

Fast Modulated Model Predictive for Two-Stage Matrix Converter

LI Faliang^{1*}, LIU Guoliang¹, HE Peidong², ZHENG Zhong³

(1. Xinjiang Electric Power Company Research Institute, Wulumuqi 075000, China; 2. SiChuan Electric Power Corporation, Chengdu 610041, China;
3. State Grid Info-Telecom Great Power Science and Technology Co. LTD, Fuzhou 350001, China)

Abstract: In order to solve the problem of heavy computational burden in conventional modulated model predictive control (M2PC) for two-stage matrix converter, for the selection of rectifier stage vector, the conversion of the reference source current to the input side current vector of the converter is proposed. For the vector selection of the inverter stage, it transforms the current predictive model to a voltage predictive model. The action vectors for the rectifier and inverter stage are directly selected according to the distribution of the input side current vector and output voltage vector in their two phase stationary coordinate frame respectively. Compared to the conventional M2PC, the prediction and ergodic optimization of the source current and output current don't exist, which greatly reduces the computation burden. The experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: modulated model predictive; model conversion; calculation effort; two-stage matrix converter

EEACC: 1290B

doi: 10.3969/j.issn.1005-9490.2019.02.018

双级式矩阵变换器的快速调制型模型预测

李发亮^{1*}, 刘国亮¹, 何培东², 郑 钟³

(1. 国网新疆电力公司电力科学研究院, 乌鲁木齐 830000; 2. 国网四川省电力公司计量中心, 成都 610041;
3. 国网信通亿力科技有限责任公司, 福州 350001)

摘 要: 为解决双级矩阵变换器传统调制型模型预测控制计算量大的问题, 对整流级矢量选择, 提出将网侧参考电流转换为变换器输入侧电流。针对逆变级矢量选择, 提出将输出电流预测模型转换成输出电压预测模型。然后根据参考矢量在两相静止坐标系下的分布, 直接选取整流级和逆变级作用矢量。相较于传统调制型模型预测控制, 所提方法不存在网侧和输出电流的多次预测和寻优, 极大地降低了系统计算量。实验结果验证了所提方法的有效性。

关键词: 调制型模型预测; 模型转换; 计算量; 双级矩阵变换器

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2019)02-0357-05

矩阵变换器 MC (Matrix Converter) 是一种交交直接变换器, 具有功率双向流动、网侧功率因数可调、功率密度高等诸多优点。自其被提出以来, 一直受到国内外学者广泛研究。双级式矩阵变换器^[1] TSMC (Two Stage Matrix Converter) 相比于传统矩阵变换器, 实现了整流级和逆变级拓扑结构上的分离, 但由于虚拟直流侧不存在储能电容, 因此在调制上还是相互耦合的。但也正因为是在拓扑上的改进, 简化了钳位电路和换流方式^[2-5], 可实现整流级功率器件的零电流切换, 一定程度减少了器件功率损耗。

模型预测控制技术 MPC (Model Predictive Control)^[6-9] 因其控制结构简单, 近几年受到广泛关注, 被应用于各种变换拓扑。相比于传统控制技术 (例如 PI)^[10], 其无需控制器参数的整定且动态性能好。但传统模型预测存在计算量大的问题, 随着变换器电平数增加而成几何级数增加, 这也是限制其实际应用的一大障碍。针对这一问题, 研究文献相对较少, 国外学者提出了减少候选电压矢量数量, 从而降低系统计算量^[11]。文献 [12] 提出了一种预选择算法, 在遍历寻优的时候只考虑预选出的开关状态, 在一定程度减少了寻

优次数。

然而目前没有针对调制型模型预测控制技术 M2PC (Modulated Model Predictive Control)^[13] 计算量做相关简化的研究。针对这一问题,提出了一种快速调制型模型预测控制。简化了整流级和逆变级矢量的选择,极大地降低了整个系统计算量。

1 系统模型

图 1 为双级式矩阵变换器拓扑结构,开关主电路由一个电流源型整流器和电压源型逆变器组成。网侧与变换器之间安装有 LC 型滤波器,用于滤除由开关动作引起的高次谐波。

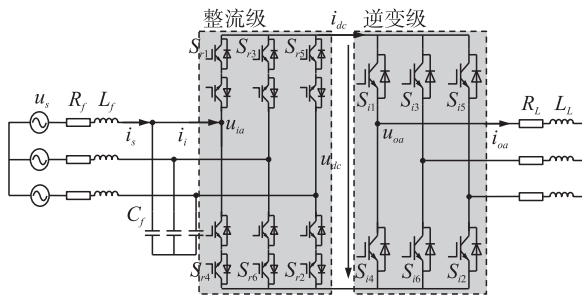


图 1 TSMC 拓扑结构

定义整流级和逆变级开关的开关函数为:

$$S_{mn} = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases} \quad (m=r \text{ 或 } i, n \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}) \quad (1)$$

式中: $S_{mn}=0$ 表示开关处于截止状态,反之表示开关处于导通状态。

$$u_{dc} = [S_{r1} - S_{r4} \quad S_{r3} - S_{r6} \quad S_{r5} - S_{r2}] u_i \quad (2)$$

$$i_i = [S_{r1} - S_{r4} \quad S_{r3} - S_{r6} \quad S_{r5} - S_{r2}]^T i_{dc} \quad (3)$$

基于上面的开关函数,可写出如式(2)、式(3)所示的整流级数学模型。将变换器输入相电压 u_i 和虚拟直流侧电流 i_{dc} 作为开关模型的输入;虚拟直流侧电压 u_{dc} 和变换器输入电流 i_i 作为开关模型的输出。

$$i_{dc} = [S_{i1} \quad S_{i3} \quad S_{i5}] i_o \quad (4)$$

$$u_o = [S_{i1} - S_{i4} \quad S_{i3} - S_{i6} \quad S_{i5} - S_{i2}]^T u_{dc} \quad (5)$$

每一级的输入和输出通过各自的开关状态联系起来的。同样地,对于逆变级的数学模型,将变换器输出电流 i_o 和虚拟直流侧电压 u_{dc} 作为逆变级开关模型的输入信号;变换器输出电压 u_o 和虚拟直流侧电流 i_{dc} 作为模型的输出,可得如式(4)、式(5)所示的逆变级开关模型。上述的开关模型可用于后续开关状态的遍历寻优。

根据如图 1 所示的输入滤波器结构,可写出其时域动态数学模型:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_s}{dt} = u_s - u_i - R_f i_s \\ C_f \frac{du_i}{dt} = i_s - i_i \end{cases} \quad (6)$$

式中: L_f 、 C_f 和 R_f 分别代表输入滤波器的滤波电感、滤波电容和电阻; u_s 和 i_s 分别为网侧电压和电流矢量; u_i 和 i_i 分别为电容电压矢量和 TSMC 输入电流矢量。

同样地,对于阻感负载,可以写出其时域数学模型:

$$u_o = L_L \frac{di_o}{dt} + R_L i_o \quad (7)$$

式中: L_L 和 R_L 分别代表负载电感和电阻。

2 离散域预测模型

模型预测控制使用系统离散模型计算控制目标的预测值,为了获得变换器输出的离散模型,采用前向欧拉法离散时域系统模型。

$$i_o(k+1) = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L_L}\right) i_o(k) + \frac{T_s}{L_L} u_o(k) \quad (8)$$

式中: T_s 为系统采样频率, $i_o(k+1)$ 为变换器输出电流 $k+1$ 时刻的预测值。

对于输入侧,根据式(6)可写出其状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_i \\ \dot{i}_s \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} u_i \\ i_s \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_s \\ i_i \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\text{式中: } A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_f \\ -1/L_f & -R_f/L_f \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & -1/C_f \\ 1/L_f & 0 \end{bmatrix}。$$

进而可得输入侧离散状态空间模型:

$$\begin{bmatrix} u_i(k+1) \\ i_s(k+1) \end{bmatrix} = A_d \begin{bmatrix} u_i(k) \\ i_s(k) \end{bmatrix} + B_d \begin{bmatrix} u_s(k) \\ i_i(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $A_d = e^{AT_s}$, $B_d = A^{-1}(\Phi - I_{2 \times 2})B$, $u_i(k+1)$ 和 $i_s(k+1)$ 分别为变换器输入侧电压矢量和网侧电流矢量 $k+1$ 时刻的预测值。

由式(10)可写出网侧电流 $k+1$ 时刻预测值:

$$i_s(k+1) = A_d(2,1)u_i(k) + A_d(2,2)i_s(k) + B_d(2,1)u_s(k) + B_d(2,2)i_i(k) \quad (11)$$

3 快速调制型模型预测

传统调制型模型预测一共存在 9 次预测和评估,包括 3 次的网侧电流预测评估和 6 次的输出电流预测评估,是导致其计算量大的主要原因。针对这一问题,本文在整流级和逆变级均进行了简化,具体简化过程如下文所示。

3.1 整流级简化

对于双级式矩阵变换器驱动系统, 输出电流由外环给定, 为了实现网侧单位功率因数, 还需要对网侧电流进行控制。因此需计算出其参考值, 其参考相位与网侧电压相位保持一致。根据变换器输入输出有功功率守恒原理可求出网侧参考电流幅值^[6]:

$$I_{sref} = \frac{-\lambda U_s \pm \sqrt{(\lambda U_s)^2 - 4\lambda R_f R_L I_{oref}^2 / \eta}}{-2\lambda R_f} \quad (12)$$

式中: $\lambda = 1 - 2\omega_i^2 C_f L_f$, η 为变换器转化效率。

传统调制型模型预测控制提出了根据价值函数求取矢量作用和占空比, 但作用矢量的选取需对网侧电流进行3次的预测和寻优, 从而确定下一时刻作用矢量。预测和寻优算法占用了整个系统算法相当大的比例, 因此此方法极大地增加了系统计算量。本文针对整流级作用矢量的选取和占空比的计算, 提出了将网侧电流参考值转换成变换器输入侧电流参考值。省去了对网侧电流的多次预测和评估, 直接利用输入侧电流矢量的相位和幅值进行进一步的调制。通过对式(11)进行简单的变化, 得到如下式所示的变换器输入侧电流矢量:

$$i_{iref}(k) = \frac{i_{sref} - A_d(2,1)u_i(k) - A_d(2,2)i_s(k)}{B_d(2,2)} - \frac{B_d(2,1)u_s(k)}{B_d(2,2)} \quad (13)$$

由式(13)可知, 首先根据网侧参考电流、 k 时刻检测的网侧电压和电流求出 k 时刻的变换器输入侧电流矢量。图2为整流级矢量分布图, 根据式(13)求出的变换器输入侧电流矢量在两相静止坐标系下的位置分布, 直接用于下一步矢量的选择和占空比的计算。假如矢量位于第3扇区, 则直接选取 I_2, I_3 作为下一时刻作用的矢量, 省去了对网侧电流的多次预测和评估, 大幅度降低了整流级预测控制的计算量。

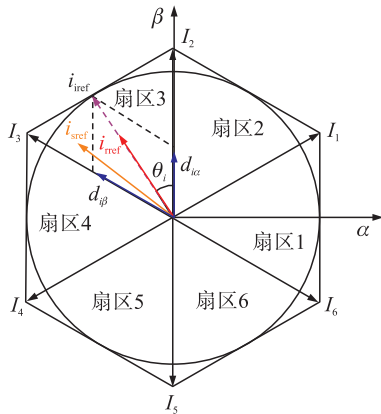


图2 整流级电流矢量

为了降低系统开关频率, 使变换器输入侧电流矢量沿着六边形旋转, 可实现整流级的无零矢量调制。进而可求得两有效矢量作用占空比:

$$\begin{cases} d_{i\alpha} = \frac{\sin(\pi/3 - \theta_i)}{\sin(\pi/3 + \theta_i)} \\ d_{i\beta} = \frac{\sin(\theta_i)}{\sin(\pi/3 + \theta_i)} \end{cases} \quad (14)$$

3.2 逆变级简化

同样的思想被引入到逆变级预测控制的简化, 通过对式(8)进行简单的变化, 可得出如下式所示的变换器输出电压矢量:

$$u_{oref} = \frac{L_L}{T_s} i_{oref} + \left(R_L - \frac{L_L}{T_s} \right) i_o(k) \quad (15)$$

利用上式可将参考输出电流转化为参考输出电压, 进而可得其在电压空间矢量坐标系下的位置分布。图3为逆变级矢量分布图, 由图可知, 根据参考电压矢量的位置分布可直接确定出下一时刻逆变级作用的有效矢量。假如输出参考电压矢量位于1扇区, 则选择基本矢量 V_1, V_2 作用于下一开关周期。相比较于传统逆变级根据输出电流价值函数选取作用矢量, 本文所提简化方法省去了对输出电流的多次预测和对6个扇区组合价值函数的计算和寻优过程, 极大的减少了逆变级预测控制的计算量。

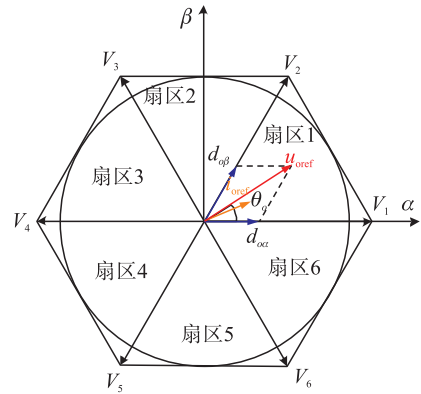


图3 逆变级电压矢量

由于整流级采用的是无零矢量调制, 因此需通过对逆变级进行相应的修正。假设整流级选出的两个有效矢量为 I_α 和 I_β , 则一个周期内的平均直流侧电压 u_{dc} 为:

$$u_{dc} = d_{i\alpha} u_{d\alpha} + d_{i\beta} u_{d\beta} \quad (16)$$

式中: $u_{d\alpha}$ 和 $u_{d\beta}$ 分别为整流级两个矢量单独应用一个采样周期所对应的虚拟直流侧电压, 其值可根据式(2)求得。

进而可求得逆变级调制比 m_v :

$$m_v = \frac{\sqrt{3} u_{om}}{u_{dc}} \quad (17)$$

由正弦定理可以得出逆变级俩有效矢量和零矢量作用占比:

$$\begin{cases} d_{o\eta} = m_v \sin(\pi/3 - \theta_o) \\ d_{o\lambda} = m_v \sin(\theta_o) \\ d_{oz} = 1 - d_{o\eta} - d_{o\lambda} \end{cases} \quad (18)$$

利用上述简化方法选择出整流级和逆变级作用矢量和计算出各矢量作用时间,然后对选出的矢量进行重新分配。将逆变级零电压矢量分配在整流级矢量的切换处,就可实现整流级开关的零电流换流,简化了换流方式和确保换流的安全。

4 实验验证

为验证所提快速调制型模型预测的可行性和有效性,在基于 DSP+FPGA 为主控单元的实验平台进行了动稳态实验验证。实验参数:输入滤波电感 $300 \mu\text{H}$,滤波电阻 0.4Ω ,滤波电容 $21.5 \mu\text{F}$,三相输入相电压幅值 $60 \text{ V}/50 \text{ Hz}$,系统采样频率 10 kHz ,负载电阻和电感分别为 12Ω 和 8 mH ,期望的输出电流幅值为 $4 \text{ A}/50 \text{ Hz}$ 。

图 4 为验证本文所提方法对网侧功率因数的控制。由图 4 可知,实现了网侧单位功率因数,且网侧电流波形质量较高。为验证本文所提方法在降低系统计算量的同时亦能保证较好的输出性能,作了两种方法的对比实验验证,由图 5 可知,较传统调制型模型预测,采用所提方法的稳态输出电流波形正弦度较高,且稳态误差小,一定程度改善了输出特性。

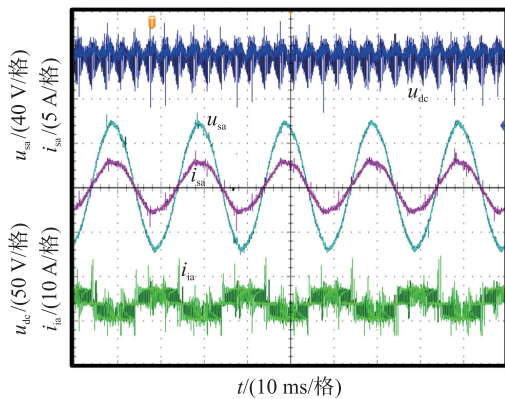
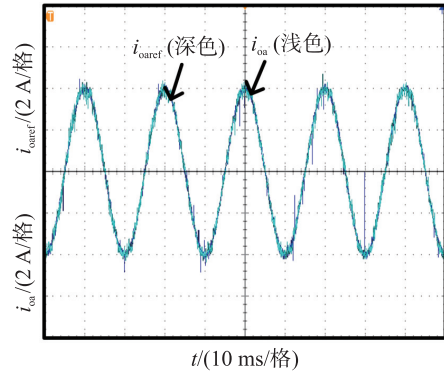


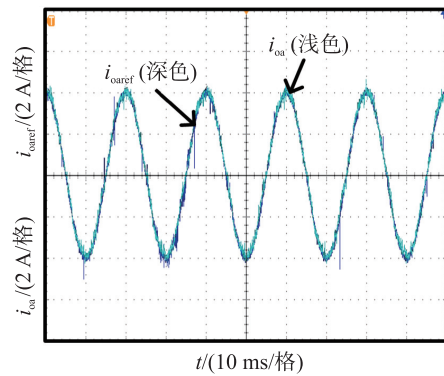
图 4 快速调制型模型预测稳态输入波形

图 6 为验证快速调制型模型预测控制的动态性能。由图 6 可知,A 相实际输出电流实现了对参考电流(由 DA 芯片输出)的无静差跟踪。图 6(b)为图 6(a)的局部放大图,可以看出,当参考输出电流相位向前突变 60° 时,实际输出电流波形能快速

跟踪参考电流波形的变化,拥有很好的动态性能。

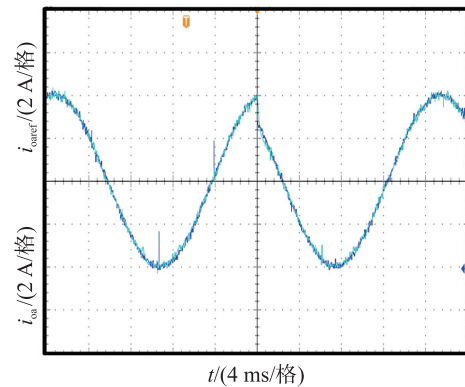


(a) 快速调制型模型预测

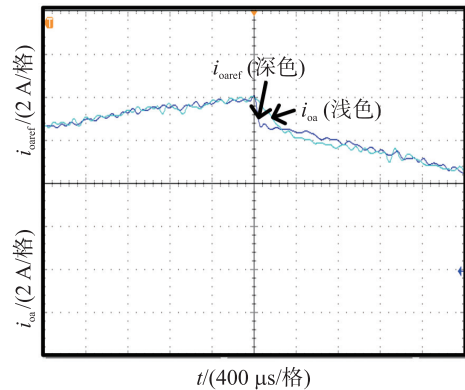


(b) 传统调制型模型预测

图 5 两种方法输出性能对比



(a) 动态a相输出电流及其参考值



(b) 图(a)的局部放大图

图 6 快速调制型模型预测动态输出波形

5 结论

提出了一种快速调制型模型预测控制技术。针对整流级和逆变级矢量的选择, 基于模型转换的思想, 将直接控制目标的预测和寻优转换成对别的变量的评估, 简化了两级矢量的选择过程和占空比计算方式。省去了对网侧电流和输出电流的多次预测和遍历寻优, 极大程度地减小了系统计算量, 此外, 仍保留了传统调制型模型预测控制良好的动稳态性能。搭建了 DSP+FPGA 的实验平台, 验证了所提方法的有效性。

参考文献:

- [1] 蔡灏, 李志勇, 朱建林, 等. 基于 DSP 的双级矩阵变换器设计[J]. 电力电子技术, 2007, 41(1): 13-14.
- [2] 安星, 林桦, 王兴伟. 基于 FPGA 的矩阵变换器换流策略研究[J]. 电力电子技术, 2011, 45(2): 20-22.
- [3] 张勇, 潘宏. 矩阵式变换器空间矢量过调制策略研究[J]. 电子器件, 2014, 37(4): 791-794.
- [4] 张晓锋, 何必, 林桦, 等. 矩阵变换器的一种安全换流策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 12-17.
- [5] 张华强, 王新生, 徐殿国. 矩阵变换器在变速恒频风力发电中的应用研究[J]. 电子器件, 2006, 29(3): 859-863.
- [6] Correa P, Rodriguez J, Rivera M, et al. Predictive Control of an Indirect Matrix Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1847-1853.
- [7] Garcia C F, Rivera M E, Rodríguez J R, et al. Predictive Current Control with Instantaneous Reactive Power Minimization for a Four-Leg Indirect Matrix Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 922-929.
- [8] Qi C, Tu P, Shi D, et al. An Efficient FPGA-Based Implementation of Predictive Current Control Algorithms for an Indirect Matrix Converter[C]//Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE, 2016: 2281-2288.
- [9] Gulbudak O, Santi E. A Predictive Control Scheme for a Dual Output Indirect Matrix Converter[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2015: 2828-2834.
- [10] 刘见, 栗梅, 孙尧, 等. 基于双级矩阵变换器的永磁同步电机矢量控制[J]. 电力电子技术, 2010, 44(11): 65-68.
- [11] Siami M, Khaburi D A, Rodriguez J. Simplified Finite Control Set-Model Predictive Control for Matrix Converters-Fed PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, PP(99): 1-1.
- [12] Dan H, Zhu Q, Peng T, et al. Preselection Algorithm Based on Predictive Control for Direct Matrix Converter[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 768-775.
- [13] Rivera M, Tarisciotti L, Wheeler P, et al. Predictive Control of an Indirect Matrix Converter Operating at Fixed Switching Frequency and without Weighting Factors[J]. IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2015: 1027-1033.



李发亮(1986-), 男, 汉族, 山东临沂人, 本科生, 工程师, 主要研究方向为电力计量管理及变换器控制技术, 2521823641@qq.com。