

间接矩阵变换器-电机调速系统基于输入电压观测的ZCC-MPC方法

王闪闪¹, 牛可¹, 李辉²

(1. 郑州铁路职业技术学院 机车车辆学院, 河南 郑州 451460;

2. 郑州机电工程研究所, 河南 郑州 450000)

摘要:为降低间接矩阵变换器-异步电机调速系统采样电路成本,简化换流过程并提高转换效率,提出一种新型的基于输入电压观测的零电流换流-模型预测控制(zero current commutation model predictive control, ZCC-MPC)方法。利用输入LC滤波器模型设计的输入电压观测器代替传统三块输入电压采样调理电路,并且,在每个采样周期内采用逆变器级固定占空比的开关状态组合,保证了整流级换流过程直流母线电流为零,简单两步换流替代传统复杂四步换流。仿真和实验结果均可表明,基于输入电压观测的零电流换流-模型预测控制方法可实现系统输入输出电流波形良好正弦,电机电静态性能良好,网侧功率因数为1,同时降低了硬件成本,IMC换流过程更加可靠。

关键词:间接矩阵变换器;模型预测控制;输入电压观测器;零电流换流

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd22036

A Novel ZCC-MPC Strategy with the Input Voltage Observation for the Motor Drive System Fed by an Indirect Matrix Converter

WANG Shanshan¹, NIU Ke¹, LI Hui²

(1. Rolling Stock Institute, Zhengzhou Railway Vocational & Technical College, Zhengzhou 451460, Henan, China;

2. Zhengzhou Research Institute of Mechanical and Electrical Engineering, Zhengzhou 450000, Henan, China)

Abstract: In order to reduce the high cost of sampling circuits, simplify commutation procedure and improve the conversion efficiency of the indirect matrix converter, a zero current commutation model predictive control (ZCC-MPC) strategy with the input voltage observation was proposed. The input voltage observer was designed by using the model of the input LC filter, hence, three sampling and conditioning circuits for input phase voltages were canceled. The switching state combination with fixed duty cycle for the inverter stage was adopted in each sampling period, which could ensure the zero DC-bus current during the whole commutation procedure in the rectifier stage. A simple two-step current commutation method was adopted instead of complex four-step commutation. Simulation and experimental results show that sinusoidal input/output currents, good steady state/dynamic performance and unity input power factor are achieved based on the proposed strategy. As well, the hardware cost is lowered and the IMC commutation reliability is enhanced.

Key words: indirect matrix converter (IMC); model predictive control (MPC); input voltage observer; zero current commutation

间接矩阵变换器(indirect matrix converter, IMC)具有无需大型储能装置、双向功率流动、功率因数可调、功率密度高等优点,非常适合于驱动航空航天、军事等体积受限领域的交流感应电

机(induction motor, IM)调速系统中^[1-4]。

在以往的研究中,采用IM矢量控制(vector control, VC)和IMC空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)相结合的传

基金项目:河南省科技攻关计划(202102210159)

作者简介:王闪闪(1991—),女,硕士,讲师,Email:1257426947@qq.com

通讯作者:牛可(1985—),男,博士,讲师,Email:nlovol@163.com

统控制策略,保证了IMC-IM调速系统具有良好的性能^[5]。然而,这种控制结构复杂,调节参数众多,难实现理想的动态性能。

近十年来,模型预测控制(model predictive control, MPC)思想被引入到该调速系统中实现高性能调速,思想直观,PI参数较少,可实现多目标优化^[6-7]。然而,采用传统MPC方法,需要大量的采样信号,包括输入/输出电压/电流,这就需要大量的采样和调理电路,增加了硬件实现的成本和难度^[7],采样信号的延迟和误差也直接影响其控制性能。此外,由于传统MPC方法在一个采样周期内只选择一个开关状态,为了保证整流级双向开关之间的换流过程的安全性,需要采用四步换流方法,换流过程繁杂,并且需依赖精确的电流方向检测^[8]。多路采样和多步换流阻碍了具有优越性能模型预测控制在硬件平台上的实现。

本文中,针对IMC-IM调速系统,提出了一种新型基于输入电压观测的零电流换流-模型预测控制(ZCC-MPC)方法。设计并增加了一个输入电压观测器以代替采样电路来观测三相输入电压,简化了硬件电路,提高了控制精度。此外,在每个采样周期的开始处插入与逆变器级的零电压矢量相对应的开关状态,实现了简单的两步零电流换流策略。仿真和实验结果验证了方法的可行性和有效性。

1 IMC-IM系统拓扑

IMC-IM系统拓扑结构如图1所示,IMC主要由输入LC滤波器、虚拟整流级、钳位电路、虚拟逆变级组成。其中LC滤波器(R_f, L_f, C_f 分别为滤波器电阻、电感和电容)可滤除网侧电流中因高频开关动作而产生的高频谐波;虚拟整流级包含6个双向开关,每个双向开关由两个IGBT及反并联二极管组成;由二极管和小容量电容组成的钳位电路可实现中间直流环节的过电压保护;虚拟逆变级是一个普通电压源型逆变器(voltage source inverter, VSI)。

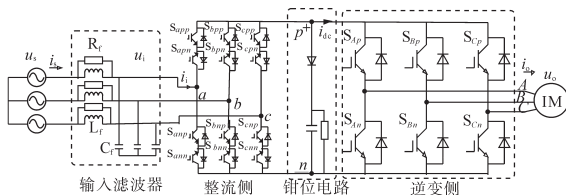


图1 IMC-IM系统结构框图

Fig.1 The configuration of IMC-IM

2 控制方法

在保证系统高性能的同时简化控制,提出新型基于输入电压观测的ZCC-MPC方法。如图2所示,其控制结构主要包括三部分:A.传统MPC模块;B.输入电压观测器模块;C.开关状态组合。

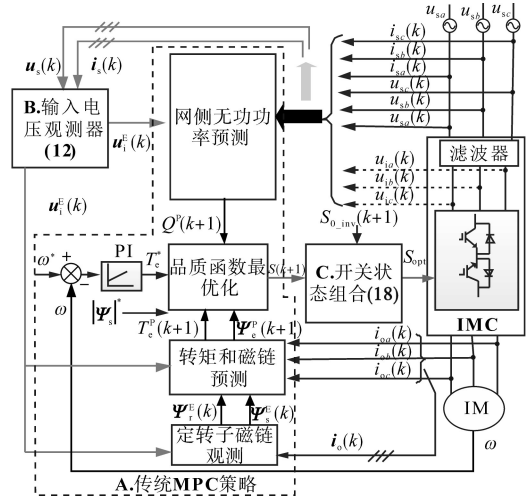


图2 基于输入电压观测的ZCC-MPC方法控制框图

Fig.2 The control scheme for the ZCC-MPC strategy with the input voltage observation

使用传统MPC方法,至少需要12路采样信号,包括电网电流/电压、输入电压和输出电流,这增加了采样电路的复杂性、成本和延迟性。另外,由于在一个采样周期内只采用一种开关状态作为控制信号,为保证整流级双向开关的安全换流,需采用复杂的四步换流策略,其要求对直流母线电流进行准确的方向检测,并且换流过程较长。以上问题增加了IMC-IM系统硬件实现的难度,限制了IMC的输入输出性能。针对这些问题,本文提出并设计了输入电压观测器和开关状态组合。

2.1 传统MPC方法

第一部分介绍传统MPC方法的控制结构,包括磁链观测、转矩磁链预测、输入无功功率预测和品质函数最优化四模块^[8]。采用外PI闭环控制器计算参考转矩。在内部控制中,采用磁链观测器来估计异步电机在当前一采样周期 T_s 内的定子磁链;转矩和磁链预测模型需要磁链观测器来获得下一采样周期的定子磁链、电磁转矩值;在输入无功功率预测模型中,利用网侧电压/电流和输入电压预测下一采样周期的瞬时输入无功功率;品质函数最优化评估调速系统的性

能,并确定IMC的最佳开关状态作为下一个采样周期的控制信号。

1) 定转子磁链观测。为获得 k 时刻准确的定转子磁链观测值 $\Psi_s^E(k), \Psi_r^E(k)$,根据异步电机的数学模型^[8]设计了磁链观测器如下:

$$\begin{cases} \Psi_s^E(k) = \Psi_s^E(k-1) + u_o^E(k)T_s - T_s R_s i_o(k)u \\ \Psi_r^E(k) = \frac{L_r}{L_m} \Psi_s^E(k) + (L_m - \frac{L_r L_s}{L_m}) i_o(k) \end{cases} \quad (1)$$

式中: R_s, L_r, L_m, L_s 分别为定子电阻、转子电感、定转子互感以及定子电感; $\Psi_s^E(k-1)$ 为 $k-1$ 时刻定子磁链观测值; $u_o^E(k)$ 为输出电压 k 时刻观测值; $i_o(k)$ 为输出电流 k 时刻检测值。

2) 转矩和磁链预测。实现定转子磁链观测后,可进行下一采样周期异步电机定子磁链和电磁转矩的预测^[8],预测模型 $\Psi_s^P(k+1), T_e^P(k+1)$ 如下:

$$\Psi_s^P(k+1) = \Psi_s^E(k) + u_o^P(k+1)T_s - T_s R_s i_o(k) \quad (2)$$

$$T_e^P(k+1) = \frac{3}{2} p \text{Im} [\Psi_s^P(k+1) \cdot i_o(k+1)] \quad (3)$$

式中: $u_o^P(k+1), i_o^P(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻输出电压、电流预测值; p 为异步电机的极对数。

显然,式(3)中需要提前确定电机定子电流预测模型,根据电机动态方程^[8]确定定子电流预测模型如下:

$$i_o^P(k+1) = (1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma}) \cdot i_o(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} [\frac{1}{R_\sigma} (\frac{k_r}{\tau_r} - jk_r \omega) \Psi_r^E(k) + u_o^P(k+1)] \quad (4)$$

其中

$$R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r \quad L_\sigma = \sigma L_s \quad \tau_\sigma = L_\sigma / R_\sigma \\ \sigma = 1 - (L_m^2 / L_r L_s) \quad \tau_r = L_r / R_r \quad k_r = L_m / L_r \quad \omega = 2\pi / T_s$$

3) 网侧无功功率预测。根据瞬时无功功率理论,输入无功功率预测模型 $Q^P(k+1)$ 定义如下:

$$Q^P(k+1) = \text{Im} [\mathbf{u}_s^P(k+1) \cdot \mathbf{i}_s^P(k+1)] \quad (5)$$

式中: $\mathbf{u}_s^P(k+1), \mathbf{i}_s^P(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻网侧电源电压和电流的预测值。

由于电网电压是理想正弦, $\mathbf{u}_s^P(k+1)$ 近似等于 $\mathbf{u}_s(k)$ 。输入LC滤波器(见图1)的数学模型如下所示:

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

$$C_f \frac{d\mathbf{u}_i}{dt} = \mathbf{i}_s - \mathbf{i}_i \quad (7)$$

把式(6)、式(7)基于正欧拉公式的离散化,网侧电流预测模型 $\mathbf{i}_s^P(k+1)$ 表示为

$$\mathbf{i}_s^P(k+1) = \Phi_{21} \vec{\mathbf{u}}_i(k) + \Gamma_{21} \vec{\mathbf{u}}_s(k) + \Phi_{22} \mathbf{i}_s(k) + \Gamma_{22} \mathbf{i}_i(k) \quad (8)$$

其中

$$\Phi = e^{AT_s} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \int_0^{T_s} e^{A(T_s - \tau)} B d\tau = A^{-1} (\Phi - I) B = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}$$

式中: $\mathbf{u}_i(k), \mathbf{i}_i(k)$ 分别为 k 时刻滤波器后输入电压、电流检测值。

4) 品质函数最优化。考虑到异步电机和电网的性能要求,品质函数 g 建立如下:

$$g = \lambda_1 |T_e^* - T_e^P(k+1)| + \lambda_2 \|\Psi_s^* - \Psi_s^P(k+1)\| + \lambda_3 |Q^P(k+1) - Q^*| \quad (9)$$

式中: λ_1, λ_2 和 λ_3 分别为转矩、磁链和输入无功功率的权重系数,表示各因素的优先级;上标“P”为预测值。

其中,期望输入无功功率参考值 Q^* 设为0,磁链参考值 Ψ_s^* 设为等于标称磁链 Ψ_n ,转矩参考值 T_e^* 由外部PI控制器获得。

最后,依次计算出IMC所有有效开关状态下品质函数值,并选择使品质函数最小的开关状态作为下一采样周期的最优开关状态。

2.2 输入电压观测器

传统的MPC方法需检测多达12路模拟信号,包括电网电压、电网电流、输入电压和输出电流,其中3相输入电压信号如图2虚线箭头所示。IMC输入电压非理想正弦,在一个采样周期的不同时刻,输入电压会突然变化,最终采样调理电路不可避免的延时导致很难检测出准确的数值,从而降低磁链和转矩预测的有效性、影响调速系统的性能。

为了降低采样电路的复杂度和成本,消除输入电压大的采样误差,本文设计并建立了输入电压观测器,取代3路采样,以提高系统控制精度。

观测器设计以输入LC滤波器数学模型式(6)为基础,根据欧拉公式进行离散:

$$\mathbf{u}_i(k-1) = \mathbf{u}_s(k-1) - \frac{L_f}{T_s} \mathbf{i}_s(k) + \frac{L_f}{T_s} \mathbf{i}_s(k-1) \quad (10)$$

式中: $u_s(k-1)$, $u_i(k-1)$ 分别为 $k-1$ 时刻滤波器前后网侧电压、输入电压检测值; $i_s(k-1)$ 为 $k-1$ 时刻网侧电流检测值。

因输入电压连续、基本正弦, 采样频率较高则可以假设:

$$u_i(k) = u_i(k-1) \quad (11)$$

从而得到输入电压观测模型 $u_i^E(k)$ 如下:

$$u_i^E(k) = u_i(k-1) = u_s(k-1) - \frac{L_f}{T_s} i_s(k) + \frac{L_f}{T_s} i_s(k-1) \quad (12)$$

利用式(12), 即可用于计算磁通观测器所需的当前采样周期内的输出电压; 进一步结合IMC的开关状态, 可预测出下一采样周期的输出电压如下:

$$\begin{cases} u_o^E(k) = u_i^E(k) \cdot S(k) \\ u_o^P(k+1) = u_i^E(k) \cdot S(k+1) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $S(k)$, $S(k+1)$ 分别为第 k , $k+1$ 采样周期IMC的开关状态。

然而, 观测值与实际值之间的误差是不可避免的。为减少对观测器的依赖, 利用输入滤波器模型, 对输入无功功率预测模型中电网电流预测模型进行了重新设计, 推导如下:

$$C_f \frac{d(u_s - L_f \frac{di_s}{dt})}{dt} = i_s - \hat{i}_s \quad (14)$$

其中, 一阶微分用正向欧拉公式离散, 二阶微分用二阶中心差商法离散。

建立了新型网侧电流预测模型 $\hat{i}_s^p(k+1)$:

$$\hat{i}_s^p(k+1) = \frac{(T_s^2/C_f) \hat{i}_s^p(k)}{L_f} + \frac{(2L_f - T_s^2/C_f) \hat{i}_s(k) - L_f \hat{i}_s(k-1)}{L_f} \quad (15)$$

最终, 式(15)实现了网侧电流预测模型与输入电压观测值的解耦, 提高了预测模型的精度。

2.3 开关状态组合

传统MPC方法的预测结果为选择使品质函数最小的开关状态应用于下一采样周期控制IMC, 因此虚拟直流母线电流在大多数情况下不为零, 容易导致开关换流失败。为了保证双向开关换流的安全性和可靠性, 需要一种基于直流电流方向的复杂四步换流方法^[8]。

例如如图3, 假设第 $(k-1)$ 次和第 k 次时刻的最佳开关状态分别为 (100100110) 和 (000110100) 。在第 k 时刻, 整流级的开关状态要求从 (100100)

变为 (000110) , 即电流从 a 相换向 c 相。然而, 同时逆变级的开关状态从 (110) 变为 (100) , 即直流母线电流不为零。假设直流母线电流从网侧流向异步电机, 则必须采用四步换流, 如图3所示, 即 $S_{app}(\text{off})-S_{cpn}(\text{on})-S_{apn}(\text{off})-S_{cpp}(\text{on})$ 。显然, 换流过程依赖于直流母线电流方向的准确检测, 而直流母线电流方向是高频变量, 很难被检测出来; 此外, 一个长而复杂的换向过程也不可避免。

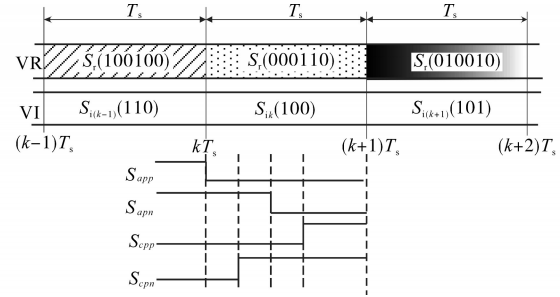


图3 传统MPC方法下IMC四步换流过程及开关状态序列

Fig.3 The switching state sequence and four-step commutation of IMC by using conventional MPC strategy

为了克服上述问题, 如图4所示, 提出了整流器级的零电流换相(ZCC)方法。

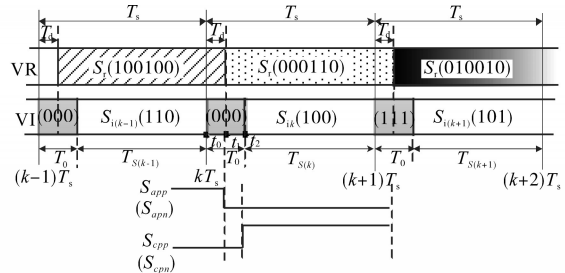


图4 ZCC-MPC方法下IMC零电流换流过程及开关状态序列

Fig.4 Switching state sequences and zero current commutation of IMC by using ZCC-MPC strategy

整流器级的零电流换相(ZCC)方法核心思想是在双向开关的换流过程中保持直流母线电流为零, 具体步骤如下:

第一步, 整流器级的两步开关动作被延迟, 延迟时间 T_d 取决于逆变器级的换向时间。

第二步, 逆变级采样周期两端插入的零开关状态 $(000/111)$, 其选择满足最少开关动作次数的原则。如图4所示, 在第 k 个采样周期内, IMC 的开关状态的顺序为 $(100100000)-(000110000)-(000110100)$ 。但序列 $(000110111)-(010010111)-(010010101)$ 应用于第 $(k+1)$ 个采样周期。

第三步, 每个采样周期内零电压矢量持续时间必须保证逆变器级和整流器级完全无死区换流。零开关状态插入时间 T_0 固定如下:

$$T_0 = t_2 - t_0 = (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) > T_{Si_off} + T_{Si_on} + T_{Sr_off} + T_{Sr_on} \quad (16)$$

式中: T_{Sr_off} , T_{Sr_on} 分别为虚拟整流级双向开关关断和开通时间; T_{Si_off} , T_{Si_on} 分别为虚拟逆变级开关关断和开通时间。

最终,采用基于输入电压观测的ZCC-MPC方法可大大简化采样电路和复杂的换流过程。

3 仿真结果

为验证所提控制方法的有效性,进行了大量的仿真,其中关键电路和电机参数如下所示: $T_s = 1e-4$ s, $\lambda_1 = 350$, $\lambda_2 = 30\,000$, $\lambda_3 = 3$, $T_c^* = 5$ N·m, $|\Psi_s^*| = 0.96$ Wb, $L_m = 0.236\,6$ H, $L_s = 0.249\,8$ H, $L_r = 0.249\,8$ H, $R_s = 2.54\,\Omega$, $R_r = 1.67\,\Omega$, $L_f = 5$ mH, $R_f = 100\,\Omega$, $C_f = 20e-6$ F。

输入相电压的观测值与实际值的对比如图5所示。观测值和实际值高度一致,均为波动明显的非正弦曲线,采集图5中0.1 s内观测值及实际值之间瞬时误差值, $u_i - u_{i(k)}$ 基本上都在 (0 ± 5) V 的范围内波动,最大的绝对误差值 $|u_i - u_{i(k)}|$ 约为8 V。证明新型控制方法中采用输入电压观测器代替3路采样调理电路,其观测值正确有效,观测器设计十分必要。

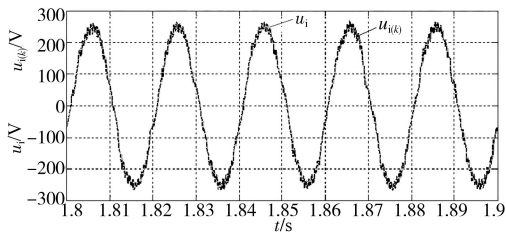


图5 输入相电压观测器 $u_{i(k)}$ 及实际测量 u_i 波形对比
Fig.5 The comparison between the observed value $u_{i(k)}$ and actual value u_i of the input phase voltage

图6为IMC连续几个周期内所有开关的脉冲和直流母线电流波形。由于仿真用开关是实现瞬时换相的理想开关,因此整流级的延迟时间设置为0。可见,整流级的开关状态在每个采样周期的初始时刻都会发生变化。同时,采用逆变器级零电压矢量对应的开关状态,从而获得零直流母线电流。

图7为网侧的a相电压、a相电流以及网侧无功功率 Q 的波形。可见,网侧电流与网侧电压同相正弦,输入无功功率几乎为0。图8和图9为稳态和动态下磁通、转矩、转子转速和输出电流的波形。在图8中,IM以800 r/min的参考转子转速

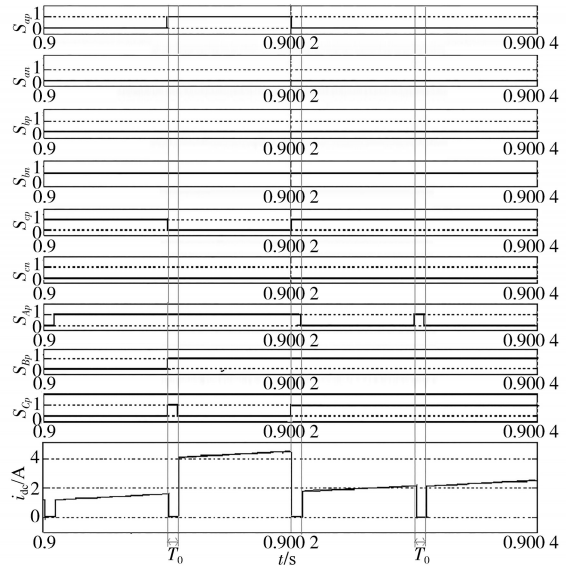


图6 IMC 所有开关脉冲及中间直流电流 i_{dc} 波形

Fig.6 Pulses for each switch of IMC and the DC-bus current waveform

空载运行。在图9中, $t=2$ s时,参考转速IM从800 r/min开始最终跳至1 200 r/min, $t=2.3$ s时,负载转矩从0 N·m跳到5 N·m。显然,输出电流理想正弦,磁通、转矩和转子转速遵循参考值。此外,在转速或负载转矩阶跃下,转子转速快速跟踪参考转速、无超调。

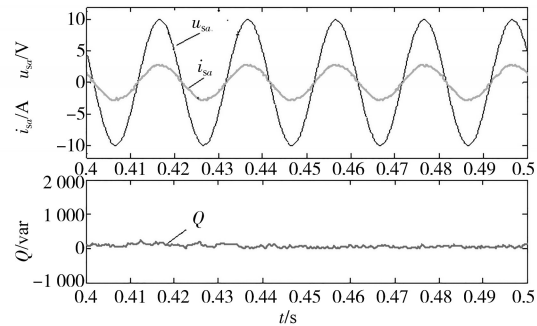


图7 网侧相电压 u_{sa} 与相电流 i_{sa} 波形

Fig.7 Waveforms of grid phase voltage u_{sa} and current i_{sa}

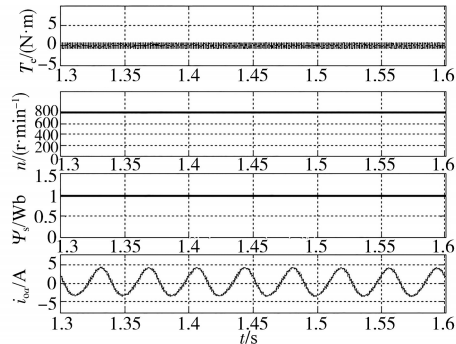


图8 异步电机电磁转矩、转速、定子磁链和定子电流稳态波形
Fig.8 Waveforms of the electromagnetic torque, rotor speed, stator flux and stator current (steady state)

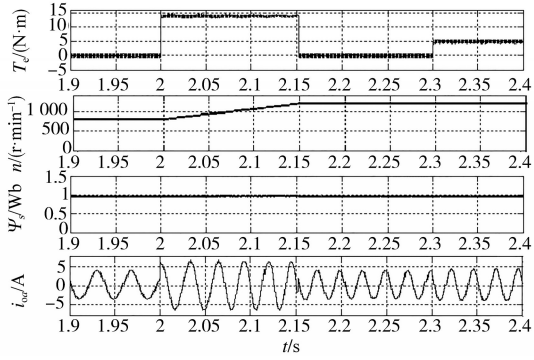


图9 异步电机电磁转矩、转速、定子磁链和定子电流动态波形

Fig.9 Waveforms of the electromagnetic torque, rotor speed, stator flux and stator current (dynamic)

4 实验结果

为进一步验证所提出的控制方法的有效性,如图10所示搭建IMC-IM调速系统实验平台,其中主电路和电机参数均与第3节中的仿真参数相同,系统采样频率 $f_s=10$ kHz。

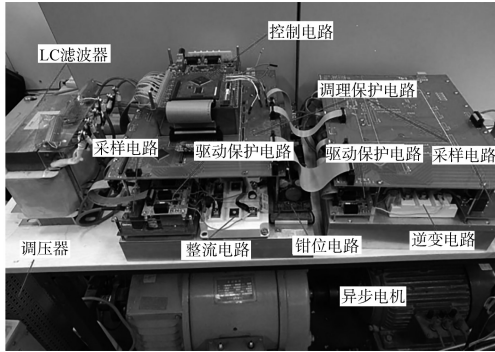


图10 IMC-IM系统实验样机

Fig.10 Experimental prototype of IMC-IM system

图11为零电流换流期间IMC的每个开关的脉冲。如图11所示,在第 k 时刻,在 T_0 期间逆变级采用开关状态(111),实现了整流级两步零电流换流。实验中,将整流级 T_{d1} 死区 t_{rec} , t_{inv} 和 T_0 的延迟时间设为 $T_d = 2.5 \mu s$, $t_{rec} = t_{inv} = 2 \mu s$, $T_0 = 4.5 \mu s$,以保证两步零电流换流的安全性。

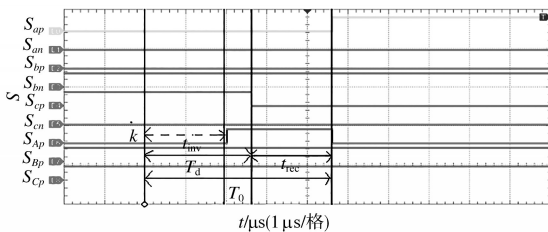


图11 IMC零电流换流方式下所有开关脉冲波形

Fig.11 Pulses waveforms for each switch of IMC during zero current commutation

为简化采样电路,节约硬件成本,并考虑到

网侧与矩阵输入侧电压相差不大,本实验平台摒弃滤波器后输入电压采样调理电路,可通过观察网侧电压电流波形的正弦性衡量输入电压观测器的可行性(考虑到算法需要,网侧电压电流采样已具备硬件条件)。图12为网侧的相电压和相电流波形,两波形正弦性良好且基本同相,网侧可基本实现单位功率因数。

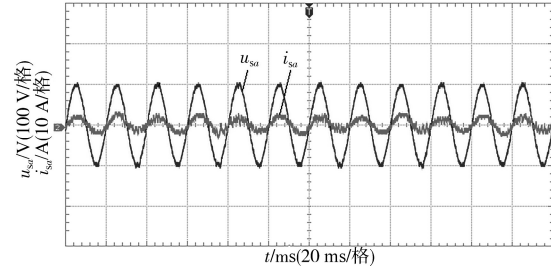
图12 网侧相电压 u_{sa} 和相电流 i_{sa} 波形

Fig.12 Grid phase voltage u_{sa} and current i_{sa} waveforms

无负载异步电机稳态和动态波形如图13~图14所示。图13设置参考转速为300 r/min,图14设置参考转速从300 r/min逐步上升至500 r/min。实验结果表明,电机的输出电流正弦性良好,转子转速在不同条件下均能快速跟踪参考值(阶跃时间约为50 ms),无超调,实现了IMC-IM系统高性能调速。

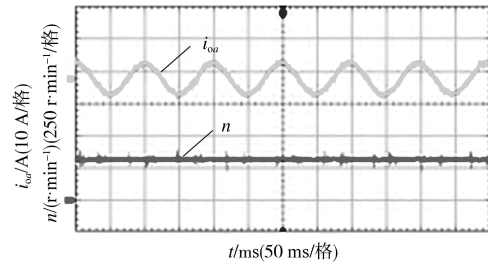
图13 异步电机定子电流 i_{oa} 和转速 n 稳态波形

Fig.13 Waveforms of stator current i_{oa} and rotor speed n (steady state)

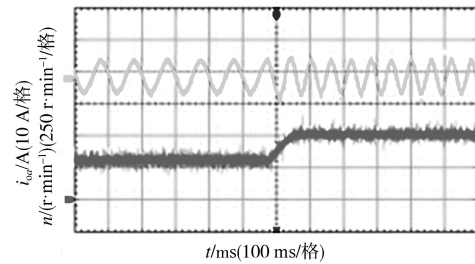
图14 异步电机定子电流 i_{oa} 和转速 n 动态波形

Fig.14 Waveforms of stator current i_{oa} and rotor speed n (dynamic state)

图12~图14输入输出良好波形均验证了基于输入电压观测器的ZCC-MPC算法的有效性。

对比仿真和实验波形,在设置相同采样频率 $f_s=10$ kHz的条件下,实验电流波形正弦度略差,

带有尖峰和毛刺。分析原因:相比较于仿真中的理想电路,1) IMC实验平台的双向IGBT有压降及开关时间延迟;2) 采样调理电路精度有限,检测值存在误差;3) 实验中电流探头精度略低;4) 电磁干扰EMI。

5 结论

文章提出了一种新型输入电压观测的ZCC-MPC方法。并进行了仿真和实验验证其有效性。结果表明:

1) 输入电压观测器和新型网侧电流预测模型工作有效,简化了采样电路,缩短了时间延迟。

2) 利用该策略实现了两步零电流换流过程,优化换流的同时可进一步缩短换流时间。

3) 采用此控制策略,提高了硬件平台的采样频率,优化了输出侧电机的电压电流波形正弦特性,实现了电机良好的稳/动态性能,同时实现了网侧的单位功率因数及正弦性输入电流波形。

本研究软件设计及硬件平台已基本成熟,可实现模型预测控制在IMC-IM系统中的深度优化。

进一步的,可重点改进ZCC-MPC方法,以期实现不固定的占空比,可以同时实现性能优化。

参考文献

- [1] Kobravi K, Iravani R, Kojori H A. A review and implementation of matrix-converter for aerospace application[C]// Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, 2012:698-705.
- [2] Lei J. Aircraft starter/generator system based on indirect matrix converter[C]// Conference of the IEEE Industrial Electronics

Society. IEEE, 2014.

- [3] 孙梅迪,王辉,李幸. 基于高频矩阵变换器的新型开关电源[J]. 电气传动, 2016, 46(5): 53-56.
Sun Meidi, Wang Hui, Li Xing. Novel switching power supply based on high frequency matrix converter [J]. Electric Drive, 2016, 46 (5): 53-56.
- [4] Basri H M, Mekhilef S. Model predictive torque and flux control of induction motor fed by three level indirect matrix converter with unity power factor strategy[C]// IEEE, International Power Electronics and Motion Control Conference, 2016:2557-2563.
- [5] Padhee V, Sahoo A K, Mohan N. SVPWM technique with varying DC-Link voltage for common mode voltage reduction in an indirect matrix converter[C]//Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2015:875-881.
- [6] Basri H M, Mekhilef S. Model predictive torque and flux control of induction motor fed by three level indirect matrix converter with unity power factor strategy[C]//IEEE, International Power Electronics and Motion Control Conference, 2016:2557-2563.
- [7] 朱维钧,朱伟江,周年光,等. 基于间接式矩阵变换器的优化模型预测控制[J]. 电气传动, 2018, 48(12): 22-27.
Zhu Weijun, Zhu Weijiang, Zhou Nianguang, *et al.* Optimal model predictive control based on indirect matrix converter [J]. Electric Drive, 2018, 48 (12): 22-27.
- [8] 梅杨,王闪闪,宋成昊. 基于IMC-异步电机调速系统的谐波抑制MPC方法[J]. 电气传动, 2017, 47(3): 21-26.
Mei Yang, Wang Shanshan, Zhu Chenghao. MPC method for harmonic suppression based on IMC asynchronous motor speed control system [J]. Electric Drive, 2017, 47(3): 21-26.

收稿日期:2020-06-11

修改稿日期:2021-01-02

(上接第9页)

- 统计与决策, 2006, 16(2): 140-141.
Ling Zhengqiu. Enterprise production sales state evaluation method based on rough sets[J]. Statistics and Decision, 2006, 16(2): 140-141.
- [20] 万勇,杨星磊,王宏兵,等. 基于概率分布的风电场电能质量综合评估[J]. 电力电容器与无功补偿, 2017, 38(4): 171-176.
Wan Yong, Yang Xinglei, Wang Hongbing, *et al.* Comprehensive evaluation on power quality of wind farm based on probability distribution[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2017, 38(4): 171-176.

- [21] 赵宪,周力行,邓维. 改进的层次分析法在含分布式电源系统电能质量综合评估中的应用[J]. 中国电力, 2014, 47(12): 72-78.
Zhao Xian, Zhou Lixing, Deng Wei. Application of improved analytical hierarchy process in comprehensive assessment of the power quality with distributed generators[J]. Electric Power, 2014, 47(12): 72-78.

收稿日期:2020-12-01

修改稿日期:2020-12-18