

间接矩阵变换器-双异步电机调速系统的 简化模型预测控制

梅 杨, 穆希旺

(北京市变频技术工程技术研究中心, 北方工业大学, 北京 100144)

摘要: 间接矩阵变换器-双异步电机调速系统开关状态数量多, 数学模型复杂, 如果采用传统模型预测磁链控制方法, 系统计算量巨大, 控制频率及开关频率低, 导致网侧电能质量和电机调速性能差。针对这一问题, 本文提出一种简化的模型预测电压控制(MPVC)方法, 以间接矩阵变换器的输入电流和输出电压作为控制目标, 对预测模型进行简化, 通过状态预筛选极大减少了有效开关状态数量, 同时对具体算法进行优化。仿真和实验结果表明, 网侧电流三相平衡正弦, 功率因数接近为1, 电机定子电流正弦。较传统模型预测磁链控制相比, 控制频率可以从6.5 kHz提高到15 kHz, 平均开关频率提高到原来的2.8倍, 从而提升了网侧和电机侧电流质量。由此证明采用提出的模型预测电压控制方法能够简化计算, 提高控制频率和开关频率, 显著改善网侧电能质量和电机的动态性能。

关键词: 模型预测控制; 计算量; 间接矩阵变换器

DOI: 10.12067/ATEEE2008050

文章编号: 1003-3076(2021)03-0001-09

中图分类号: TM34

1 引言

在军事、航空航天和许多其他工业应用中, 常需要多个电动机与负载协同运行^[1], 这就构成了多机驱动系统。在传统的多机驱动系统中采用多个交-直-交变换器驱动电机, 因此需要大容量的直流存储电容, 这严重限制了驱动系统的寿命和应用。而间接矩阵变换器(Indirect Matrix Converter, IMC)无需大型直流存储电容即可实现正弦输入/输出电流和功率双向流动, 中间环节无需解耦, 体积小, 使用寿命长, 适用于功率密度较高的多机系统^[2]。

间接矩阵变换器-双异步电机调速系统(Indirect Matrix Converter-Double Induction Motors, IMC-DIM)是一种先进的多机驱动系统。传统的矢量控制和空间矢量脉宽调制^[3](Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)分别应用在电机和IMC上, 因此控制结构复杂, 有多达6个PI调节器, 并且在动态和稳态状态下都很难建立参数并确保良好的性

能^[4]。为克服上述缺点, 模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)理论被引入并应用在由IMC驱动的电机电调速系统。

MPC是近年来在电力电子技术和电机驱动中最具吸引力的控制策略^[5], MPC控制结构简单, 可以实现多限制条件下的多变量优化。并且该方法为预测控制, 因此比起基于反馈的传统控制而言, 动态性能比传统线性控制更理想, 动态跟踪能力更强, 能克服超调, 特别适用于IMC-DIM这种多控制变量、多性能需求的大型电力电子复杂系统等。在该方法中, 使用预测模型预测未来目标变量, 品质优化函数来评估所有的预测变量并最终选择使品质优化函数值最小的开关状态作为下一个采样周期的控制信号。因此, 控制目标的选择影响其控制效果、复杂度和计算量。IMC-DIM需要同时满足网侧电能质量和电机调速性能良好的需求, 而满足这两方面需求可以用不同的指标来评价、量化、实现。针对网侧性能需求选择的控制目标有输入电流、无功功率和网

收稿日期: 2020-11-09

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(3192012)

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;
穆希旺(1996-), 男, 北京籍, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

侧电流;针对电机侧选择的控制目标有输出电压、定子磁链、电磁转矩和定子磁链的组合、输出电流等^[6]。目前应用在IMC上的控制方法有模型预测磁链控制^[7](Model Predictive Flux Control, MPFC), MPFC以网侧电流和定子磁链作为控制目标,将定子磁链幅值和电磁转矩的同时控制转换为等效的定子磁链矢量的控制,从而消除了传统方法中繁琐的权重设计,容易实现;网侧电压电流同相位,无功功率较小,网侧电流、输出电流正弦化,转速无静差,稳态性能较好,但其预测模型仍较复杂,需要大量迭代计算;模型预测转矩控制^[8](Model Predictive Torque Control, MPTC),以电磁转矩、定子磁链和无功功率作为控制目标,该方法能实现网侧电压电流保持同一相位,使得无功功率最小化,实现网侧单位功率因数运行。但权重系数多不利于调节,网侧仅约束了无功功率,网侧电流谐波含量高,对电机侧的控制效果依赖控制频率而预测环节的迭代计算限制了控制频率的提升。预测电流控制^[9](Predictive Current Control, PCC),该方法能实现网侧电流正弦化,波形质量较好,实际电流能够快速地跟踪参考值变化,降低了共模电压。模型预测双电流控制^[10](Model Predictive Double Current Control, MPDCC),将网侧和输出侧约束量统一为电流,权重系数调节范围较小,简化了预测模型,稳态性能较好。

传统的MPFC方法广泛应用于电机驱动,预测并比较每个可用的开关状态相对应的性能来选择控

制信号。由于IMC拓扑结构复杂,需要计算多达576个开关状态,这将导致计算量大。使用数字信号处理器(Digital Signal Processing, DSP)需要较长的计算时间,不能实现较高的控制频率和开关频率,使得电网质量和驱动性能较差。为了解决上述问题,本文提出了一种简化的模型预测电压控制(Model Predictive Voltage Control, MPVC)方法,提出了新的控制目标即将输入电流和输出电压分别作为网侧和输出侧的控制目标,简化了预测模型;在控制结构中增设了开关状态预筛选环节,达到了减少开关状态数、减少计算量的效果。将MPFC方法和简化MPVC方法的实验结果进行对比,证明了该方法有效性和可行性。

2 系统结构

IMC-DIM结构如图1所示,其中IMC由LC滤波器,整流级电路,钳位电路和两个逆变级电路组成。输入LC滤波器是用于吸收因开关动作造成的输入电流高频谐波;整流级电路由六个双向开关组成,每个双向开关由两个带有反并联二极管的绝缘栅双极型晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)连接而成;钳位电路由一个二极管和一个小电容组成,用来对电路进行过压保护;每个逆变器分别驱动一个异步电机,共享直流母线。功率可以在交流电源和电机之间双向传递,意味着更低的功率损耗和更高的效率。

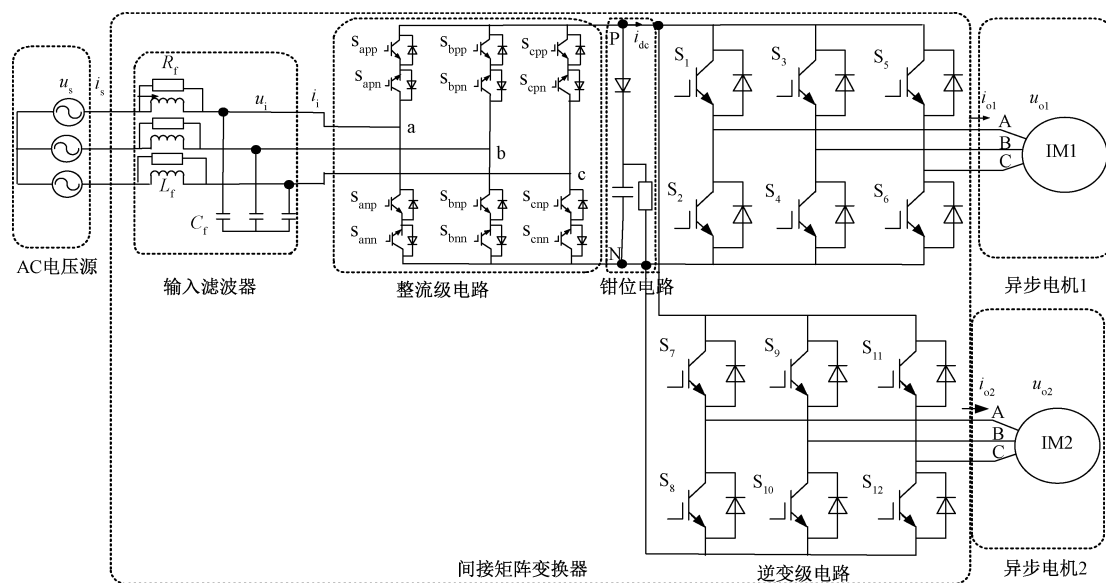


图1 间接矩阵变换器-双异步电机调速系统结构

Fig.1 Configuration of indirect matrix converter-double induction motors

3 简化的模型预测电压控制方法

3.1 简化原理

如图 1 所示,整流级有 9 种开关状态,每个逆变级有 8 种开关状态,这意味着对于双输出的 IMC 开关状态数多达 $9 \times 8 \times 8 = 576$ 种。传统的 MPFC 方法考虑每个开关状态并计算相应的预测模型将导致计算复杂且计算周期较长,因此控制频率较低,严重影响了传统 MPFC 方法的控制效果,无法获得良好的驱动性能^[11]。

针对上述问题,本文从简化预测模型、减少有效开关状态和优化算法三个方面简化系统运算,提高控制频率。

(1) 简化预测模型

MPC 使用预测模型来计算每个开关状态相应的控制目标变量,复杂的预测模型将占据每个采样周期的计算过程中大部分时间。通常地,模型预测花费的时间超过整个计算周期的一半,这是引起计算量较大的主要原因。选取不同的控制目标对应不同复杂度的预测模型。当选取输入电流和输出电压分别作为网侧和电机侧的控制目标,对应的预测模

型最简单,因此将输入电流和输出电压作为控制目标代替传统的网侧电流和定子磁链控制目标。

(2) 减少有效开关状态

即使简化了预测模型,在控制周期内进行 576 种开关状态的计算仍具有较大计算量。为了解决这个问题,在预测模型之前加入开关状态预筛选功能,根据输出电压矢量参考扇区将每个逆变级开关状态从 8 种减少到 4 种,根据直流正极性电压的要求将整流级开关状态从 9 种减少到 3 种。开关状态数从 576 种减少到 48 种,使得计算量减少。

(3) 优化算法

提前计算出一些复杂公式的结果来省略其计算过程,可简化一些 IMC 与电机相关的参数计算。预测模型计算时,一些循环体内的重复计算公式可放到循环体外提前计算,将算法尽可能简化,减少计算量。

3.2 MPVC

简化 MPVC 方法的控制结构如图 2 所示,其中外环速度环用来获得参考电磁转矩。内部控制回路包括 6 个部分:开关状态预筛选,磁链观测,参考计算,预测模型,品质优化函数和开关状态结合。

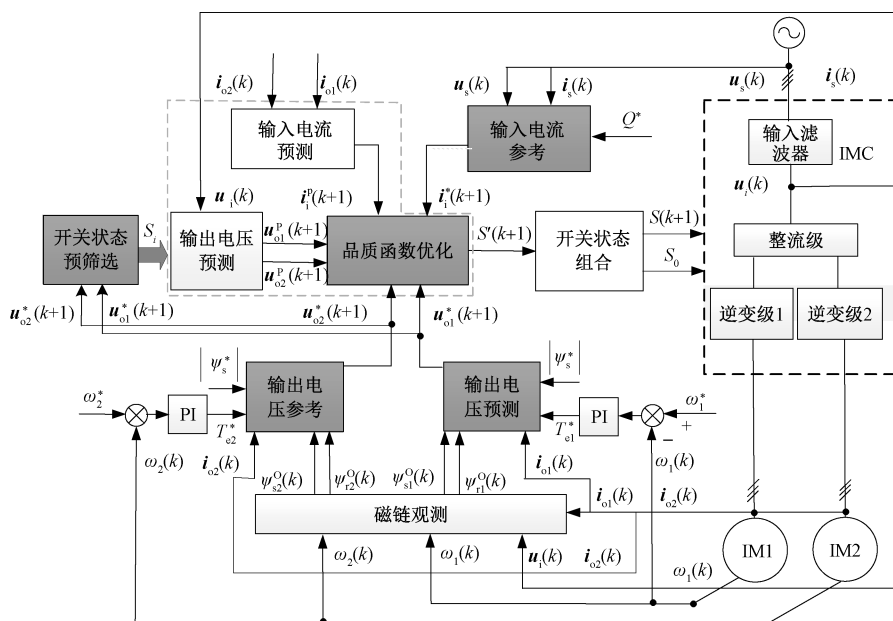


图 2 简化的 MPVC 控制结构

Fig.2 Control scheme of simplified MPVC

其中,磁链观测、品质优化函数和开关状态结合与传统 MPFC 方法类似^[12]。参考计算用于计算输入电流和输出电压的参考值。输入电流矢量参考基于瞬时功率理论和输入 LC 滤波器模型。输出电压

矢量参考基于无差拍控制^[13,14]思想和电机磁链模型。预测模型是输入电流和输出电压的预测模型。开关状态预筛选基于输出电压矢量参考,来减少逆变级中开关状态的数量。

(1) 参考计算

定子电压方程如下:

$$\mathbf{u}_o = R_s \cdot \mathbf{i}_o + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (1)$$

将式(1)离散化得到输出参考电压:

$$\mathbf{u}_o^*(k) = \frac{\boldsymbol{\psi}_s^*(k+1) - \boldsymbol{\psi}_s^0(k) + T_s R_s \mathbf{i}_o(k)}{T_s} \quad (2)$$

其中

$$\boldsymbol{\psi}_s^*(k+1) = |\boldsymbol{\psi}_s^*| \cdot \exp(j\angle\boldsymbol{\psi}_s^*(k+1))$$

$$\boldsymbol{\psi}_r(k+1) = \boldsymbol{\psi}_r^0(k) + T_s \left[R_r \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_o(k) - \right.$$

$$\left. \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega \right) \cdot \boldsymbol{\psi}_r^0(k) \right]$$

$$\angle\boldsymbol{\psi}_s^*(k+1) = \angle\boldsymbol{\psi}_r(k+1) + \sin^{-1} \left(\frac{2T_e^*}{3p_n \lambda_m |\boldsymbol{\psi}_r(k+1)| \cdot |\boldsymbol{\psi}_s^*|} \right)$$

“O”代表观测值。

根据瞬时功率理论,网侧瞬时有功/无功功率可以表示为:

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\beta} & -u_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

网侧电流的参考值可以表示为^[16]:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^*(k+1) \\ i_{s\beta}^*(k+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{(U_{sm})^2} \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k+1) & u_{s\beta}(k+1) \\ u_{s\beta}(k+1) & -u_{s\alpha}(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_s^*(k+1) \\ Q_s^*(k+1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, $Q_s^*(k+1) = 0$; U_{sm} 是网侧电压的幅值; $u_{s\alpha}(k+1)$ 和 $u_{s\beta}(k+1)$ 是定子电压矢量在两相静止坐标系中的分量。因为网侧电压是连续的,采样频率高于输入频率,并且负载(异步电机)是一个大惯性环节,网侧电压和有功功率在一个采样周期内能够视为不变, $\mathbf{u}_s(k+1) = \mathbf{u}_s(k)$, $P_s^*(k+1) = P_s^*(k)$ 。

网侧电流的参考值表示为:

$$\begin{cases} i_{s\alpha}^*(k+1) = \frac{P_s^*(k)}{U_{sm}^2} u_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}^*(k+1) = \frac{P_s^*(k)}{U_{sm}^2} u_{s\beta}(k) \end{cases} \quad (5)$$

输入 LC 滤波器模型如下:

$$\begin{cases} L_f \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{u}_s - \mathbf{u}_i \\ C_f \frac{d\mathbf{u}_i}{dt} = \mathbf{i}_s - \mathbf{i}_i \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)离散化可以获得输入电流:

$$\mathbf{i}_i^*(k) = \frac{C_f L_f}{T_s^2} \cdot \left[\mathbf{i}_s^*(k+1) + \left(\frac{T_s^2}{C_f L_f} - 2 \right) \mathbf{i}_s(k) + \mathbf{i}_s(k-1) \right] \quad (7)$$

(2) 开关状态预筛选

传统的 MPFC 方法中,中间直流母线电压极性必须为正,整流级只可以选择 3 个开关状态。每个逆变级电路中有 8 个开关状态,包括 2 个零矢量和 6 个非零矢量,开关状态数为 $192(3 \times 8 \times 8)$ 种。

为了减少计算量,对逆变级开关状态进行预筛选。首先,每个输出电压矢量扇区均分成两部分,根据当前电压矢量所在位置选择 4 个参考电压矢量(3 个非零矢量和 1 个零矢量)。3 个非零矢量包括当前电压矢量所在扇区中相邻的两个矢量和另一个最接近的矢量,零矢量选择 $\mathbf{u}_0(000)$ 。结果开关状态数从 $192(3 \times 8 \times 8)$ 降到 $48(3 \times 4 \times 4)$ 。

假设输出参考电压矢量位于第一扇区的下半部分,如图 3 所示,3 个电压矢量 $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_6$ 和 1 个零矢量 \mathbf{u}_0 被选择。

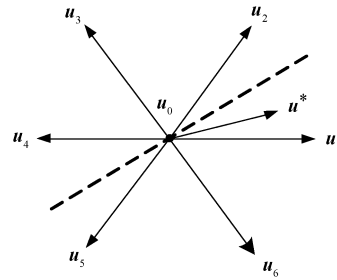


图 3 开关状态预筛选原理

Fig.3 Screening rule of switching states

(3) 预测模型和品质优化函数

可以根据输入电压矢量和 IMC 的数学模型来预测与所选开关状态相对应的输出电压矢量。相应的输出电压预测模型可以建立如下:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{o1}^p(k+1) = \mathbf{u}_i(k+1) \mathbf{S}_{n-1}(k+1) \\ \mathbf{u}_{o2}^p(k+1) = \mathbf{u}_i(k+1) \mathbf{S}_{n-2}(k+1) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\mathbf{u}_i(k+1) = \mathbf{u}_i(k)$ 是输入电压矢量; $\mathbf{S}_{n-1}(k+1)$, $\mathbf{S}_{n-2}(k+1)$ 是在不同开关状态下获得的两个输出电压矢量的开关矩阵。

类似地,输入电流预测模型能够建立:

$$\mathbf{i}_i^p(k+1) = \mathbf{S}_{n-1}(k+1)\mathbf{i}_{o1}(k) + \mathbf{S}_{n-2}(k+1)\mathbf{i}_{o2}(k) \quad (9)$$

为了评估整个调速系统网侧和电机侧的性能,MPVC 的品质优化函数建立如下:

$$g = \lambda_i [(i_{i\alpha}^*(k+1) - i_{i\alpha}^p(k+1))^2 + (i_{i\beta}^*(k+1) - i_{i\beta}^p(k+1))^2] + [(u_{o1\alpha}^*(k+1) - u_{o1\alpha}^p(k+1))^2 + (u_{o1\beta}^*(k+1) - u_{o1\beta}^p(k+1))^2] + [(u_{o2\alpha}^*(k+1) - u_{o2\alpha}^p(k+1))^2 + (u_{o2\beta}^*(k+1) - u_{o2\beta}^p(k+1))^2] \quad (10)$$

式中, λ_i 是输入电流的权重系数,它用来测量和调节网侧和电机侧性能。

在简化的 MPVC 方法中,有 48 种开关状态结合,其相应的品质优化函数如下:

$$g(\mathbf{S}_n)(n = 1, 2, \dots, 48) \quad (11)$$

对比评估以上 48 种结果后,选择使品质优化函数最小的开关状态作为下个采样周期的控制信号。

从表 1 中可以看出,MPVC 方法的预测模型更简单,显著减少开关状态数目,优化了算法,使计算周期显著减少。

表 1 传统 MPFC 和简化 MPVC 对比

Tab.1 Comparison of conventional MPFC and simplified MPVC

| 方法 | MPFC | MPVC |
|------|--|--|
| 控制目标 | 网侧电流和磁链矢量 | 输入电流和输出电压 |
| 预测模型 | $\mathbf{i}_i^{p'}(k+1) = \mathbf{S}_n(k+1)\mathbf{i}_o(k)$ $\mathbf{i}_s^{p'}(k+1) = \frac{(T_s^2/C_f)\mathbf{i}_i^{p'}(k+1)}{L_f} + \frac{(2L_f - T_s^2/C_f)\mathbf{i}_s(k) - L_f\mathbf{i}_s(k-1)}{L_f}$ $\mathbf{v}_o^p(k+1) = \mathbf{S}_n(k+1)\mathbf{v}_i(k)$ $\boldsymbol{\psi}_s^{p'}(k+1) = \boldsymbol{\psi}_s^0(k) + \mathbf{v}_o^p(k+1)T_s - T_s R_s \mathbf{i}_o(k)$ | $\mathbf{i}_i^{p'}(k+1) = \mathbf{S}_n(k+1)\mathbf{i}_o(k)$ $\mathbf{v}_o^p(k+1) = \mathbf{S}_n(k+1)\mathbf{v}_i(k)$ |
| 状态数目 | 9×8×8 | 3×4×4 |

4 仿真和实验结果

为了验证所提方法的可行性和有效性,进行了大量的仿真和实验。

4.1 仿真结果

利用 Matlab/Simulink 软件搭建系统模型并进行仿真,其中设定网侧线电压是 380 V,频率为 50 Hz,负载转矩为 7 N·m,电机 1 参考转速为 600 r/min,电机 2 参考转速为 900 r/min,两台电机参数相同。表 2 给出了 IMC-DIM 系统关键参数。两种方法在不同控制频率下的网侧和电机电流 THD 如表 3 所示。当控制频率为 6.5 kHz 时,使用 MPFC 方法得到的系统稳态波形如图 4(a)、4(b)所示;当控制频率为 15 kHz 时,使用 MPVC 方法得到的系统稳态波形如图 4(c)、4(d)所示。

表 2 IMC 和电机的关键参数

Tab.2 Key parameters of converter and motors

| 参数 | L_f/mH | C_f/F | R_f/Ω | P_N/kW | $T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$ |
|----|-----------------|----------------|----------------|-----------------|-------------------------------|
| 数值 | 10 | 20e-6 | 100 | 2.2 | 14 |
| 参数 | L_s/H | L_r/H | L_m/H | R_s/Ω | R_r/Ω |
| 数值 | 0.249 9 | 0.249 9 | 0.236 6 | 2.54 | 1.67 |

表 3 两种方法下网侧和电机电流 THD (仿真)

Tab.3 Grid and motor current THD of two methods (simulations)

| 方法 | 控制频率/kHz | 网侧电流 THD(%) | 电机 1 电流 THD(%) | 电机 2 电流 THD(%) |
|------|----------|-------------|----------------|----------------|
| MPFC | 6.5 | 19.47 | 5.56 | 4.51 |
| MPVC | 6.5 | 17.94 | 10.71 | 9.03 |
| MPVC | 15 | 6.13 | 5.94 | 7.23 |

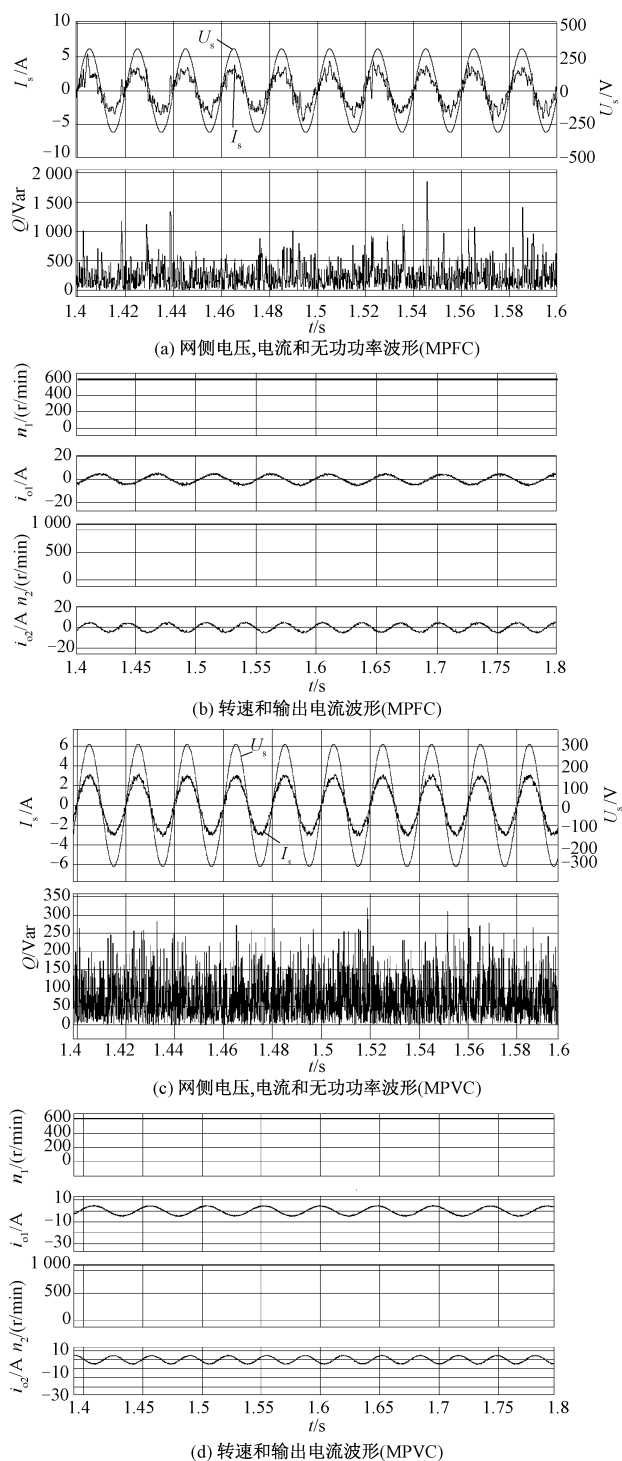


图4 使用MPFC和MPVC方法得到的系统稳态波形

Fig.4 System steady-state waveforms obtained by MPFC and MPVC methods

从表3可以看出控制频率为6.5 kHz时,MPVC的网侧和电机定子电流THD近似,说明在低频率下所提的MPVC方法能达到近似的控制效果。简化MPVC方法简化了预测模型,减少计算量,提高了控制频率和开关频率。从图4可以看出,与MPFC相

比,采用MPVC方法使得网侧电流波形质量改善,无功含量减少,电机调速性能良好。从表3中可以看出使用MPFC得到的网侧电流THD为19.47%,电机1和电机2电流THD分别为5.56%和4.51%,使用MPVC方法得到的网侧电流THD为6.13%,电机1和电机2电流THD分别为5.94%和7.23%,输出电流THD两种方法大致相同,但MPVC方法明显改善了网侧电流波形质量。

4.2 实验结果

如图5所示,建立IMC-DIM实验平台来测试MPVC方法的控制效果,该实验平台主要由主电路、驱动电路、保护电路、采样电路、控制电路和两个异步电机组成。控制电路采用两个DSP芯片,调谐保护电路用了1个CPLD芯片,DSP与CPLD共同控制完成管子的开断和换流并保护各级电路。

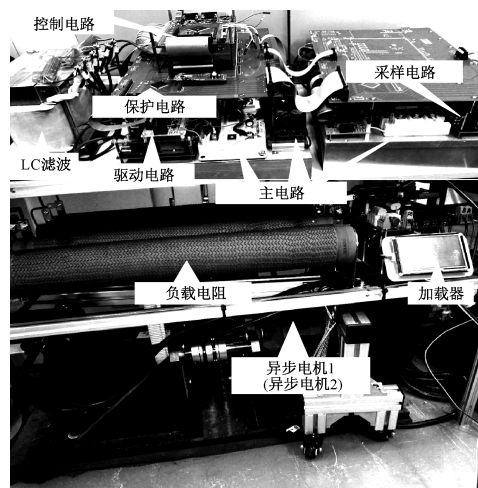


图5 IMC-DIM实验平台

Fig.5 IMC-DIM experimental platform

表4展示了两种控制方法的计算周期、控制频率、开关频率的对比。可以看出采用简化MPVC方法,预测计算周期大大缩小,与理论分析一致。其他计算周期略长,这是额外的复杂参考计算和开关状态预筛选所致。与MPFC相比MPVC方法将控制周期从153.8 μs 减少到66.7 μs ,将控制频率6.5 kHz提高到15 kHz,平均开关频率提高为原来的2.8倍。

当电机1参考转速为100 r/min,电机2参考转速为300 r/min,负载转矩为7 N·m时,两种方法下网侧和电机电流THD如表5所示,可以看出同一控制频率6.5 kHz下,MPFC和MPVC方法网侧电流THD为24.08%和17.94%,电机1电流THD为23.34%和23.32%,电机2电流THD为20.91%和

20.64%,在低频率下所提的 MPVC 方法能达到与 MPFC 近似的控制效果。MPVC 方法从控制频率 6.5 kHz 提高到 15 kHz,网侧电流 THD 从 17.94% 降低到 8.88%,电机 1 电流 THD 从 23.32%降低到 10.71%,电机 2 电流 THD 从 20.64%降低到 9.03%。采用 MPVC 方法提高了控制频率和开关频率,使得网侧和电机侧电流 THD 降低。

表 4 两种方法的计算周期、控制频率和开关频率

Tab.4 Period calculation, control frequency and switch frequency of two methods

| 方法 | MPFC | MPVC |
|-----------------------|--------|-------|
| 预测计算周期/ μs | 120.63 | 36.97 |
| 其他计算周期/ μs | 25.96 | 27.15 |
| 整个计算周期/ μs | 146.59 | 64.12 |
| 控制周期/ μs | 153.8 | 66.7 |
| 控制频率/kHz | 6.5 | 15 |
| 整流级开关频率/kHz | 1.34 | 3.15 |
| 逆变级开关频率/kHz | 1.80 | 5.50 |

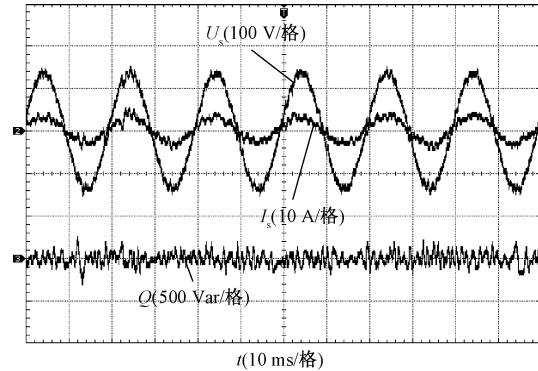
表 5 两种方法下网侧和电机电流 THD (实验)

Tab.5 Grid and motors current THD of two methods (experiments)

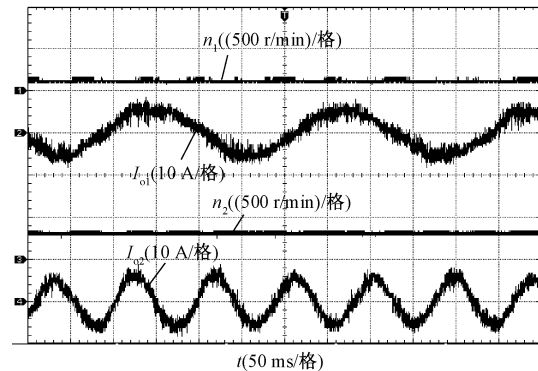
| 方法 | 控制频率/ kHz | 网侧电流 THD (%) | 电机 1 电流 THD (%) | 电机 2 电流 THD (%) |
|------|--------------|-----------------|--------------------|--------------------|
| MPFC | 6.5 | 24.08 | 23.34 | 20.91 |
| MPVC | 6.5 | 17.94 | 23.32 | 20.64 |
| MPVC | 15 | 8.88 | 10.71 | 9.03 |

图 6 展示了当电机 1 参考转速为 100 r/min,电机 2 参考转速为 300 r/min,负载转矩为 7 N·m 时使用两种方法得到的网侧电压,电流,无功功率,电机电流和转速稳态波形。两种方法均能实现网侧电流正弦、功率因数接近 1,具有良好的调速性能。可以看出,与 MPFC 相比,采用 MPVC 方法显著改善网侧和电机侧电流波形质量,一定程度上提高了系统稳态性能。

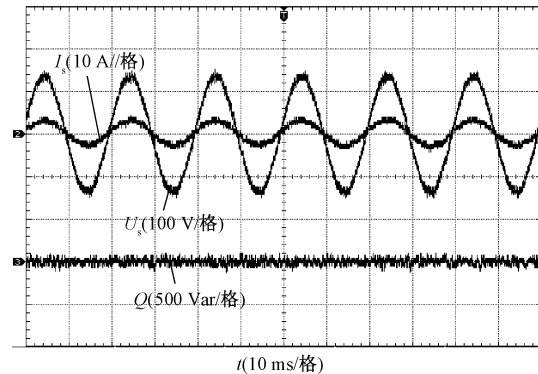
图 7 展示了当电机 1 参考转速为 100 r/min,负载转矩从 2 N·m 变到 7 N·m,电机 2 参考转速从 300 r/min 变到 600 r/min,负载转矩为 7 N·m 时使用两种方法得到的电机转速和电流动态波形。可以看出,采用 MPFC 方法当负载突变时电机 1 的动态响应时间为 20 ms,当转速突变时电机 2 的动态响应时间为 110 ms。而采用 MPVC 方法当负载突变时电机 1 的动态响应时间为 12 ms,转速突变时电机 2 的动态响应时间为 95 ms。MPVC 方法与 MPFC 方法相比,转速跟踪更迅速,系统对外部负载转矩抗干扰能力更强。



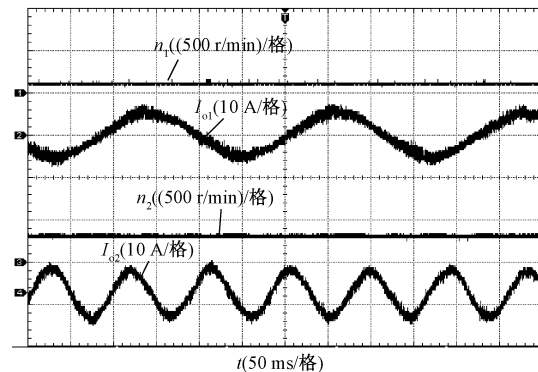
(a) 网侧电压,电流和无功功率波形(MPFC)



(b) 转速和输出电流波形(MPFC)



(c) 网侧电压,电流和无功功率波形(MPVC)



(d) 转速和输出电流波形(MPVC)

图 6 使用 MPFC 和 MPVC 方法得到的系统稳态波形
Fig.6 System steady-state waveforms obtained by MPFC and MPVC methods

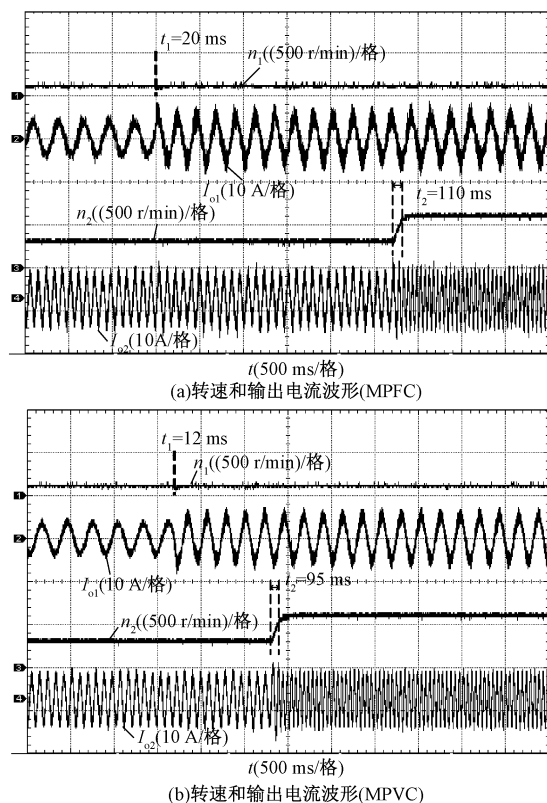


图7 使用MPFC和MPVC方法得到的系统动态波形

Fig.7 System dynamic waveforms obtained by MPFC and MPVC methods

5 结论

对于IMC-DIM系统,采用传统MPFC方法存在预测模型复杂、计算量大、开关频率低等问题,针对这些问题本文提出了一种简化的MPVC方法。仿真和实验结果表明采用该方法,网侧电流和输出侧电流波形改善,谐波含量减少,提高了控制频率和开关频率,由此证明采用MPVC方法能够实现良好的电机调速性能,与MPFC方法相比改善了网侧和输出侧电能质量,提高了电机动态响应能力。

参考文献 (References):

- [1] Dinesh Kumar, Patrick W Wheeler, Jon C Clare, et al. Weight/volume effective multi-drive system based on two-stage matrix converter [A]. 2008 IEEE Industrial Electronics Society [C]. Orlando, America, 2008. 2782-2787.
- [2] 雷鸣, 张方华, 李寿清, 等 (Lei Ming, Zhang Fanghua, Li Shouqing, et al.). 矩阵变压器在 LLC 直流变压器中的应用 (Matrix transformer for LLC DC-DC transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical and Energy), 2016, 35 (6): 54-59.
- [3] 李宁, 王跃, 王兆安, 等 (Li Ning, Wang Yue, Wang Zhao'an, et al.). 一种三电平 NPC 变流器 SVPWM 策略的新型等效算法研究 (Research on novel equivalent algorithm of SVPWM strategy used in three-level NPC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical and Energy), 2015, 34 (11): 11-17.
- [4] Jose Rodriguez, Marian P Kazmierkowski, José R Espinoza, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9 (2): 1003-1016.
- [5] 蒋蔚, 刘碧, 曹梦华, 等 (Jiang Wei, Liu Bi, Cao Menghua, et al.). 单相级联多电平 H 桥整流器有限集模型预测电流控制 (Finite-control-set model predictive current control scheme for single phase cascaded multilevel H bridge rectifiers) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical and Energy), 2017, 36 (11): 36-43.
- [6] 王萌, 施艳艳, 沈明辉, 等 (Wang Meng, Shi Yan-yan, Shen Minghui, et al.). 三相电压型整流器模型电压预测控制 (Model voltage predictive control for three-phase voltage source rectifier) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (16): 49-55.
- [7] 张永昌, 杨海涛 (Zhang Yongchang, Yang Haitao). 感应电机模型预测磁链控制 (Model predictive flux control for induction motor drives) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (3): 719-726.
- [8] Mei Yang, Wang Shanshan, Zhang Xiaoguang. A model predictive torque control method for dual induction motor drive system fed by indirect matrix converter [A]. 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference [C]. Hefei, China, 2016. 2837-2841.
- [9] Garcia C, Rivera M, Lopez M, et al. Predictive current control of a four-leg indirect matrix converter with imposed source currents and common-mode voltage reduction [A]. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. Denver, CO, USA, 2013.
- [10] Mei Y, Wang L, Huang W. An improved model predictive control method for induction motor drives fed by indirect matrix converter [A]. 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC) [C]. Shenzhen, China, 2018. 1-5.
- [11] Mei Y, Huang W, Chen L. An improved model predictive dual current control method for indirect matrix converter fed induction motor drives [A]. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) [C]. Portland, America, 2018. 554-559.

- [12] 宋鹏先, 张郁頔, 李耀华, 等 (Song Pengxian, Zhang Yuqi, Li Yaohua, et al.). 基于无差拍控制的交流电机端口特性模拟 (Simulation of port characteristics of AC motor based on deadbeat control) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical and Energy), 2016, 35 (6): 24-28.
- [13] 冯景欢, 夏长亮, 王贺超, 等 (Feng Jinghuan, Xia Changliang, Wang Hechao, et al.). 永磁同步电机改进无差拍电流预测控制 (Improved deadbeat predictive current control strategy of permanent magnet synchronous motors) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical and Energy), 2015, 34 (8): 1-6.
- [14] 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.

Simplified model predictive control for dual induction motor drives fed by indirect matrix converter

MEI Yang, MU Xi-wang

(Inverter Technology Engineering Research Center, North China University of Technology,
Beijing 100144, China)

Abstract: The IMC-DIM adopts the traditional MPFC method, due to a large number of switching states and complex predictive models, the program has a huge amount of calculation and lower control frequency and switching frequency, leading to poor grid power quality and motor speed regulation performance. In order to solve this problem, the paper proposes a simplified MPVC method, which employs input currents and output voltages as control objectives. The method simplifies the prediction model, greatly reduces the number of switching states by switching state pre-screening and optimizes the algorithm. Simulation and experimental results show that the grid and motor stator currents are three-phase balanced sinusoidal, and the grid current power factor is close to 1. Compared with traditional MPFC, the control frequency can be increased from 6.5kHz to 15kHz, and the average switching frequency is increased to 2.8 times of the original, thus improved the current quality of the grid and motor. This proves that the proposed MPVC method can greatly simplify the calculation, increase the control frequency and switching frequency, and improve the grid power quality and the dynamic and steady-state performance of the motors.

Key words: model predictive control; calculation burden; indirect matrix converter