

# 面向宽速域五桥臂逆变器-双电机调速系统的无权重系数模型预测控制

梅 杨, 王 梁, 冯帅伟

(北京市电力节能关键技术协同创新中心, 北方工业大学, 北京 100144)

**摘要:** 五桥臂逆变器中有一相桥臂为两个三相逆变桥公用, 两台逆变桥运行相互影响彼此限制, 使得每台三相逆变桥的输出电压幅值显著降低。传统的模型预测控制中未考虑这一限制, 由此会严重制约双电机的调速范围。对此, 本文提出了一种改进的无权重系数模型预测控制方法, 该方法不仅提高了双电机的调速范围, 还将目标函数中不同单位的性能指标磁链和转矩, 转化为一个与之等效的磁链矢量, 省去了权重系数的设计, 同时将五桥臂逆变器固有的电压限制问题转换为磁链限制, 使得控制目标和约束条件统一, 从而令目标函数最简化, 并完全消除了权重系数及相应的设计和整定需求, 显著降低了算法的复杂度, 使控制器易于实现。仿真和实验结果表明, 采用该方法不仅保证了两台电机可同时独立稳定运行, 均具有良好的动静态性能, 而且显著提高了双电机的调速范围。

**关键词:** 五桥臂逆变器; 双电机调速系统; 模型预测控制; 权重系数

**DOI:** 10.12067/ATEEE1709066      **文章编号:** 1003-3076(2018)07-0025-08      **中图分类号:** TM464

## 1 引言

五桥臂逆变器-双电机调速系统可作为传统双电机调速系统的容错运行模式进行工作<sup>[1]</sup>, 大大降低了系统的故障率和停机率, 提高了系统的可靠性、安全性、连续运行的稳定性和经济性, 扩大了双电机调速系统的应用场合和领域, 受到了广泛的关注<sup>[2-5]</sup>。

为了保证双电机系统良好的调速性能, 以往多采用矢量控制与脉宽调制相结合的控制方案。两台电机分别采用矢量控制, 系统结构复杂, 控制器及参数多, 调节整定困难; 五桥臂逆变器受限于一相桥臂公用, 多采用分时共享的半周期调制, 使得输出电压低, 开关动作频繁, 导致两台电机调速范围严重受限<sup>[6,7]</sup>。

近些年, 模型预测控制(MPC)技术日臻成熟, 逐渐被运用于五桥臂逆变器-双电机调速系统中。该项技术控制结构简单, 无需电流内环及控制器参

数整定, 且不需进行脉宽调制, 易于实现调速系统多条件约束和多目标优化, 动态性能优良<sup>[8-13]</sup>。但是, 传统模型预测转矩控制(MPTC)未考虑五桥臂逆变器的输出电压幅值限制, 一旦负载需要宽调速范围运行时, 电压需求将超出五桥臂逆变器线性调制范围, 使得变换器输出性能下降, 从而导致电机调速性能恶化, 系统无法正常运行<sup>[14]</sup>。

文献[14]考虑到五桥臂逆变器输出电压的幅值限制, 将其作为约束条件加入到模型预测控制的目标函数中, 虽然可以在一定程度上提高系统的调速范围, 但却使得目标函数中性能指标和约束条件众多, 且这些指标为具有不同量纲的物理量, 各自均需根据其量纲和重要程度来设置权重系数, 使得参数设计和调节困难, 控制算法复杂, 运算量大。

对此, 本文提出了一种改进的无权重系数模型预测控制方法。该方法充分利用异步电机内部的电磁特性, 将调速系统的性能指标和约束条件等量转

收稿日期: 2017-09-29  
基金项目: 国家自然科学基金项目(51477003)、北京市自然科学基金项目(4152013)、北京市科技新星计划项目(Z161100004916049)  
作者简介: 梅 杨(1981-), 女, 湖北籍, 教授, 博士, 研究方向为电力电子与电力传动;  
王 梁(1995-), 男, 山西籍, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

换并整合为单一指标,从而消除了权重系数及其参数整定,极大简化了目标函数,降低了控制算法的复杂性和实现难度。

2 五桥臂逆变器-双电机调速系统

2.1 系统拓扑

五桥臂逆变器-双电机调速系统结构如图 1 所示。五桥臂逆变器由两台三相电压源型逆变桥(逆变桥 1 和逆变桥 2)并联构成,分别驱动两台交流异步电机(IM1 和 IM2)。其中,逆变桥 1 的三相桥臂对应图 1 中五桥臂逆变器的桥臂 1、桥臂 2、桥臂 3,分别连接电机 IM1 的三相 A1、B1、C1;逆变桥 2 的三相桥臂对应图 1 中桥臂 5、桥臂 4、桥臂 3,分别连接电机 IM2 的三相 A2、B2、C2,两台逆变桥桥臂 3 公用,同时驱动两台电机的 C 相(C1 和 C2 同相)。

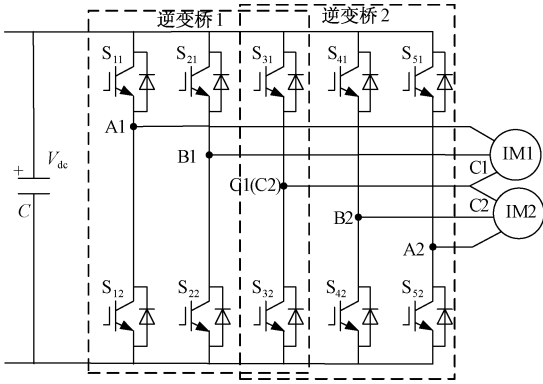


图 1 五桥臂逆变器-双异步电机调速系统结构图

Fig. 1 Configuration of dual induction motor drive system fed by five-leg inverter

2.2 异步电机数学模型

异步鼠笼型电动机在静止坐标系下的状态方程为:

$$\begin{cases} u_s = R_s i_s + p\psi_s \\ 0 = R_r i_r + p\psi_r - j\omega_r \psi_r \\ \psi_s = L_s i_s + L_m i_r \\ \psi_r = L_m i_s + L_r i_r \\ T_e = (3/2)p_n \lambda L_m (\psi_r \times \psi_s) \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u_s$ 、 $i_s$ 、 $i_r$  分别为定子电压、定子电流、转子电流矢量;  $\psi_s$  和  $\psi_r$  分别为定子和转子磁链矢量;  $R_s$ 、 $R_r$ 、 $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$  分别为定子电阻、转子电阻、定子电感、转子电感和互感;  $\omega_r$  和  $p_n$  分别为转子电角速度和电机极对数;  $T_e$  为电磁转矩;  $p$  为微分算子;  $\lambda = 1/(L_s L_r - L_m^2)$ 。根据式(1)可构建异步电机状态空间方程如下:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (2)$$

式中,  $x = [i_s \ \psi_r]^T$ , 为状态变量;  $u = u_s$ , 为输入矢量。

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda L_r R_{sr} & \lambda L_m (\frac{R_r}{L_r} - j\omega_r) \\ R_r \frac{L_m}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

其中,  $R_{sr} = R_s + R_r (L_m/L_r)^2$

3 无权重系数模型预测控制

五桥臂逆变器-双电机调速系统的无权重系数模型预测磁链控制结构如图 2 所示。两台电机均采用外环 PI 控制器直接控制电机转速,以获得各自的参考转矩  $T_1^*$  和  $T_2^*$ 。内部采用模型预测控制,主要包括磁链观测、参考转换、条件约束、预测模型和目标优化五部分。

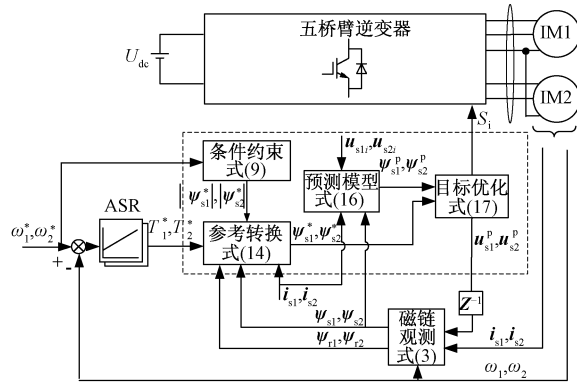


图 2 无权重系数模型预测控制框图

Fig. 2 Scheme of wide speed range model predictive control method without weighting factor

由图 2 可见,该方法与传统的 MPTC 方法结构基本类似,但是增加了条件约束和参考转换两个环节。其中,条件约束是利用异步电机内部的电磁关系,将五桥臂逆变器的输出电压幅值限制等量转换为磁链限制,以此来动态计算和调整目标磁链幅值;参考转换则利用外环所得的参考转矩和电机运行的目标磁链,同时考虑条件约束中的磁链限制,拟合生成等效的参考磁链矢量。

为了统合性能指标,在预测模型中不采用通常的磁链和电磁转矩,而是预测五桥臂逆变器每一种有效开关状态所产生的两台电机磁链矢量。由此在目标优化中只需要根据预测磁链矢量与参考磁链矢量的差值构建目标函数,通过其最小化寻得令系统

最优的开关状态,并作用于五桥臂逆变器的控制。预测模型中所用到的当前磁链均通过磁链观测环节估计得到。

### 3.1 磁链观测

模型预测控制依赖于数学模型计算,因此为提高磁链观测精度以保证系统控制效果,本文采用全阶观测器实时估算定子电流和转子磁链,观测器表达式可根据电机状态空间方程式(2)构建如下:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s) \quad (3)$$

式中,  $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\mathbf{i}}_s \quad \hat{\boldsymbol{\psi}}_r]^T$ , 为估计状态变量; $\mathbf{G}$  为反馈增益矩阵。 $\mathbf{G}$  的选择直接关系着观测器的收敛性和稳定性,本文选取观测器的极点为电机极点的  $l$  倍( $l=1.1$ ),满足该条件的误差反馈矩阵的元素如下:

$$\mathbf{G} = - \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

$$\begin{cases} g_1 = -\lambda(l-1)(L_r R_s + L_s R_r) \\ g_2 = (l-1)\omega_r \\ g_3 = (l-1)(L_s R_r - l L_r R_s)/L_m \\ g_4 = -(l-1)\omega_r/(\lambda L_m) \end{cases}$$

由此可实时估算当前时刻转子磁链  $\boldsymbol{\psi}_r(k)$ , 并据此估算出定子磁链  $\boldsymbol{\psi}_s(k)$ 。

### 3.2 条件约束

在负载转矩一定的条件下,异步电机的最大转速主要由直流母线能提供的最大等效电压决定<sup>[15]</sup>。当两台电机稳定运行时,忽略电阻压降的影响,为了简化分析,两台电机的电压近似表示为:

$$\begin{cases} \omega_1^* |\boldsymbol{\psi}_{s1}^*| = U_{s1}^* \\ \omega_2^* |\boldsymbol{\psi}_{s2}^*| = U_{s2}^* \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $\omega_1^*$ 、 $\omega_2^*$  和  $U_{s1}^*$ 、 $U_{s2}^*$  分别为两台电机的参考电角速度和参考相电压幅值。通常双电机调速系统中两台电机参数差异不大,设置  $|\boldsymbol{\psi}_{s1}^*| = |\boldsymbol{\psi}_{s2}^*| = |\boldsymbol{\psi}_s^*|$ , 由式(5)可知:

$$|\boldsymbol{\psi}_s^*| = \frac{U_{s1}^* + U_{s2}^*}{\omega_1^* + \omega_2^*} \quad (6)$$

由于五桥臂逆变器中两台三相逆变桥共直流母线并联,且公用一相桥臂,必然会互相制约,文献[14]分析了在不同控制方法下能保证两逆变桥输出波形正弦的相电压幅值范围,并给出结论如下:

$$\begin{cases} U_{\text{sum}}(k+2) = U_{s1}(k+2) + U_{s2}(k+2) \\ U_{\text{sum}} \leq U_{\text{max}} = 0.5U_{\text{dc}} \end{cases} \quad (7)$$

即两逆变桥输出电压峰值之和的最大值为直流母线电压  $U_{\text{dc}}$  的一半。

若  $U_{s1}^* + U_{s2}^* \leq 0.5U_{\text{dc}}$ , 条件约束满足,不需要对参考电压进行限制和调整,因此两台电机可按照经典控制方法,设定参考磁链保持为额定磁链  $\boldsymbol{\psi}_{sN}^*$  (本文中下标  $N$  表示相应变量的额定值)。根据式(6)可推得此时电机的最大转速主要由直流母线能够提供的最大等效相电压决定,由于两台逆变桥共用直流母线,可将其供电与单逆变器等效,当采用同样的控制方法时,电机的最大转速与直流母线电压幅值近似成线性关系,即

$$\frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dcN}}} = \frac{\omega_1^* + \omega_2^*}{\omega_N^*} \quad (8)$$

此时  $\omega_1^* + \omega_2^* \leq (U_{\text{dc}}/U_{\text{dcN}})\omega_N^*$ 。

若  $U_{s1}^* + U_{s2}^* > 0.5U_{\text{dc}}$ , 即  $\omega_1^* + \omega_2^* > (U_{\text{dc}}/U_{\text{dcN}})\omega_N^*$  时,条件约束不满足,根据结论式(7)可知要保证逆变器输出正弦和电机的稳态性能,必须要将  $U_{s1}^* + U_{s2}^*$  限制在  $0.5U_{\text{dc}}$  以内,根据式(6)可知,此时参考磁链最大值为  $|\boldsymbol{\psi}_s^*| = 0.5U_{\text{dc}}/(\omega_1^* + \omega_2^*)$ 。

通过上述等效处理和条件转换,将五桥臂逆变器固有的电压限制转化为参考磁链的幅值限制:

$$|\boldsymbol{\psi}_{s1}^*| = |\boldsymbol{\psi}_{s2}^*| = \begin{cases} \boldsymbol{\psi}_{sN}^* & \omega_1^* + \omega_2^* \leq \omega_{\text{sumN}}^* \\ \frac{0.5U_{\text{dc}}}{\omega_1^* + \omega_2^*} & \omega_1^* + \omega_2^* > \omega_{\text{sumN}}^* \end{cases} \quad (9)$$

式中,基准速  $\omega_{\text{sumN}}^* = (U_{\text{dc}}/U_{\text{dcN}})\omega_N^*$ 。在本文的工作中,直流母线电压额定值  $U_{\text{dcN}}$  为 540V,相应的电机额定转速  $n_N^*$  为 1500r/min,即额定电角速度  $\omega_N^*$  为 314rad/s,实际直流母线电压  $U_{\text{dc}}$  为 350V。由式(7)计算得到两台电机的基准速  $\omega_{\text{sumN}}^*$  为 203rad/s,对应的转速  $n_{\text{sumN}}^*$  约为 969r/min。

这样可以根据转速的运行范围及所需提供的电压大小,实时调节两台电机定子磁链的幅值,从而自动分配、调整 and 限制每台电机的目标电压。使得两台电机的电压分配与转速分配成正比,同时实现输出电压目标值限制,并以此提高系统调速范围。

### 3.3 参考转换

根据式(1)中的电磁转矩矢量方程可得到:

$$\begin{aligned} T_e &= (3/2)p_n \lambda L_m (\boldsymbol{\psi}_r \times \boldsymbol{\psi}_s) \\ &= (3/2)p_n \lambda L_m |\boldsymbol{\psi}_r| |\boldsymbol{\psi}_s| \sin(\varphi_s - \varphi_r) \end{aligned} \quad (10)$$

式中,  $\varphi_s$ 、 $\varphi_r$  分别为定子磁链矢量和转子磁链矢量

的相位。

由此得到定转子磁链之间的相位关系满足:

$$\varphi_s = \varphi_r + \arcsin \frac{T_e}{(3/2)p_n \lambda L_m |\boldsymbol{\psi}_r| |\boldsymbol{\psi}_s|} \quad (11)$$

根据式(11)可得到参考定子磁链相位为:

$$\begin{aligned} \varphi_s^*(k+1) &= \varphi_r^*(k+1) + \\ &\arcsin \frac{T_e^*}{(3/2)p_n \lambda L_m |\boldsymbol{\psi}_r^*(k+1)| |\boldsymbol{\psi}_s^*|} \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $\varphi_s^*(k+1)$  和  $\varphi_r^*(k+1)$  分别为定子磁链矢量和转子磁链矢量相位的参考值。定子磁链参考幅值  $|\boldsymbol{\psi}_s^*|$  根据条件约束式(9)给定, 电磁转矩参考  $T_e^*$  由转速外环调节所得目标确定。转子磁链参考  $\boldsymbol{\psi}_r^*(k+1)$  的相位  $\varphi_r^*(k+1)$  和幅值  $|\boldsymbol{\psi}_r^*(k+1)|$  均可通过对异步电机状态空间方程式(1)中转子磁链方程进行离散化而获得, 结果如下:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_r^*(k+1) &= \left(1 + jT_s \omega_r(k) - \frac{R_r}{L_r} T_s\right) \boldsymbol{\psi}_r(k) + \\ &\frac{L_m R_r}{L_r} T_s \mathbf{i}_s(k) \end{aligned} \quad (13)$$

式中,  $T_s$  为采样周期。

这样就可以将传统的定子磁链幅值和电磁转矩两个不同量纲的性能指标, 以及五桥臂逆变器输出电压幅值条件约束等效地转换成一个统一的定子磁链矢量需求, 其参考值计算如下:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_{s1}^*(k+1) &= |\boldsymbol{\psi}_{s1}^*(k+1)| e^{j\varphi_{s1}^*(k+1)} = |\boldsymbol{\psi}_{s1}^*| e^{j\varphi_{s1}^*(k+1)} \\ \boldsymbol{\psi}_{s2}^*(k+1) &= |\boldsymbol{\psi}_{s2}^*(k+1)| e^{j\varphi_{s2}^*(k+1)} = |\boldsymbol{\psi}_{s2}^*| e^{j\varphi_{s2}^*(k+1)} \end{aligned} \quad (14)$$

### 3.4 预测模型

通过对异步电机状态空间方程式(1)中定子电压方程进行离散化可得到:

$$\boldsymbol{\psi}_s^p(k+1) = \boldsymbol{\psi}_s(k) + T_s [\mathbf{u}_s(k) - R_s \mathbf{i}_s(k)] \quad (15)$$

式中, 上标 p 表示相应变量的预测值。

五桥臂逆变器有 5 相独立的桥臂, 故有效开关状态为  $2^5 = 32$  种, 每一种开关状态都将产生两台三相逆变桥各自的输出电压矢量, 即两台电机的定子电压矢量。而对于任意一台异步电机, 每种定子电压矢量将会产生不同的定子磁链, 并以此影响电机的后续运行。

因此, 将式(15)应用于两台电机中, 可以针对五桥臂逆变器的全部可能开关状态及其产生的两

逆变桥 32 种输出电压矢量组合, 建立调速系统的预测模型。据此根据当前电压电流采样值和磁链观测结果, 准确预测出在不同开关状态作用下, 下一个采样周期两台电机的磁链矢量, 其表达式为:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\psi}_{s1}^p(k+1) = \boldsymbol{\psi}_{s1}(k) + T_s [\mathbf{u}_{s1}(k) - R_{s1} \mathbf{i}_{s1}(k)] \\ \boldsymbol{\psi}_{s2}^p(k+1) = \boldsymbol{\psi}_{s2}(k) + T_s [\mathbf{u}_{s2}(k) - R_{s2} \mathbf{i}_{s2}(k)] \end{cases} \quad (16)$$

### 3.5 目标优化

通过 3.1 节 ~ 3.4 节的转换, 每台电机的定子磁链矢量预测模型可同时描述五桥臂逆变器开关状态对电机磁链和电磁转矩的影响作用。而电机的定子磁链矢量参考同时体现了电机的调速性能需求和五桥臂逆变器的输出电压幅值约束条件。因此可以构建目标函数如下:

$$\begin{aligned} g_i &= |\boldsymbol{\psi}_{s1}^*(k+1) - (\boldsymbol{\psi}_{s1}^p(k+1))_i| + \\ &|\boldsymbol{\psi}_{s2}^*(k+1) - (\boldsymbol{\psi}_{s2}^p(k+1))_i| \end{aligned} \quad (17)$$

式中,  $i$  表示第  $i$  种开关状态,  $i = 1, 2, \dots, 32$ 。

目标优化的过程如下: 利用式(14)求解任意时刻的两电机定子磁链矢量参考, 然后利用式(16)预测全部 32 种有效开关状态产生的相应定子磁链矢量, 并将其依次代入式(17)求解对应的目标函数值; 最后比较全部 32 组结果, 确定目标函数的最小值及其对应的开关状态  $S_i$ ; 将这一开关状态作为下一采样周期的控制信号, 从而实现系统性能的最优化。

比较而言, 以往对于五桥臂逆变器-双电机调速系统的模型预测控制研究中, 通常优化目标采用两台电机各自的磁链和电磁转矩, 共计 4 项性能指标, 另外需考虑并量化输出电压幅值约束, 至少 1 项约束指标, 使得目标函数组成部分多达 5 项甚至更多, 且大多为具有不同量纲的物理量。每项均需设定权重系数, 以统一其量纲并确定其重要性, 因此权重系数众多, 调节整定困难, 目前尚无成熟的理论设计方法。而从式(17)可知, 采用本文提出的方法, 目标函数极简化, 仅由两部分组成, 且量纲相同, 不含权重系数, 显然设计简单, 无需参数整定, 实现容易。

### 4 仿真分析

为验证所提控制方法的有效性, 利用 Matlab/Simulink 软件进行系统仿真。仿真中采样频率为 20kHz, 直流母线电压为 350V, 两台电机参数略有差异, 如表 1 所示。



表 1 两台异步电机参数

Tab. 1 Parameters of two induction motors

参数	数值	参数	数值
$U_{N1}/V$	380	$U_{N2}/V$	380
$P_{N1}/kW$	2.2	$P_{N2}/kW$	2.2
$R_{s1}/\Omega$	2.54	$R_{s2}/\Omega$	1.88
$R_{r1}/\Omega$	1.67	$R_{r2}/\Omega$	1.05
$L_{m1}/H$	0.2366	$L_{m2}/H$	0.218
$L_{r1}/H$	0.2498	$L_{r2}/H$	0.228
$L_{s1}/H$	0.2498	$L_{s2}/H$	0.228
$p_{n1}$	2	$p_{n2}$	2

仿真中, 设定 IM1 参考转速在 0.6s 时刻由 200r/min 阶跃至 400r/min, 负载同时由 2.5N·m 跳变为5.2N·m, IM2 保持空载, 并在 0.4s 时刻参考转速从 800r/min 阶跃至 1400r/min, 得到两台电机的仿真波形如图 3 所示。可以看出, 两台电机转速均可以无超调无振荡快速跟踪其参考转速, 定子磁链幅值随转速的升高而降低。

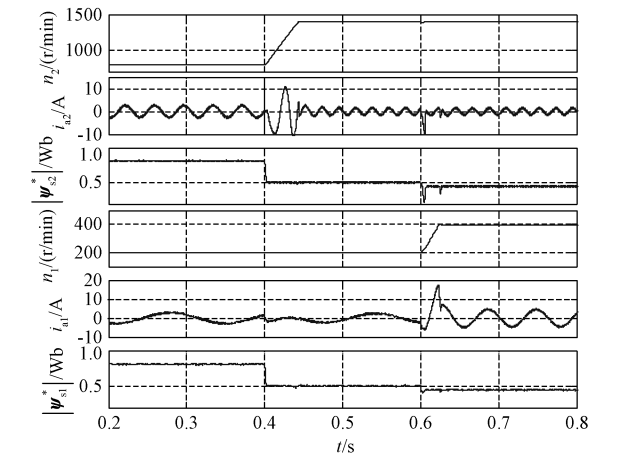


图 3 两台电机的仿真波形

Fig. 3 Simulation waveforms of both induction motors

此外, 对传统的模型预测转矩控制和本文提出的无权重系数模型预测控制方法进行了仿真对比。其中两台电机额定参数不变, 带载均保持为 5N·m。设定一台电机 (IM1) 参考转速不变, 不断改变另一台电机 (IM2) 参考转速, 在确保两台电机均能稳定运行情况下, 仿真确定 IM2 的最大转速范围, 得到结果如表 2 所示。表 2 中, × 表示该设定无法实现, 仿真中观察到此时电机定子电压和电流波形严重恶化, 无法维持电机的稳定运行。

表 2 不同控制方法下双电机系统的调速范围

Tab. 2 Adjustable speed range of dual motor drives by using different control methods

IM1 转速 /(r/min)	IM2 最大转速 /(r/min)		IM1 转速 /(r/min)	IM2 最大转速 /(r/min)	
	MPTC	本文方法		MPTC	本文方法
300	640	1400	700	250	1000
400	540	1300	800	150	950
500	500	1200	900	50	850
600	350	1100	1000	×	700

根据理论分析, 在上述仿真条件下, 两台电机的基准速  $n_{sumN}^*$  约为 969r/min, 如采用传统方法, 当两台电机的参考转速之和超过该基准速后, 电机所需的参考电压超出五桥臂逆变器的输出电压幅值限制, 将会导致电机调速性能恶化。显然表 2 所示的仿真结果与理论分析基本吻合。而采用本文提出的方法, 将会在参考转速超过基准速后, 通过对参考磁链的修正, 限制目标输出电压处于约束条件以内, 以此实现系统在宽速域内的稳定运行和良好的调速性能。从表 2 仿真结果可见, 系统的调速范围显著提高。

5 实验分析

本文搭建了一台 5kW 的五桥臂逆变器-双异步电机调速系统测试平台, 如图 4 所示。五桥臂逆变器样机主要由主电路、控制电路、调理电路和辅助电源等四部分组成, 两台三相异步电机驱动电动机作为负载。在该平台上进行了 MPTC 方法和本文提出控制方法的实验测试。实验中两台电机参数与仿真完全一致 (见表 1)。采样频率为 10kHz, 直流母线电压给定为 350V。

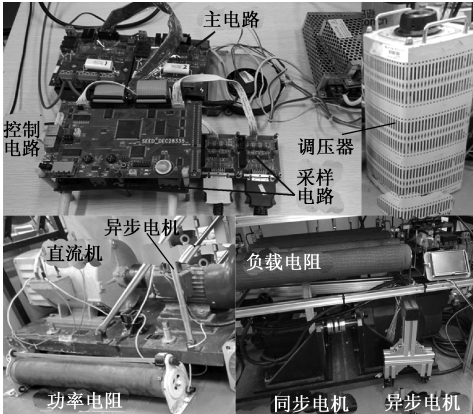


图 4 五桥臂逆变器-双电机调速系统测试平台

Fig. 4 Experimental platform of dual motor drive system fed by five-leg inverter

图 5 为采用两种控制方法取得的稳态波形。其中,IM1 参考转速 300r/min,带载 5.2N·m,IM2 参考转速 400r/min,空载。根据理论分析,此时两电机参考转速在基准速以内。实验结果显示,采用两种控制方法在该条件下均能使得两台电机独立稳定运行。同时对两台电机的定子电流进行 FFT 分析,结果如表 3 所示。可以看出,相比于传统的 MPTC 方法,采用本文提出的无权重系数模型预测控制方法可以获得更好的定子电流波形质量。

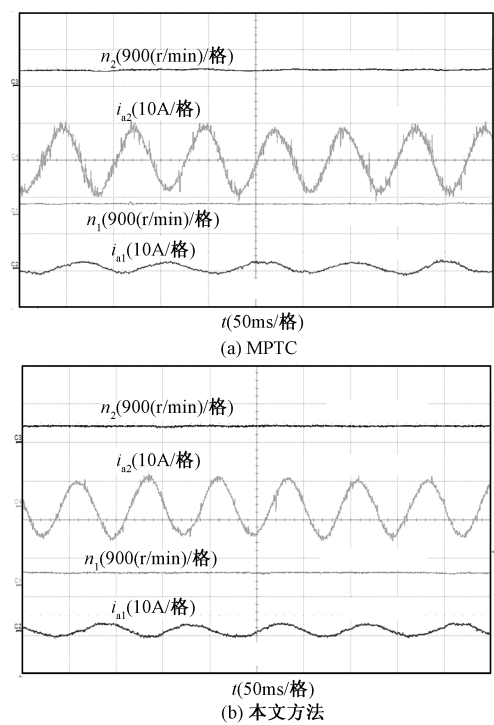


图 5 两台电机的稳态转速和定子电流波形  
( $n_1^* = 300\text{r/min}$ ,  $n_2^* = 400\text{r/min}$ )

Fig. 5 Speed curves and current waveforms of both motors in steady state( $n_1^* = 300\text{r/min}$ ,  $n_2^* = 400\text{r/min}$ )

表 3 定子电流 THD 对比

Tab. 3 THD comparison for stator currents		MPTC	本文方法
电流 THD(%)	IM1	15. 1	10. 9
	IM2	10. 6	6. 76

继续提高两台电机的参考转速,设定 IM1 参考转速为 300r/min,带载 3.8N·m,IM2 参考转速为 1200r/min,空载。根据理论计算,两台电机参考转速之和超过基准速。图 6(a)为采用传统 MPTC 方法所得转速和电流波形,可以看出两台电机定子电流波形严重畸变,转速存在波动,且 IM2 实际转速最多只能达到 650r/min,不能跟踪参考转速,即调

速系统无法实现稳定运行。图 6(b)为同样设定条件下,采用本文提出方法的实验结果。从图 6(b)可以看出,采用该方法两台电机均能达到设定转速,且电流波形基本正弦,系统可以保持良好稳定的运行。

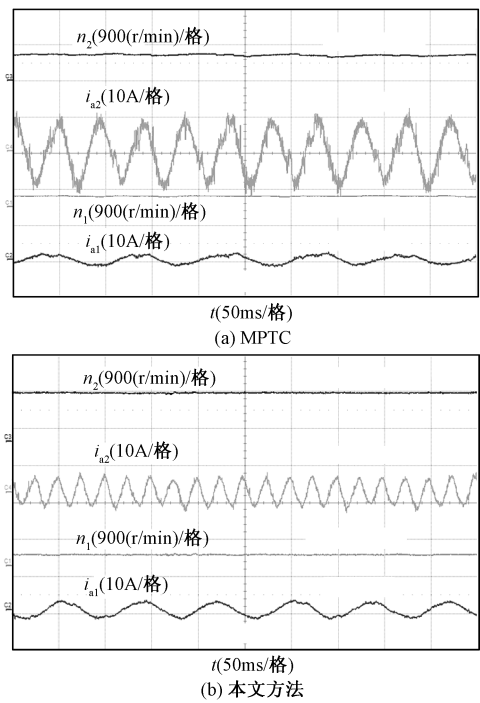


图 6 两台电机的稳态转速和定子电流波形  
( $n_1^* = 300\text{r/min}$ ,  $n_2^* = 1200\text{r/min}$ )

Fig. 6 Speed curves and current waveforms of both motors in steady state( $n_1^* = 300\text{r/min}$ ,  $n_2^* = 1200\text{r/min}$ )

设定一台电机(IM1)参考转速不变,不断改变另一台电机(IM2)参考转速,在确保两台电机均能稳定运行情况下,综合实验数据确定 IM2 的最大调速范围,得到结果如表 4 所示。可以看出,采用本文提出的方法可以显著提高两台电机的调速范围。

表 4 不同控制方法下双电机系统的  
调速范围(实验)

Tab. 4 Adjustable speed range of dual motor drives by using different control methods (experiments)		
IM1 转速 /(r/min)	IM2 最大转速/(r/min)	
	MPTC	本文方法
300	650	1400
400	550	1200
500	450	1000

图 7~图 9 为采用本文提出方法在不同工况(基准速以下和基准速以上)下所得的动态实验波形。其中,图 7(情况 1)中设定 IM1 参考转速从 300r/min 阶跃至 600r/min,同时负载由 3.8N·m 跃

变至  $7.8\text{ N}\cdot\text{m}$ , IM2 转速从  $500\text{ r/min}$  阶跃至  $200\text{ r/min}$ , 维持空载。根据理论分析, 在整个动态过程中两台电机参考转速之和一直处于基准速以下。实验结果显示, 两台电机转速均未出现超调, 无明显振荡, IM1 响应时间为  $164\text{ ms}$ , IM2 响应时间为  $95\text{ ms}$ , 均能快速跟踪设定转速, 动态性能良好。

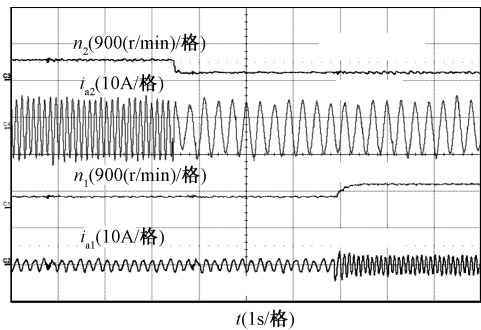


图 7 两台电机的动态转速和定子电流波形(情况 1)  
Fig. 7 Speed curves and current waveforms of both motors under speed and load changes (example 1)

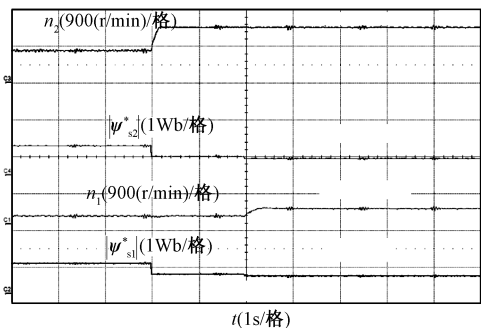


图 8 两台电机的动态转速和定子磁链波形(情况 2)  
Fig. 8 Speed curves and stator flux waveforms of both motors under speed and load changes (example 2)

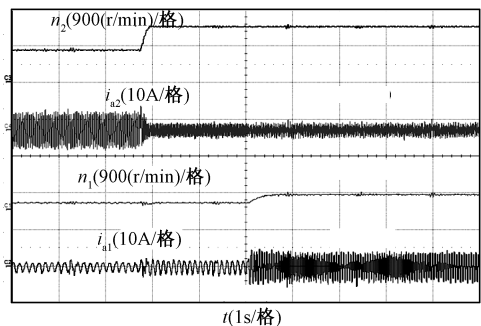


图 9 两台电机的动态转速和定子电流波形(情况 2)  
Fig. 9 Speed curves and current waveforms of both motors under speed and load changes (example 2)

图 8 和图 9 为两台电机参考转速之和高于基准速情况(情况 2)下的电机转速、定子磁链、定子电流

的动态波形。设定 IM1 参考转速从  $200\text{ r/min}$  阶跃至  $400\text{ r/min}$ , 同时负载由  $2.5\text{ N}\cdot\text{m}$  跳至  $5.2\text{ N}\cdot\text{m}$ , IM2 参考转速从  $800\text{ r/min}$  阶跃至  $1400\text{ r/min}$ , 维持空载。根据理论分析, 此时两台电机的参考转速之和在基准速以上。按照本文提出的控制方法, 将会修正参考磁链, 使其随参考转速反比例下降, 通过动态弱磁保证两台电机所需目标电压维持在五桥臂逆变器最大输出电压限幅以内。由图 8 和图 9 可见, 在转速突增时两台电机的定子磁链迅速降低, 保证电机转速能够迅速跟踪参考转速, IM1 响应时间为  $271\text{ ms}$ , IM2 响应时间为  $224\text{ ms}$ 。两台电机的转速基本无超调无振荡, 动态性能良好。

综上所述, 采用本文提出的控制方法, 两台电机在基准速以下以及远超过基准速以上的范围内均可以独立稳定运行, 且动静态性能良好。

## 6 结论

本文针对宽速域五桥臂逆变器-双电机调速系统, 提出了一种改进的无权重系数模型预测控制方法。仿真和实验结果表明采用该方法可实现两台电机独立稳定运行, 且动静态性能良好。相比于传统的模型预测转矩控制方法, 采用该方法具有明显的优越性, 主要表现为: ①两台电机的稳态性能得到有效改善; ②两台电机的调速范围显著扩大; ③将目标函数最简化, 省去了权重系数的设计和参数整定, 算法简单易于实现。

## 参考文献 (References):

[ 1 ] Wang W, Cheng M, Zhang B, et al. A fault-tolerant permanent-magnet traction module for subway applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29 (4): 1646-1658.  
[ 2 ] 谷鑫, 姜勃, 耿强, 等 (Gu Xin, Jiang Bo, Geng Qiang, et al.). 双永磁同步电机五桥臂变换器模型预测控制 (Model predictive control for permanent magnet synchronous motors with five-leg voltage source inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (12): 25-30.  
[ 3 ] Wang W, Zhang J, Cheng M. A dual-level hysteresis current control for one five-leg VSI to control two PMSMs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32 (1): 804-814.  
[ 4 ] 刘嘉, 梅杨, 王莉娜, 等 (Liu Jia, Mei Yang, Wang Lina, et al.). 五桥臂逆变器驱动双异步电机调速系统的调制方法研究 (Research on modulation method of five-leg inverter fed dual induction motor drive system)

- [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2012, 31 (2): 42-46.
- [5] Hara A, Enokijima H, Tanaka T, et al. Independent speed control of two induction motors fed by a five-leg inverter applying space vector modulation [A]. 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) [C]. 2011. 1-6.
- [6] Iwashita M, Suzuki Y, Matsuse K, et al. Characteristics of speed control of two induction motors fed by a five-leg inverter with space vector modulation [A]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. 2013. 3749-3756.
- [7] Mei Y, Feng S. An optimized modulation method for a five-leg-inverter for dual induction motor drives [A]. IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference [C]. 2016. 660-663.
- [8] 全生财, 郭文勇, 李大飞 (Quan Shengcai, Guo Wenyong, Li Dafei). 三相电流型 PWM 整流器改进型模型预测控制 (Improved model predictive control of three-phase current source rectifier) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (8): 30-35.
- [9] Zhang Y, Yang H, Xia B. Model-predictive control of induction motor drives: Torque control versus flux control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52 (5): 4050-4060.
- [10] 汪玉凤, 周宏胭, 刘存国, 等 (Wang Yufeng, Zhou Hongyan, Liu Cunguo, et al.). 基于有限控制集模型预测控制的 SAPF 的研究 (Research on SAPF based on finite control set model predictive control) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (2): 50-54.
- [11] Wang Y, Wang X, Xie W, et al. Deadbeat model-predictive torque control with discrete space-vector modulation for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (5): 3537-3547.
- [12] Lim C S, Rahim N A, Hew W P, et al. Model predictive control of a two-motor drive with five-leg-inverter supply [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60 (1): 54-65.
- [13] 韩金刚, 马治远, 赵铭, 等 (Han Jingang, Ma Zhiyuan, Zhao Ming). 模型预测控制三相逆变器研究 (Research on model predictive control of three-phase inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (7): 33-37, 54.
- [14] Lim C S, Levi E, Jones M, et al. An improved two-motor three-phase drive using FCS-MPC based flux and torque control with voltage constraint consideration [A]. International Electric Machines & Drives Conference [C]. 2013. 188-195.
- [15] Zhang Y, Yang H. Model-predictive flux control of induction motor drives with switching instant optimization [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30 (3): 1113-1122.

## Model predictive control method without weighting factor for wide speed range five-leg inverter fed dual motor drive system

MEI Yang, WANG Liang, FENG Shuai-wei

(Collaborative Innovation Center of Key Power Energy-Saving Technologies in Beijing,  
North China University of Technology, Beijing 100144, China)

**Abstract:** Due to the shared leg in the five-leg inverter, two inverters are affected and impacted by each other. Therefore, the output voltage magnitude of each inverter is decreased unavoidably. In conventional model predictive control method, this constraint is not considered, which limits the adjustable speed ranges of both motors seriously. In this paper, a wide speed range model predictive control method without the weighting factor is proposed, in which the adjustable speed range is enhanced obviously, a flux vector is built instead of flux and torque to evaluate the performance of the induction motor drives, and the constraint on output voltage magnitude of the five-leg inverter is transformed into a constraint on the flux. By using this method, the control objectives and constraints of the dual drive system are unified, and the cost function is greatly simplified, which eliminates the weight factor and its tuning requirement. As a result, the algorithm difficulty is reduced, and it is very simple to be realized. Simulation and experimental results show that both induction motors work individually with good steady state and dynamic performance, and the adjustable speed range is enhanced obviously.

**Key words:** five-leg inverter; dual motor drive system; model predictive control; weighting factor