

基于虚拟电压矢量合成的方法可以消除权重系数,但固定幅值的虚拟电压矢量,会影响电机的控制精度,并且仍需进行4次寻优计算;除此之外,虚拟零矢量会明显增加开关频率,增加系统损耗.

3　改进型控制策略

3.1　改进六相逆变器

由前文分析可知,为减小共模电压,零矢量属于大共模电压矢量,因此会被弃用,但弃用零矢量会使得电机稳态性能下降,然而文献[22]合成虚拟零电压矢量的方法,会增加开关频率.因此,对传统六相两电平电压源逆变器进行改进,在直流电源和逆变器之间额外增加两个开关管,并对其并联反向击穿电压为$U_{\mathrm{dc}}/3$的稳压管,如图5所示.

P_{13}、P_{14}的开关函数为

$$\begin{cases} P_{13} = P_2 + P_4 + P_6 + P_8 + P_{10} + P_{12} \\ P_{14} = P_1 + P_3 + P_5 + P_7 + P_9 + P_{11} \end{cases} \tag{6}$$

式中,P_1~P_{14}为相应开关管,状态取值0或1.

以作用电压矢量$\boldsymbol{u}_{77}$为例,开关P_{13}关断、P_{14}打开,此时开关P_{13}并联的稳压管被击穿,其承担$U_{\mathrm{dc}}/3$的电压,逆变器输出六相电压为$U_{\mathrm{dc}}/6$,共模电压U_{conN}和U_{conM}为$U_{\mathrm{dc}}/6$,如图6所示,采用改进逆变器结构减小零矢量$\boldsymbol{u}_{00}$和$\boldsymbol{u}_{77}$的共模电压幅值.

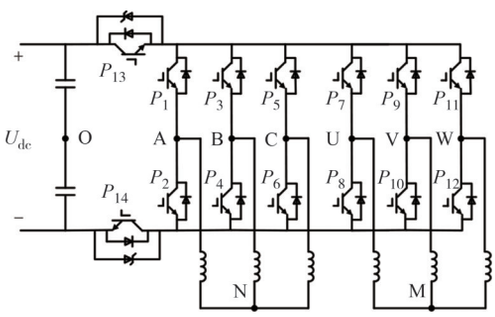


图5　改进型六相电压源逆变器

Fig.5　Improved six-phase voltage source inverter

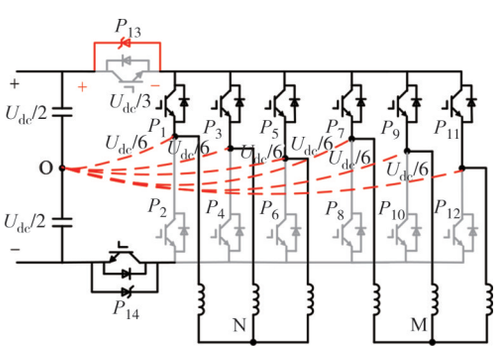


图6　电压矢量$\boldsymbol{u}_{77}$作用时的共模电压

Fig.6　The common-mode voltage of $\boldsymbol{u}_{77}$ is applied

3.2　构造虚拟电压矢量

虚拟电压矢量由若干基本电压矢量设置作用时间合成.为兼顾低共模电压和谐波电流,选取图3所示36个小共模电压矢量中的若干个构造虚拟电压矢量,并设置它们的作用时间,使其在一个控制周期内合成的等效矢量幅值在x-y平面为0.图7给出了由$\boldsymbol{u}_{44}$和$\boldsymbol{u}_{65}$、$\boldsymbol{u}_{44}$和$\boldsymbol{u}_{21}$、$\boldsymbol{u}_{65}$和$\boldsymbol{u}_{56}$以及采用$\boldsymbol{u}_{55}$、$\boldsymbol{u}_{45}$、$\boldsymbol{u}_{44}$、$\boldsymbol{u}_{64}$四个相邻矢量的四种虚拟电压矢量的合成方法,以$\boldsymbol{u}_{44}$和$\boldsymbol{u}_{65}$合成为例,根据伏秒平衡原理,需满足

$$\begin{cases} T_{\mathrm{s}} \cdot \left|\boldsymbol{V}_1\right|_{\alpha\beta} = t \cdot \left|\boldsymbol{u}_{44}\right|_{\alpha\beta} + (T_{\mathrm{s}} - t)\left|\boldsymbol{u}_{65}\right|_{\alpha\beta} \\ T_{\mathrm{s}} \cdot \left|\boldsymbol{V}_1\right|_{xy} = t \cdot \left|\boldsymbol{u}_{44}\right|_{xy} - (T_{\mathrm{s}} - t)\left|\boldsymbol{u}_{65}\right|_{xy} \end{cases} \tag{7}$$

$\left|\boldsymbol{V}_1\right|_{\alpha\beta}$和$\left|\boldsymbol{V}_1\right|_{xy}$为合成虚拟电压矢量在$\alpha$-$\beta$平面和$x$-$y$平面幅值,令$\left|\boldsymbol{V}_1\right|_{xy} = 0$,得

$$\begin{cases} \left|\boldsymbol{V}_1\right|_{\alpha\beta} = 0.597U_{\mathrm{dc}} \\ t = 0.732T_{\mathrm{s}} \end{cases} \tag{8}$$

同理可得,图7中(b)(c)(d)三种方式合成的虚拟电压矢量在$\alpha-\beta$平面幅值分别为$0.472U_{\mathrm{dc}}$、$0.345U_{\mathrm{dc}}$和$0.577U_{\mathrm{dc}}$.为提高电压利用率,选择如图7(a)所示方法合成虚拟电压矢量,合成的12个虚拟电压矢量如图8所示.

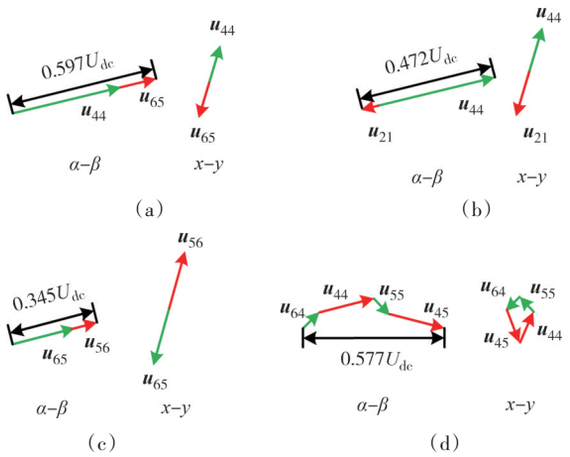


图7 虚拟电压矢量合成方式

Fig.7 Virtual voltage vector synthesis methods

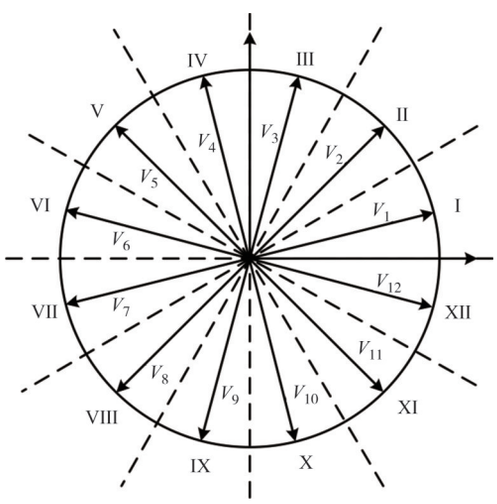


图8 构造的虚拟电压矢量分布

Fig.8 Constructed virtual voltage vectors distribution

3.3 电压矢量寻优及占空比计算

备选电压矢量由12个虚拟电压矢量以及两个零矢量组成,此时价值函数可以简化为

$$g = (i_{\mathrm{d}}^{*} - i_{\mathrm{d}}(k+1))^2 + (i_{\mathrm{q}}^{*} - i_{\mathrm{q}}(k+1))^2 \tag{9}$$

由式(9)可知,新的价值函数避免了权重因子的选择,但仍需进行13次寻优计算,为进一步简化寻优计算,由参考电压所处位置选择最优电压矢量.首先,根据式(4)以及电流无差拍原理,可得参考电压矢量在d轴和q轴的分量为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{d}}^{*} = R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{d}}(k) + \dfrac{L_{\mathrm{d}}}{T_{\mathrm{s}}}(i_{\mathrm{d}}^{*} - i_{\mathrm{d}}(k)) - \\ \quad \omega L_{\mathrm{q}} i_{\mathrm{q}}(k) \\ u_{\mathrm{q}}^{*} = R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{q}}(k) + \dfrac{L_{\mathrm{q}}}{T_{\mathrm{s}}}(i_{\mathrm{q}}^{*} - i_{\mathrm{q}}(k)) + \\ \quad \omega L_{\mathrm{d}} i_{\mathrm{d}}(k) + \omega\psi_{\mathrm{f}} \end{cases} \tag{10}$$

将式(10)获得的参考电压矢量u_{d}^{*}、u_{q}^{*}根据坐标变换转换至静止坐标系.

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha}^{*} \\ u_{\beta}^{*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{\mathrm{d}}^{*} \\ u_{\mathrm{q}}^{*} \end{pmatrix} \tag{11}$$

由此可得参考电压矢量的位置角为

$$\theta^{*} = \arctan(u_{\beta}^{*}/u_{\alpha}^{*}) \tag{12}$$

根据式(12)获得参考电压矢量位置,由其所处扇区选择最优电压矢量,例如当参考电压矢量位于扇区Ⅰ时最优电压矢量为$\boldsymbol{V}_1$,仅进行一次参考电压矢量的计算,减小了计算量.

若每个控制周期仅采用单个虚拟电压矢量控制,虽然可以抑制谐波电流,但电机会产生较大转矩脉动,为此引入占空比控制,采用虚拟电压矢量和零矢量结合的方式,提升电机的控制精度,改善电机稳态性能.

由式(4)可得电流变化率为

$$\begin{cases} S_{\mathrm{d0}} = \dfrac{1}{L_{\mathrm{d}}}\left[-R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{d}}(k) + \omega L_{\mathrm{q}} i_{\mathrm{q}}(k)\right] \\ S_{\mathrm{q0}} = \dfrac{1}{L_{\mathrm{q}}}\left[-R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{q}}(k) - \omega L_{\mathrm{d}} i_{\mathrm{d}}(k) - \omega\psi_{\mathrm{f}}\right] \\ S_{\mathrm{di}} = \dfrac{V_{\mathrm{di}}}{L_{\mathrm{d}}} + S_{\mathrm{d0}} \\ S_{\mathrm{qi}} = \dfrac{V_{\mathrm{qi}}}{L_{\mathrm{q}}} + S_{\mathrm{q0}} \end{cases} \tag{13}$$

式中,V_{di}、V_{qi}为虚拟矢量在d、q轴的分量.

设虚拟电压矢量作用时间占空比为d,则零矢量为$1-d$,$k+1$时刻预测电流值为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{d}}(k+1) = i_{\mathrm{d}}(k) + d \cdot T_{\mathrm{s}} \cdot S_{\mathrm{di}} + \\ (1-d) \cdot T_{\mathrm{s}} \cdot S_{\mathrm{d0}} \\ i_{\mathrm{q}}(k+1) = i_{\mathrm{q}}(k) + d \cdot T_{\mathrm{s}} \cdot S_{\mathrm{qi}} + \\ (1-d) \cdot T_{\mathrm{s}} \cdot S_{\mathrm{q0}} \end{cases} \tag{14}$$

式中,S_{di}、S_{qi}、S_{d0}、S_{q0}分别为虚拟电压矢量和零矢量作用时d、q轴电流变化率.

此时,应选择最优占空比d,使得预测值与参考值误差最小,即式(9)取得最小值,故有

$$\frac{\partial g}{\partial d} = 0 \tag{15}$$

联立式(9)、式(13)和式(15)可得

$$d=\frac{m+n}{(S_{di}-S_{d0})(S_{d0}-S_{di})+(S_{qi}-S_{q0})(S_{q0}-S_{qi})} \tag{16}$$

其中:

$$\begin{cases} m=[i_d^*-i_d(k)-S_{d0}](S_{d0}-S_{di}) \\ n=[i_q^*-i_q(k)-S_{q0}](S_{q0}-S_{qi}) \end{cases} \tag{17}$$

3.4 PWM波形中心化处理

当作用的虚拟电压矢量为$\boldsymbol{V}_1$时,其产生的PWM原始波形如图9(a)所示,如果不对其进行中心化处理会存在两点弊端.其一,不对称的波形会增加定子电流谐波含量,并且不利于硬件的实施[23];另外,这种不固定的开关动作方式,可能存在两相开关状态同时变化,例如,两个周期均作用虚拟电压矢量$\boldsymbol{V}_1$时,会存在由$\boldsymbol{u}_{65}$向$\boldsymbol{u}_{00}$切换的情况,即两相开关状态同时变化,可能在死区产生等效零矢量,导致死区的共模电压尖峰[24].因此,在保证每相桥臂导通时间不变的情况下对脉冲序列进行中心化处理,如图9(b)所示,由图可知,每次只允许一相开关状态动作,在保证PWM波形对称的同时可以避免死区时间可能产生的共模电压峰值.

3.5 改进型控制方法

本文提出的改进型模型预测控制系统框图如图10所示,步骤如下:

1)采样获得当前周期的电流、转子位置、转速等信息.

2)通过转速外环PI调节器计算q轴参考电流值,d轴参考电流值设为0.

3)利用式(10)~式(12)计算参考电压矢量,根据参考电压矢量所处扇区选择最优虚拟电压矢量.

4)根据所选最优虚拟电压矢量,利用式(14)、式(16)和式(17)计算虚拟电压矢量占空比.

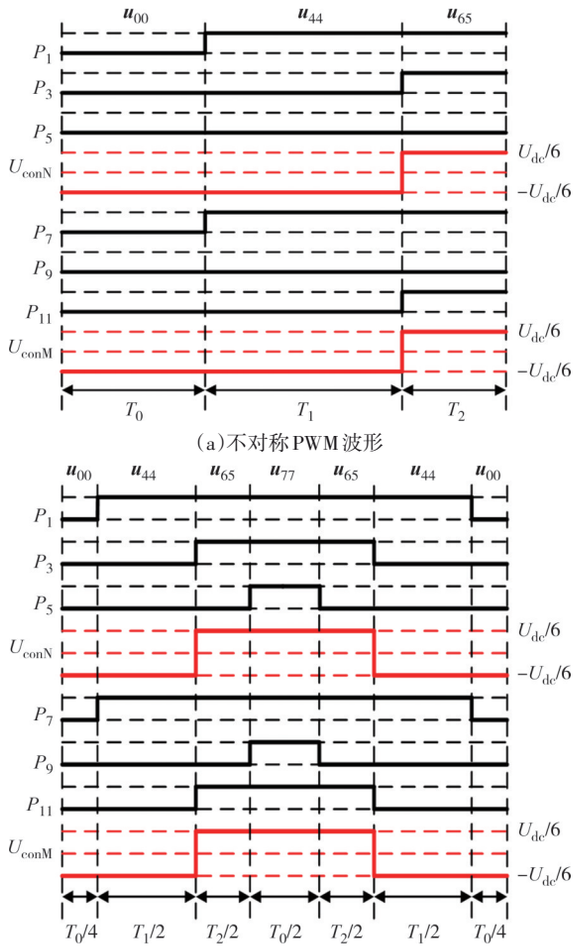
5)利用计算的占空比,对输出PWM信号进行中心化处理后作用于逆变器.

4 仿真验证

当2.1节介绍的方法共模电压权重系数取0时,即为TMPCC,当共模电压权重系数取10时为RCMV-1,两者的谐波权重系数均设置为0.1,2.2节所用方法为RCMV-2,通过Matlab/Simulink将上述方法和所提控制方法进行仿真对比分析,电机驱动系统参数如表2所示.

4.1 稳态性能对比

为了对比四种控制方法的稳态性能,首先在低速稳态对四种控制方法进行了仿真对比.图11为采样频率20 kHz、转速400 r/min、负载20 N·m工况条件下四种控制方法的稳态波形图.



(a)不对称PWM波形

(b)中心化处理后PWM波形

图9　PWM信号及共模电压

Fig.9　PWM signal and common-mode voltage

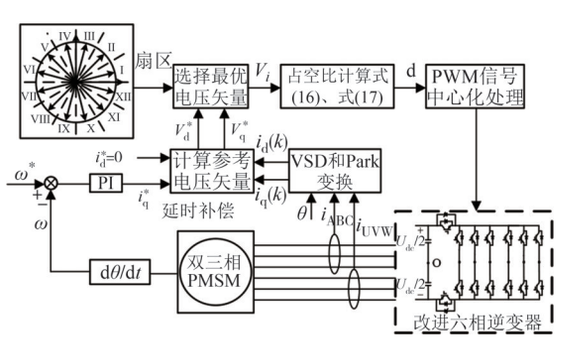


图10　改进型模型预测控制系统框图

Fig.10　System diagram of an improved model predictive current control

定义转矩脉动计算公式为

$$\begin{cases} T_{e_rip}=\sqrt{\dfrac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(T_{e_i}-T_{e_ave})^2} \\ T_{e_ave}=\dfrac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}T_{e_i} \end{cases} \tag{18}$$

表 2 双三相永磁同步电机参数

Tab.2 Dual three-phase PMSM parameters

参数	数值
额定功率/kW	6.3
额定转速/(r·min^{-1})	1 200
额定转矩/(N·m)	50
定子电阻/Ω	1.5
d 轴电感/mH	5
q 轴电感/mH	5
永磁磁链/Wb	0.125
极对数	3
转动惯量/(kg·m^2)	0.02
直流母线电压/V	600

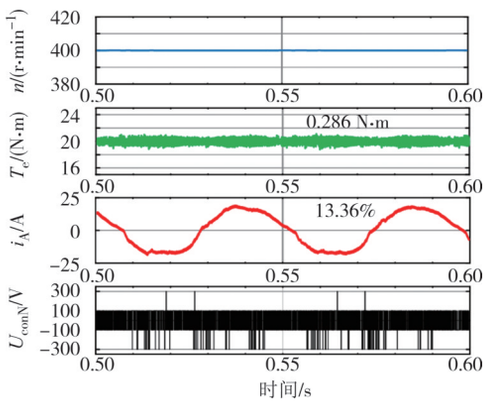
由图 11 可以看出,TMPCC 转矩脉动和电流 THD(总谐波失真)值较大,分别为 0.286N · m 和 13.36%,并且会产生幅值为±U_{dc}/2 的共模电压;RCMV-1 虽然将共模电压的幅值减小为±U_{dc}/6,但却使得电机的转矩脉动以及 THD 增加;RCMV-2 将共模电压幅值降低为±U_{dc}/6,同时将电流 THD 减小到 9.25%,但转矩脉动较大;所提控制方法降低共模电压的同时转矩脉动最小,并且电流 THD 为 4.90%.

为了进一步对比四种控制方法的稳态性能,在高速稳态对四种控制方法进行了仿真对比.图 12 为电机在转速 1 000 r/min,负载转矩为 20 N·m 工况条件下四种控制方法的仿真结果.从图 12 可以看出,TMPCC 的转矩脉动和电流 THD 较大,分别为 0.288 N·m 和 6.96%,并且会产生幅值为±U_{dc}/2 的共模电压;RCMV-1 可以将共模电压的幅值减小为±U_{dc}/6,但转矩脉动和电流 THD 最大;RCMV-2 将共模电压幅值降低为±U_{dc}/6,同时将电流 THD 减小到 4.82%,但会产生较大的转矩脉动;所提控制方法降低共模电压的同时减小了转矩脉动,并且电流 THD 为 2.53%.

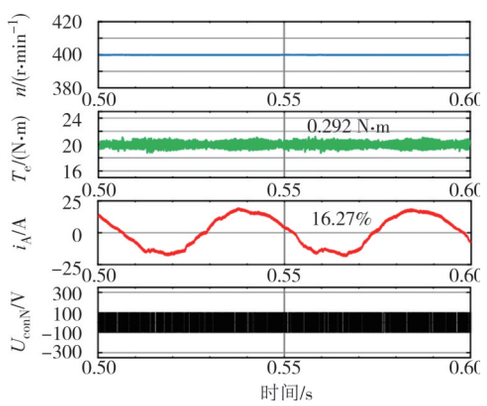
由图 11 和 12 可知,RCMV-1 通过设置共模电压权重系数,抑制了共模电压,却导致电机的转矩脉动和电流 THD 增加,说明谐波电流和共模电压权重系数会相互影响,需配合整定;RCMV-2 通过构造虚拟电压矢量可以抑制电流谐波,但固定幅值的电压矢量仍会产生较大转矩脉动;所提控制方法在抑制共模电压的同时,降低了电机定子电流的 THD 和转矩脉动.

4.2 动态性能对比

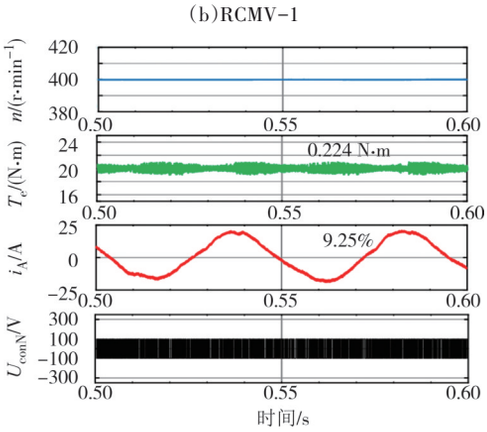
为了验证所提控制方法的动态性能,对四种控制方法进行了动态仿真对比.图 13 为负载转矩由初始的 20 N·m,在 0.3 s 时突增至 30 N·m,0.6 s 时突减至 25 N·m 工况条件下的四种控制方法仿真对比.由



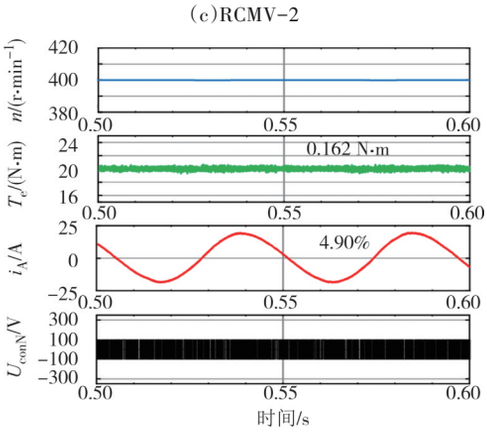
(a)TMPCC



(b)RCMV-1



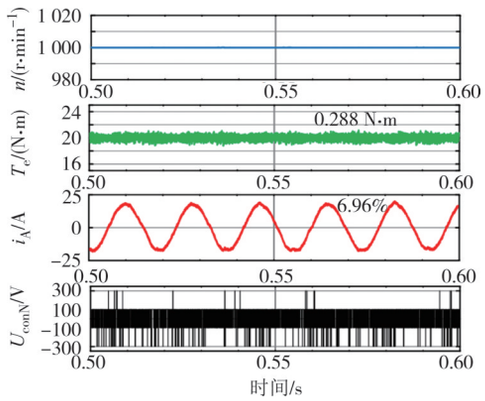
(c)RCMV-2



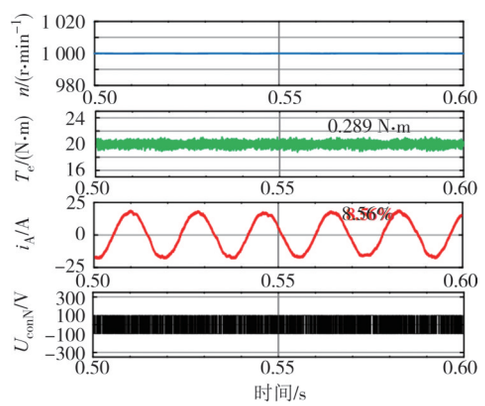
(d)所提控制方法

图 11 低速稳态仿真结果

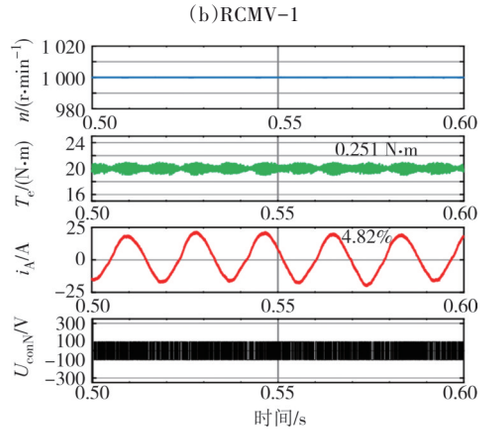
Fig.11 Simulation results of steady-state at low speed



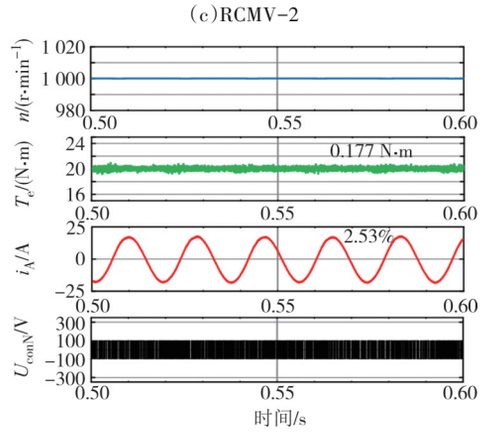
(a)TMPCC



(b)RCMV-1



(c)RCMV-2

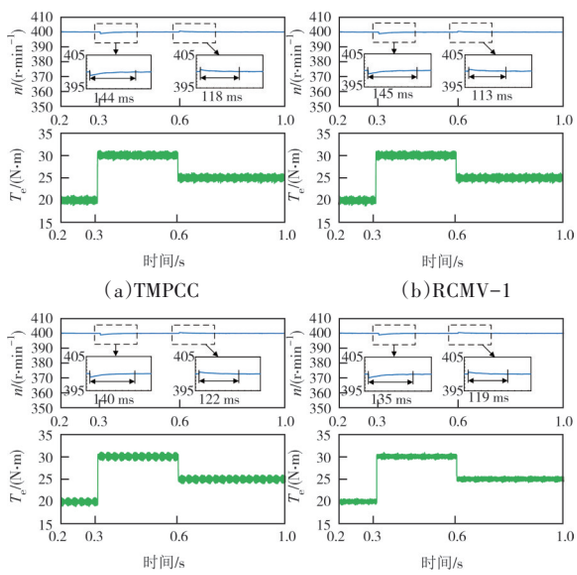


(d)所提控制方法

图 12　高速稳态仿真结果

Fig.12　Simulation results of steady-state at high speed

图 13 可知,在相同转速情况下,当突加负载时,TMPCC、RCMV-1、RCMV-2 和所提控制方法对应的调节时间分别为 144 ms、145 ms、140 ms、　135 ms,当突减负载时四种控制方法所对应的调节时间分别为 118 ms、113 ms、122 ms、119 ms.由此可知,四种控制方法在负载变动时动态响应没有明显差异,电机转速和转矩都能快速准确跟踪设定值,但所提控制方法转矩脉动更小.



(a)TMPCC　(b)RCMV-1

(c)RCMV-2　(d)所提控制方法

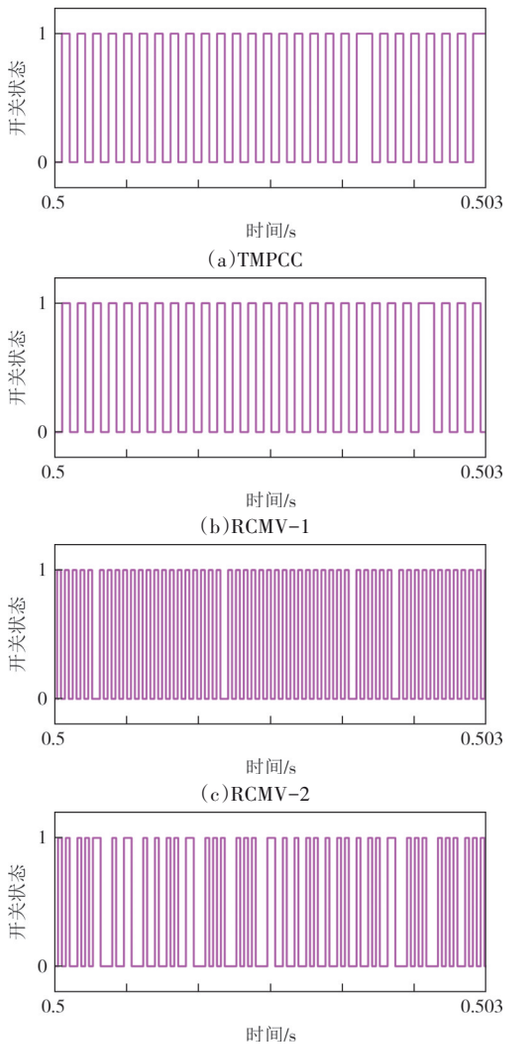
图 13　动态仿真结果

Fig.13　Results of dynamic simulation

4.3　开关频率对比

图 14 为电机转速 200 r/min、负载转矩 20 N · m 工况下分别采用四种控制方法时,A 相桥臂一逆变器在一段时间内的开关状态,0 代表关闭,1 代表打开,上升和下降沿代表开关状态的变化.由图 14 可知,TMPCC 和 RCMV-1 控制方法开关频率基本相同且较小;RCMV-2 方法开关频率最高;所提控制方法开关频率高于 TMPCC 和 RCMV-1 控制方法,但明显低于 RCMV-2 控制方法.统计(0.5~0.6)s 内四种控制方法的开关频率,分别为 13.9 kHz、13.8 kHz、25.1 kHz、20.0 kHz,由于 RCMV-2 和所提控制方法均采用了虚拟电压矢量,一个周期含两到三个基本矢量,故开关频率较高.

图 15 为 RCMV-2 和所提控制方法在不同转速和负载转矩工况下开关频率对比.由图可知,在不同工况下所提控制方法开关频率固定且均低于 RCMV-2,这是由于 RCMV-2 的虚拟零矢量由三个电压矢量合成,故开关频率会升高,特别当低速轻载时更甚,因为此时虚拟零矢量作用次数增多.



(a)TMPCC

(b)RCMV-1

(c)RCMV-2

(d)所提控制方法

图 14 开关状态对比

Fig.14 Comparison of switching state

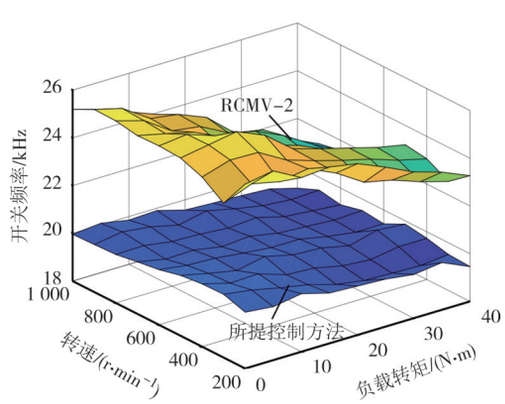
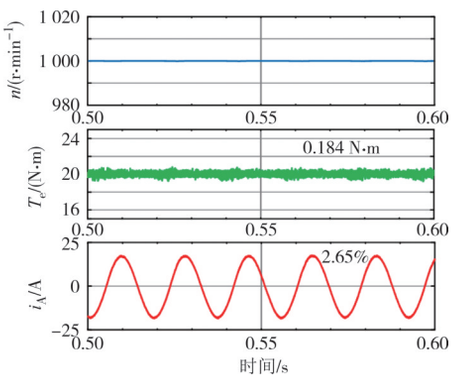


图 15 不同工况下开关频率对比

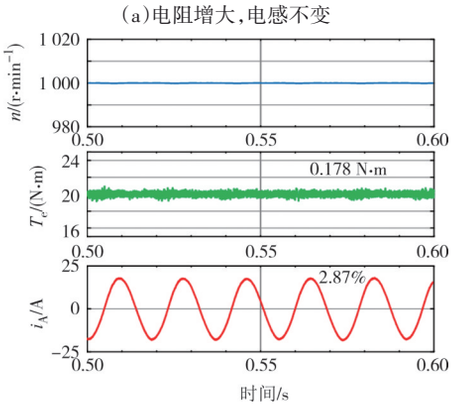
Fig.15 Comparison of switching frequency in different working conditions

4.4 鲁棒性验证

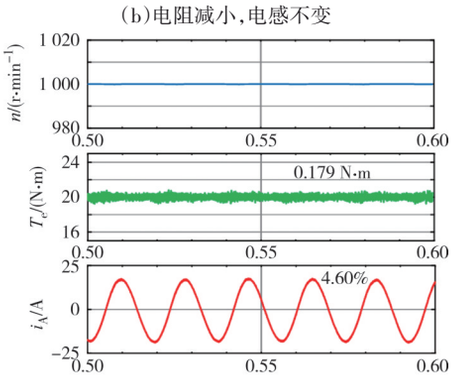
由于电机正常运行时,电机参数可能会发生变化,为验证所提控制方法的鲁棒性,给定电机负载 20 N·m、转速 1 000 r/min,分别使电机电阻增加 20%、电感不变,电阻减小 20%、电感不变,电阻不变、电感增加 20%,电阻不变、电感减小 20%.四种情况下的仿真结果如图 16 所示.



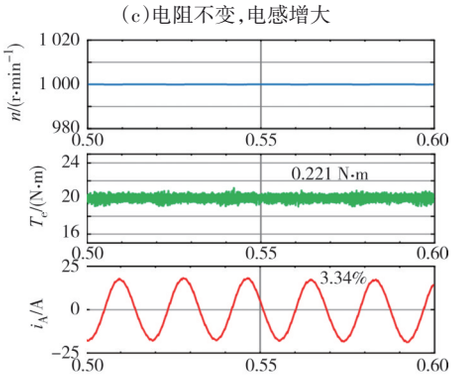
(a)电阻增大,电感不变



(b)电阻减小,电感不变



(c)电阻不变,电感增大



(d)电阻不变,电感减小

图 16 参数失配仿真结果

Fig.16 Simulation results with mismatched parameters

与图 12(d)参数不变的情况进行对比,如表 3 所示.可以发现,当参数在一定范围内变化时,采用所提控制方法对电机转矩脉动和电流质量不会产生较大影响.

表 3　不同电机参数转矩脉动和电流 THD

Tab.3　Torque ripple and current total harmonic distortion of different motor parameters

电机参数	转矩脉动/(N·m)	电流THD/%
参数不变	0.177	2.53
电阻增大,电感不变	0.184	2.65
电阻减小,电感不变	0.178	2.87
电阻不变,电感增大	0.179	4.60
电阻不变,电感减小	0.221	3.34

4.5　计算量对比

最后,对三种抑制共模电压控制方法的计算量进行了对比,并统计寻优代码执行一次所需时间,如表 4 所示.由于 TMPCC 和 RCMV-1 备选电压矢量为所有电压矢量,因此要进行 64 次寻优计算;RCMV-2 虽然备选电压矢量减少,但仍需要进行 4 次寻优计算,而所提控制方法只需进行 1 次参考电压矢量的计算,可以减少计算时间.

表 4　计算量对比

Tab.4　Comparison of computation volume

控制策略	寻优次数	寻优执行时间/μs
TMPCC	64	120.2
RCMV-1	64	126.5
RCMV-2	4	32.1
所提控制方法	1	11.2

5　结 论

提出了一种改进型模型预测电流控制方法,并对 TMPCC、RCMV-1、RCMV-2 和所提控制方法进行仿真对比分析,结果如下:

1)所提控制方法将共模电压幅值限制为 $\pm U_{dc}/6$,与 TMPCC 相比降低了 66.7%.

2)所提控制方法相比于 RCMV-1,除抑制共模电压之外,显著减小了电流谐波含量,同时避免了其代价函数中共模电压和电流谐波权重系数的复杂配合整定.

3)与 RCMV-2 相比,所提控制方法抑制了零矢量 $\boldsymbol{u}_{00}$ 和 $\boldsymbol{u}_{77}$ 的共模电压幅值,每个控制周期由一个虚拟电压矢量和零矢量控制,提升了控制精度,减小了电机的转矩脉动和电流谐波含量,同时无需进行虚拟零矢量的合成,明显降低了开关频率.

4)所提控制方法通过计算参考电压矢量,减少了寻优次数,寻优代码执行时间相较于 RCMV-1 降低了 91%,相较于 RCMV-2 降低了 65%,减小了计算量.

所提控制方法实现了对共模电压幅值的抑制效果,但对共模电压可能造成的共模电磁干扰问题,还需深入分析.

参考文献

[1] 黄林森, 赵文祥, 吉敬华, 等. 稳态性能改善的双三相永磁电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2022,37(2):355-367.
HUANG L S, ZHAO W X, JI J H, et al. Direct torque control for dual three-phase permanent magnet machine with improved steady-state performance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 355-367.(in Chinese)

[2] 刘自程, 李永东, 郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述[J].电工技术学报,2017,32(24):17-29.
LIU Z C, LI Y D, ZHENG Z D. Control and drive techniques for multiphase machines: A review [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 17-29.(in Chinese)

[3] RUAN Z H, SONG W X, YAN Y. Current harmonic suppression for dual three-phase permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Access, 2019,7:143888-143898.

[4] 杨金波, 杨贵杰, 李铁才. 双三相永磁同步电机的建模与矢量控制[J].电机与控制学报,2010,14(6): 1-7.
YANG J B, YANG G J, LI T C. Modeling and vector control for dual three-phase PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(6): 1-7.(in Chinese)

[5] XUE C, SONG W S, WU X S, et al. A constant switching frequency finite-control-set predictive current control scheme of a five-phase inverter with duty-ratio optimization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3583-3594.

[6] 李家祥, 汪凤翔, 柯栋梁, 等. 基于粒子群算法的永磁同步电机模型预测控制权重系数设计[J].电工技术学报,2021,36(1):50-59+76.
LI J X, WANG F X, KE D L, et al. Weighting factors design of model predictive control for permanent magnet synchronous machine using particle swarm optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 50-59+76.(in Chinese)

[7] 周立, 李京明, 周越鹏, 等. 基于GPIO的永磁同步电机模型预测转矩控制[J].电力系统保护与控制,2023,51(6):145-153.
ZHOU L, LI J M, ZHOU Y P, et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on GPIO [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 145-153.(in Chinese)

[8] XUE C, SONG W S, FENG X Y. Finite control-set model

predictive current control of five-phase permanent-magnet synchronous machine based on virtual voltage vectors [J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 836-846.

[9] PRIETO I G, DURAN M J, ACIEGO J J, et al. Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 27-37.

[10] 宋文祥, 任航, 杨煜 ,等. 双三相永磁同步电机的双矢量模型预测转矩控制[J].电机与控制学报,2022,26(9):97-107.
SONG W X, REN H, YANG Y, et al. Two vectors based model predictive torque control of dual three phase permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(9): 97-107.(in Chinese)

[11] 田丽媛, 王庆年, 田晓川. 电动汽车电机驱动系统的共模电磁干扰[J].北京理工大学学报,2014,34(10):1028-1033.
TIAN L Y, WANG Q N, TIAN X C. Common-mode EMI of motor driving system in EVs [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2014, 34(10): 1028-1033.(in Chinese)

[12] 段卓琳, 张栋, 范涛. SiC电机驱动系统传导电磁干扰建模及预测[J].电工技术学报,2020,35(22):4726-4738.
DUAN Z L, ZHANG D, FAN T. Modeling and prediction of electromagnetic interference in SiC motor drive systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(22): 4726-4738.(in Chinese)

[13] 黄辉先, 韩建超, 刘湘宁, 等. 逆变器驱动电机系统共模电压抑制模型预测控制[J].电机与控制学报,2018,22(9):84-90.
HUANG H X, HAN J C, LIU X N, et al. Model predictive control to suppress common mode voltage of inverter drive motor system [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(9): 84-90.(in Chinese)

[14] 郭磊磊, 金楠, 窦智峰, 等. 一种改进的永磁同步发电机模型预测共模电压抑制方法[J].中国电机工程学报,2017,37(16):4810-4818+4906
GUO L L, JIN N, DOU Z F, et al. An improved model predictive control based common-mode voltage suppression strategy for permanent magnet synchronous generators [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(16): 4810-4818+4906.(in Chinese)

[15] CHEN X Y, XU D G, LIU F C, et al. A novel inverter-output passive filter for reducing both differential- and common-mode dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 419-426.

[16] TAKAHASHI S, OGASAWARA S, TAKEMOTO M, et al. Common-Mode voltage attenuation of an active common-mode filter in a motor drive system fed by a PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019,55(3): 2721-2730.

[17] UN E, HAVA A M. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2009,45(2): 782-793.

[18] LAI Y S, SHYU F S. Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects—Part I: basic development [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2004,40(6): 1605-1612.

[19] DURAN M J, RIVEROS J A, BARRERO F, et al. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2059-2067.

[20] 徐质闲, 王政, 王学庆, 等. T型三电平双三相永磁同步电机驱动零共模电压模型预测控制[J].中国电机工程学报,2020,40(13):4301-4310.
XU Z X, WANG Z, WANG X Q, et al. A predictive current control method for a T-type three-level dual three-phase PMSM with zero common-mode voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(13): 4301-4310.(in Chinese)

[21] YU B, SONG W S, GUO Y Q, et al. Virtual voltage vector-based model predictive current control for five-phase VSIs with common-mode voltage reduction [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(2): 706-717.

[22] 孙全增,张志锋.双三相永磁同步电机低共模电压模型预测电流控制[J/OL].电工技术学报:1-15[2023-04-11]. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.221611.
SUN Q Z, ZHANG Z F. Low common-mode voltage model predictive current control of dual three-phase permanent magnet synchronous motor [J/OL]. Transactions of Chinese Electrotechnical Society: 1-15 [2023-04-11]. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.221611.(in Chinese)

[23] 高宏伟, 杨贵杰, 刘剑. 五相电压源逆变器的空间矢量脉宽调制方法研究[J].中国电机工程学报,2014,34(18):2917-2925.
GAO H W, YANG G J, LIU J. Research of space vector PWM techniques for five-phase voltage source inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 2917-2925.(in Chinese)

[24] 郭磊磊, 晋玉祥, 曹玲芝, 等. 基于混合非零矢量的电压源逆变器FCS模型预测共模电压抑制方法[J].太阳能学报,2020,41(11):46-55.
GUO L L, JIN Y X, CAO L Z, et al. Voltage source inverter based on mixed nonzero vector FCS model Predictive common mode voltage suppression method [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2020, 41(11): 46-55.(in Chinese)