

DOI:10.19322/j.cnki.issn.1006-4710.2019.02.003

双级矩阵变换器高抗扰性预测电流控制

宋卫章¹, 杜晓斌¹, 贺瑾¹, 李希¹, 张皓¹, 王有云², 钟彦儒¹

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048; 2. 大型电气传动系统与装备技术国家重点实验室, 甘肃 天水 741020)

摘要: 针对双级矩阵变换器(TSMC)拓扑的两个固有缺陷—前后级之间强耦合性和弱抗干扰性问题,传统空间矢量调制策略实现复杂且需两级协调而无法解决上述两个问题。本文提出了一种适用于TSMC的预测电流控制策略,以离散化数学模型为基础,利用当前时刻的采样值对下一时刻的输入输出电流量做出预测计算,将网侧无功功率最小和输出电流低纹波作为系统主要控制目标,循环优化开关状态,使其在正常和非正常工况下输出电流均能时刻跟随参考给定,提高了系统鲁棒性,降低了前后级耦合影响,并实现了“绿色”网侧性能。实验验证了方案的可行性。

关键词: 双级矩阵变换器; 预测电流控制; 无功功率最小; 输出电流跟踪

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1006-4710(2019)02-0147-08

Predictive current control of two-stage matrix converter with strong disturbance resistibility

SONG Weizhang¹, DU Xiaobin¹, HE Jin¹, LI Xi¹, ZHANG Hao¹,
WANG Youyun², ZHONG Yanru¹(1. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;
2. State Key Laboratory of Large Electric Drive System and Equipment Technology, Tianshui 741020, China)

Abstract: As for the two shortcomings of strong coupling and weak anti-interference between the front and rear stages in a two-stage matrix converter (TSMC), it is difficult to effectively solve the above two problems by the traditional space vector modulation strategy because of complex implement and coordination-requirement of two stages in this topology, with a predictive current control strategy used for TSMC proposed. The prediction calculation is implemented in this control strategy based on the discretization mathematical model. The main control target is set to minimize the grid-side reactive power and output current ripple, so that the output current can follow the given value under a normal or an abnormal condition; moreover, the robustness of system is improved and the coupling influence of the two stages is reduced as well as the “green” grid-side performance is achieved. The feasibility of this method is verified by simulation and experiment.

Key words: TSMC; predictive current control; minimum of reactive power; output current tracking

根据拓扑结构不同,矩阵变换器可分为两种,即传统矩阵变换器(conventional matrix converter, CMC)与双级矩阵变换器(two-stage matrix converter, TSMC)^[1],相对 CMC, TSMC 具有控制、换流策略更加简单的优点,是一种比 CMC 更具有发展潜力的新型变换器^[2-4]。

对于传统的交—直—交变换器,为了获得相对稳定的直流侧电压,直流侧一般存在储能电容,虽然

储能环节一定程度降低了拓扑整流与逆变两级耦合影响,但这无疑也增大了该拓扑体积,降低了其使用寿命。相比于传统的交—直—交变换器,一体化的 TSMC 拓扑致使系统前后两级相互耦合影响。此外,在实际工程中,系统往往要求能抵御一定特殊工况影响,如网侧电压突升突降与不平衡、三相负载不对称等等,这类特殊工况对中间无储能环节的

收稿日期: 2018-08-31

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877176);陕西省重点研发计划国际科技合作与交流计划资助项目(2017KW-035);陕西省教育厅服务地方专项计划资助项目(18JC024);西安理工大学科学研究计划资助项目(2016CX034)

作者简介: 宋卫章,男,副教授,博士,研究方向为现代交流传动与矩阵变换器。E-mail:SWZ@xaut.edu.cn

TSMC 影响尤为突出,而传统空间矢量调制策略实现复杂且前后级之间必须协调控制,该策略并不能提升 TSMC 对此特殊工况的抗干扰能力。因此,如何在不增加硬件的前提下,有效提高 TSMC 抗干扰性能,成为目前国内外学者研究的热点之一。

预测控制通过循环矫正开关状态,使期望目标时刻跟踪其参考值,并依据系统预测矢量直接对开关器件进行控制,具有很强的抗干扰性能和很高的动态响应速度^[5-7]。文献[5]将包含导通模式检测的预测控制应用于三相功率因数校正(PFC)系统;文献[6]实现了对三相逆变器电压的预测控制,指出预测控制相比于传统调制策略在快速性和抗扰性方面更具优势;文献[7]提出将预测控制用于传统矩阵变换器(CMC),但 CMC 与 TSMC 在电路拓扑构成上不同,故本文与该文献模型预测控制中的开关矩阵模型不同,两者的预测值的计算方式也将不同。文献[8]中,通过对 TSMC 的电压矢量扇区进行细分,缩短了开关状态的遍历时间,但是由于该方案所选出的开关状态并非全局最优,因此会对系统的输入输出性能产生一定影响。文献[9]针对电网电压不对称等扰动影响,采用双空间矢量预测控制方案对三相调制波进行预测,并取得了较好的效果。该方案虽然省略了 PI 控制器,但是仍旧保留着传统的调制环节,相比传统的空间矢量(SVPWM)调制其算法复杂度增加。文献[10]首次提出将预测控制应用于双级矩阵变换器中,在保证输出电流良好跟随性能的同时,使得输入无功功率最小,但是文中只是描述了预测控制用于 TSMC 的实现方式,并没有对预测控制下的抗扰性能进行研究和验证,也未涉

及电网非正常工况时预测控制抗扰性的研究。文献[11]研究了矩阵变换器驱动的永磁同步电机 S 型滑模观测器无速度传感器矢量控制系统;文献[12]研究了模型预测控制下的间接矩阵变换器驱动感应电机系统,该矩阵变换器以电机为负载,预测控制以输出转矩和磁通作为控制目标,本文与该文献预测控制算法的负载模型和目标函数均不同,同时本文研究工作侧重解决 TSMC 的耦合影响和弱抗扰性问题,两者研究对象和解决问题均不同。

本文将探索一种适用于 TSMC 的预测电流控制策略,以离散化数学模型为基础,利用当前时刻的采样值对下一时刻的输入输出电流量做出预测计算,以网侧无功功率最小和输出电流误差作为系统主要控制目标,循环优化开关状态,使其在不同工况下均能确保良好的输入输出性能,提高系统的抗干扰性能。

1 TSMC 预测控制

TSMC 拓扑结构如图 1 所示,TSMC 由输入 LC 滤波电路、矩阵整流级、逆变级和负载四部分组成。其中, S_{ap} 、 S_{bp} 、 S_{cp} 分别表示矩阵整流级上桥臂开关, S_{an} 、 S_{bn} 、 S_{cn} 分别表示矩阵整流级下桥臂开关, S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 分别表示逆变级上桥臂开关, S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} 分别表示逆变级下桥臂开关。 u_{dc} 、 i_{dc} 分别为中间虚拟直流侧电压与电流, L_f 为线路寄生电感与滤波电感之和, C_f 为线路寄生电容与滤波电容之和, R_f 为线路和滤波器上等效电阻值之和, L_l 为负载电感, R_l 为负载电阻。

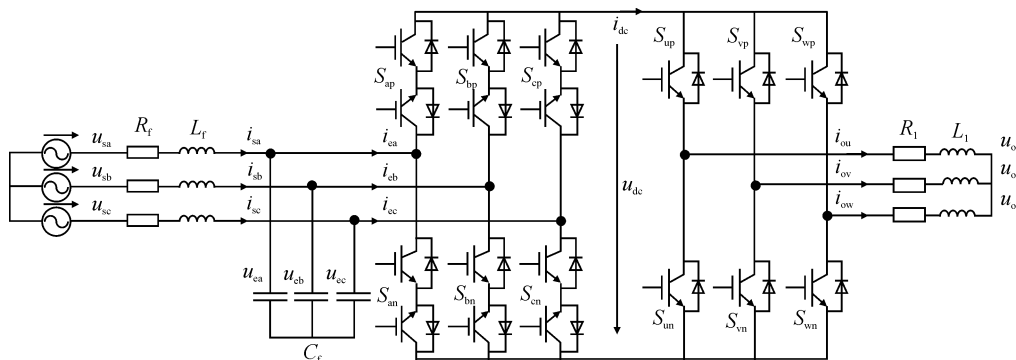


图 1 TSMC 拓扑结构

Fig. 1 Topology of TSMC

1.1 原理

TSMC 预测控制框图如图 2 所示。通过检测网侧电压 u_s^k 、电流 i_s^k 和输入滤波电容上电压 u_e^k , 结合 k 时刻的开关状态 S^k 获得开关输入电流值 i_e^k ,

再依据 TSMC 输入滤波器离散数学模型计算网侧电流预测值 i_s^{k+1} , 并将此预测值用于计算 $k+1$ 拍网侧无功功率 q_{in}^{k+1} 大小。通过检测输出电流 i_o^k , 利用 k 时刻的开关状态 S^k 获得输出电压值 u_o^k , 利

用负载离散数学模型计算输出电流预测值 i_o^{k+1} , 获得输出电流参考值 $i_o^{(k+1)*}$ 与输出电流预测值 i_o^{k+1} 的误差, 最终与输入无功参考值 $q_{in}^{(k+1)*}$ 和输入无

功预测值 q_{in}^{k+1} 的误差联合成一个品质函数, 用于寻求对应的最佳开关状态 S^{k+1} , 实现 TSMC 主功率开关控制。

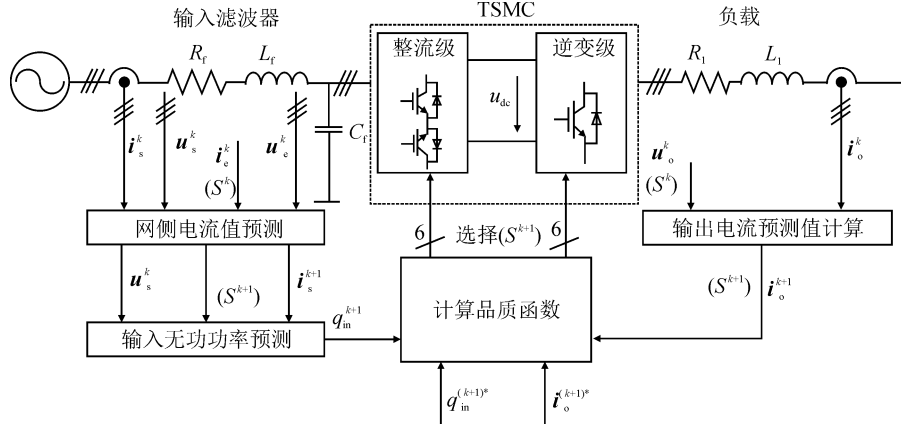


图2 预测控制框图

Fig. 2 Block diagram of predictive control

为保证 TSMC 具有良好的输入输出性能, 将系统循环优化的条件设定为^[4]:

- 1) 输入侧无功功率接近于零;
- 2) 输出电流与参考值的误差接近于零。

1.2 数学模型

为便于构建 TSMC 数学模型, 将三相 abc 坐标系下的电压电流转化至两相 $\alpha\beta$ 坐标系下。例如, 输出电压 u_o 在 abc 坐标系下为 u_{ou} 、 u_{ov} 、 u_{ow} , 在 $\alpha\beta$ 坐标系下则可表示为:

$$u_o = u_{o\alpha} + ju_{o\beta} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{o\alpha} = \frac{1}{3}(2u_{ou} - u_{ov} - u_{ow}) \\ u_{o\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{ov} - u_{ow}) \end{cases} \quad (2)$$

abc/ $\alpha\beta$ 坐标系下 TSMC 电压电流表示符号如表 1 所示, TSMC 数学模型可以被分为整流级和逆变级。

表 1 abc/ $\alpha\beta$ 坐标系下 TSMC 电压电流表示符号

Tab. 1 Voltage and current signs of TSMC in the abc/ $\alpha\beta$ reference frame

参数	abc 坐标系	$\alpha\beta$ 坐标系
网侧电压	$u_s = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$	$u_s = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$
网侧电流	$i_s = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$	$i_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$
输入电压	$u_e = [u_{ea} \ u_{eb} \ u_{ec}]^T$	
输入电流	$i_e = [i_{ea} \ i_{eb} \ i_{ec}]^T$	
输出电压	$u_o = [u_{ou} \ u_{ov} \ u_{ow}]^T$	
输出电流	$i_o = [i_{ou} \ i_{ov} \ i_{ow}]^T$	$i_o = [i_{o\alpha} \ i_{o\beta}]^T$

1) 建立 TSMC 的开关模型:

$$S = \begin{cases} 1, & \text{开关 S 开通} \\ 0, & \text{开关 S 关断} \end{cases} \quad (3)$$

根据输入输出关系, 结合开关状态, TSMC 的输入输出电压关系式为:

$$\begin{bmatrix} u_{ou} \\ u_{ov} \\ u_{ow} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ea} \\ u_{eb} \\ u_{ec} \end{bmatrix} = \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} u_{ea} \\ u_{eb} \\ u_{ec} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up}S_{ap} + S_{un}S_{an} & S_{up}S_{bp} + S_{un}S_{bn} & S_{up}S_{cp} + S_{un}S_{cn} \\ S_{vp}S_{ap} + S_{vn}S_{an} & S_{vp}S_{bp} + S_{vn}S_{bn} & S_{vp}S_{cp} + S_{vn}S_{cn} \\ S_{wp}S_{ap} + S_{wn}S_{an} & S_{wp}S_{bp} + S_{wn}S_{bn} & S_{wp}S_{cp} + S_{wn}S_{cn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ea} \\ u_{eb} \\ u_{ec} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, \mathbf{T} 为 TSMC 的总开关矩阵, \mathbf{T} 的值由 TSMC 的开关状态决定。

同理, 亦可建立输出电流与输入电流的关系式:

$$\begin{bmatrix} i_{ea} \\ i_{eb} \\ i_{ec} \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{ou} \\ i_{ov} \\ i_{ow} \end{bmatrix} \quad (5)$$

2) 利用基尔霍夫定律, 建立输入滤波器模型:

$$L_f \frac{di_s}{dt} = u_s - u_e - R_f \cdot i_s \quad (6)$$

$$C_f \frac{du_e}{dt} = i_s - i_e \quad (7)$$

将式(6)、(7)用状态空间方程表示:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} u_e \\ i_s \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} u_s \\ i_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{其中, } \mathbf{X} = \begin{bmatrix} u_e \\ i_s \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}。$$

同上,负载的数学模型为:

$$L_1 \frac{di_o}{dt} = u_o - R_1 \cdot i_o \quad (9)$$

1.3 开关状态表

TSMC 整流级如表 2 所示,共有 9 种开关状态;逆变级如表 3 所示,共存在 8 种可能的开关状态。对前后级可能的开关状态进行排列组合,共存在 72 种可能的开关状态组合。为了保证 TSMC 整流级输出电压最大化,剔除存在的 3 个零矢量,此零矢量作用下逆变级输出电压瞬时值为零,故 TSMC 模型预测控制中仅剩余 48 种有效的开关状态组合可供选用。

表 2 整流级开关状态

Tab.2 Switch state of rectifier stage

S_{ap}	S_{cn}	S_{bp}	S_{an}	S_{cp}	S_{bn}	i_{ea}	i_{eb}	i_{ec}
1	1	0	0	0	0	i_{dc}	0	$-i_{dc}$
0	1	1	0	0	0	0	i_{dc}	$-i_{dc}$
0	0	1	1	0	0	$-i_{dc}$	i_{dc}	0
0	0	0	1	1	0	$-i_{dc}$	0	i_{dc}
0	0	0	0	1	1	0	$-i_{dc}$	i_{dc}
1	0	0	0	0	1	i_{dc}	$-i_{dc}$	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0	0	0

表 3 逆变级开关状态

Tab.3 Switch state of inverter stage

S_{up}	S_{wn}	S_{vp}	S_{un}	S_{wp}	S_{vn}	u_{uv}	u_{vw}	u_{wu}
1	1	0	0	0	1	u_{dc}	0	$-u_{dc}$
1	1	1	0	0	0	0	u_{dc}	$-u_{dc}$
0	1	1	1	0	0	$-u_{dc}$	u_{dc}	0
0	0	1	1	1	0	$-u_{dc}$	0	u_{dc}
0	0	0	1	1	1	0	$-u_{dc}$	u_{dc}
1	0	0	0	1	1	u_{dc}	$-u_{dc}$	0
1	0	1	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	0	0

注: u_{uv} 、 u_{vw} 、 u_{wu} 为三相线电压。

1.4 计算预测值

将输入滤波器与负载的数学模型分别离散化。

对式(8)引入前向欧拉方程进行离散化,可分别推导出网侧电流预测值和输入滤波器电容电压预测值:

$$\begin{bmatrix} u_e^{k+1} \\ i_s^{k+1} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} u_e^k \\ i_s^k \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} u_s^k \\ i_c^k \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$C = e^{AT_s} \quad (11)$$

$$D = \int_0^{T_s} e^{A(T_s-\tau)} B d\tau \quad (12)$$

式中: τ 为时间常数; T_s 为采样周期。

利用前向欧拉插值法,可得输出电流的导数近似值为:

$$\frac{di_o}{dt} \approx \frac{i_o^{k+1} - i_o^k}{T_s} \quad (13)$$

将式(13)代入式(10)可得到离散化的负载数学模型:

$$i_o^{k+1} = \frac{T_s}{L_1} u_o^k + (1 - \frac{R_1 T_s}{L_1}) i_o^k \quad (14)$$

由式(14)知,TSMC 预测控制算法与负载参数有关,但离散后的负载模型表达式中含有 T_s , T_s 为小时间常数,故 T_s/L_1 和 $(R_1 T_s)/L_1$ 在离散负载模型中所占份量较小,于是负载参数变化时预测电流值并未受太大影响,算法对负载变化引起的扰动具有一定自抑制作用,故在负载参数发生变化而又提前未知的情况下,TSMC 模型预测控制算法的准确性和可靠性仍较高。

1.5 品质函数

品质函数是对控制目标的直接反映,也是系统循环优化的条件。

将三相输出电流转换到两相静止坐标系中,与参考值作差,获得误差绝对值表达式为:

$$\Delta i_o^{k+1} = |i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^{k+1}| + |i_{\beta}^* - i_{\beta}^{k+1}| \quad (15)$$

式中: i_{α}^{k+1} 、 i_{β}^{k+1} 是 $\alpha\beta$ 坐标系中输出电流在 $k+1$ 时刻的预测值; i_{α}^* 、 i_{β}^* 分别是其所对应的参考值。

根据瞬时功率理论,将网侧电压电流转换至 $\alpha\beta$ 坐标系下,可知网侧无功功率的预测值为:

$$q_{in}^{k+1} = u_{s\beta}^{k+1} i_{sa}^{k+1} - u_{sa}^{k+1} i_{s\beta}^{k+1} \quad (16)$$

其中, u_{sa}^{k+1} 、 $u_{s\beta}^{k+1}$ 、 i_{sa}^{k+1} 、 $i_{s\beta}^{k+1}$ 分别是 $\alpha\beta$ 坐标系中网侧电压电流在 $k+1$ 时刻的预测值。由于采样频率足够高,电网电压预测值 u_s^{k+1} 可用当前时刻值 u_s^k 近似表示,即瞬时无功的计算公式可进一步写为:

$$q_{in}^{k+1} = u_{s\beta}^k i_{sa}^{k+1} - u_{sa}^k i_{s\beta}^{k+1} \quad (17)$$

将输入无功功率参考值设为 0,构建无功的误差表达式:

$$\Delta q_{in}^{k+1} = |0 - q_{in}^{k+1}| \quad (18)$$

最后,式(15)、(18)组合成一个品质函数:

$$g^{k+1} = \Delta i_o^{k+1} + \lambda \Delta q_{in}^{k+1} + h \quad (19)$$

其中, $h = \begin{cases} 0 & u_{dc}^k > 0 \\ 100 & u_{dc}^k \leq 0 \end{cases}$, h 用来保证直流侧

电压为正的开关状态, λ 是权重因子。

在每个采样周期,将每种开关状态组合代入数学模型,计算出对应的品质函数,最终,选出品质函数最小的开关状态,以此驱动对应开关器件导通。

1.6 权重因子

品质函数中 λ 是权重因子,在含有多个约束项的品质函数中, λ 相当于次要项的加权系数。本文 λ 决定开关状态的选择对输出电流和输入最小无功功率的重视程度。

当品质函数中有多个不同控制目标时,可以以控制目标为约束对权重因子进行缩小范围选取。本文以输入无功功率与电流参考误差最小为控制目标,通过以下两步来确定权重因子 λ 的取值范围。

首先,以输出电流控制误差为约束,即以输出电流波形质量为衡量标准,将输出电流总谐波畸变率 $THD \leq 5\%$ 作为判断条件,用二分法对权重因子的范围进行初选^[13]。如图3所示, λ 先取0或1,依据仿真, $\lambda=1$ 时输出电流 $THD=14.5\%$, $THD > 5\%$ 不满足要求,于是 λ 取中间值0.5,依靠仿真可知,输出电流 $THD=10.3\% > 5\%$ 不满足要求,然后确定下次 λ 的范围为 $[0, 0.5]$,以此类推,直到输出电流 $THD \leq 5\%$,最终得到 λ 的初选范围为 $0 \leq \lambda \leq 0.016$ 。

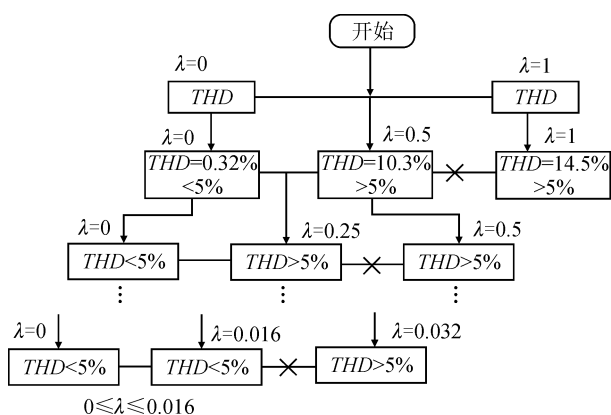


图3 权重因子 λ 的初选范围
Fig. 3 Primary range of weighting factor λ

其次,在上一步确定的初选范围 $[0, 0.016]$ 基础上,同时考虑网侧无功功率与输出电流 THD ,以这两个因素为约束对权重因子细选。将 λ 从0增至0.016,记录每个 λ 所对应的输出电流 THD 与无功功率,将这些数据点绘在一起,可得到如图4所示的曲线,两线相交处即为同时满足输出电流 THD 与无功功率最小的 λ 值,由图可知,权重因子 $\lambda=0.0045$ 时可同时满足上述要求。

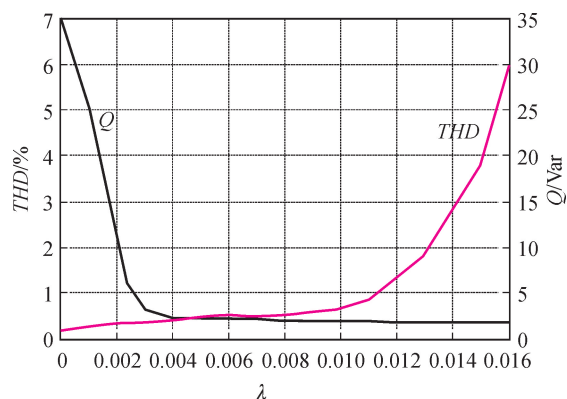


图4 输入无功 Q 和输出电流 THD 与权重因子 λ 的关系曲线
Fig. 4 Relationship between reactive power Q and THD of output current and weighting factor λ

2 实验验证

为了验证上述方案的正确性和有效性,搭建以数字信号处理器+现场可编程门阵列(DSP+FPGA)为核心控制器,功率450W的实验样机,其中硬件系统实现框图如图5所示,实验样机如图6所示。表4为实验参数,图7为控制流程图。分别对不同工况下系统所采用的预测控制方案进行实验验证。

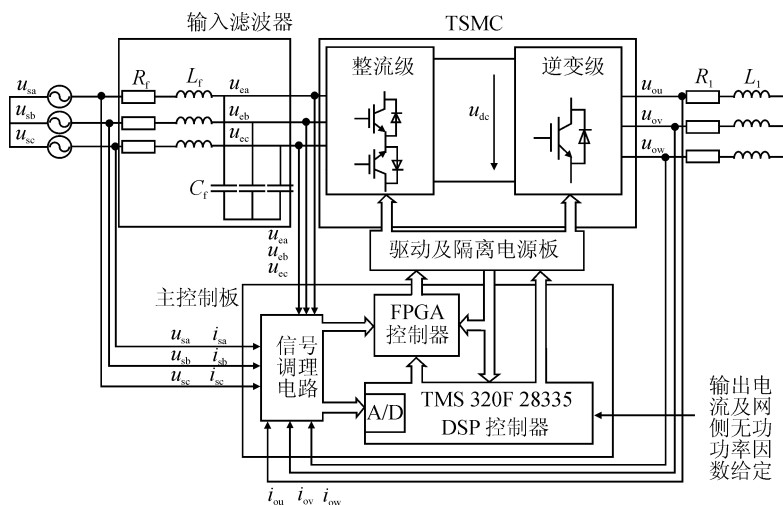


图5 TSMC硬件系统实现框图
Fig. 5 Diagram of hardware system for TSMC

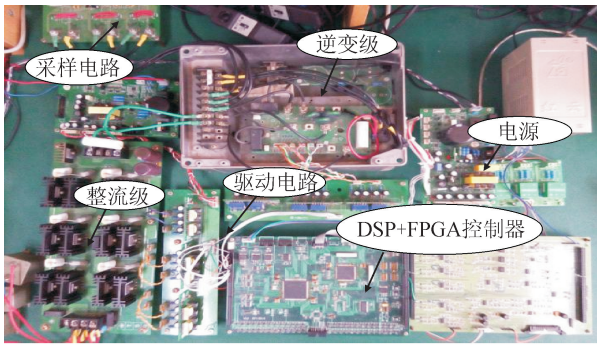


图 6 实验样机

Fig. 6 Experimental prototype

表 4 实验参数

Tab. 4 Experimental parameters

参数名称	参数值
输入电压	100 V/50 Hz
输入滤波器	$R_f = 0.5 \Omega$; $L_f = 1.2 \text{ mH}$; $C_f = 2 \mu\text{F}$
负载	$R_l = 10 \Omega$; $L_l = 10 \text{ mH}$
权重因子	0.004 5
采样频率	20 kHz
死区时间	$3 \mu\text{s}$

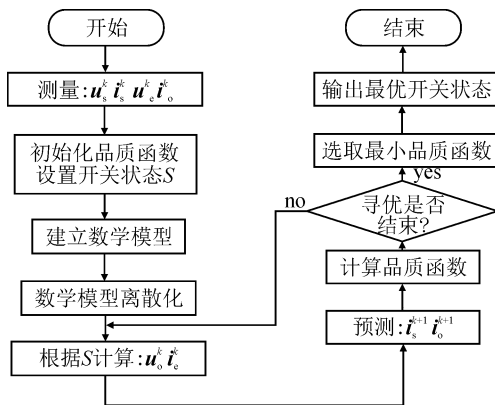


图 7 预测控制流程图

Fig. 7 Flow chart of predictive control

2.1 正常工况下预测电流控制验证

将输入无功功率最小与输出电流误差共同加入品质函数进行实验验证,仿真与实验波形如图 8 所示,其中 u_{uv} 表示输出线电压。图 8(a)、(b)为网侧相电压与相电流的仿真与实验波形,由波形可知,网侧相电流与相电压时刻保持同相位,网侧功率因数接近于 1,从而验证了预测控制下 TSMC 良好的网侧性能。图 8(c)、(d)分别为预测控制下 TSMC 的输出三相电流与输出线电压稳态波形,从波形可看出,三相电流频率为 100 Hz,输出纹波较低,稳态性能良好。图 9 为输出电流频率由 6 A、100 Hz 阶跃变化至 5 A、200 Hz 后又恢复至 6 A、100 Hz 的动态变化仿真与实验波形,由图可看出,输出电流阶跃

变化响应快,波形正弦度良好,证明 TSMC 具有优良的动态性能。

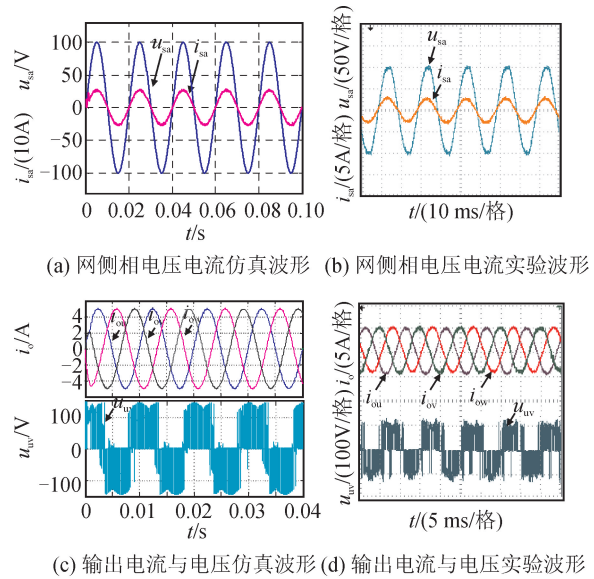


图 8 预测电流控制稳态性能验证

Fig. 8 Predictive control steady state performance verification

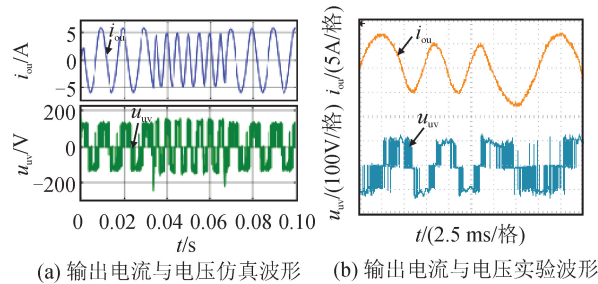


图 9 预测电流控制动态性能验证

Fig. 9 Predictive control dynamic performance verification

2.2 非正常工况下不同策略时 TSMC 性能对比

在实际工程中,系统往往要求能一定程度抵御非正常工况的影响,为验证 TSMC 预测控制的高抗扰特性,分别从电网电压不平衡与突升突降、三相负载不对称三方面对 TSMC 在传统闭环控制与预测控制下的系统抗扰性进行了测试。

考虑到实验的可操作性,三相电网电压分别设置为 $u_{sa} = 50\text{V}$ 、 $u_{sb} = 60\text{V}$ 、 $u_{sc} = 80\text{V}$,图 10 和图 11 分别为传统控制与预测控制方案下电网不平衡时 TSMC 波形,其中图 10(a)、(b)与图 11(a)、(b)分别为传统控制与预测控制方案下的网侧相电压、相电流仿真与实验波形;图 10(c)、(d)与图 11(c)、(d)分别为传统控制与预测控制方案下的三相输出电流波形。经波形对比可知,三相电网不平衡工况时,传统控制方案对电网不平衡的影响抑制能力有限,需额外增设补偿模块才能消除不平衡的影响。相比于传统控制方案,预测控制始终以输入无功及输出电流

跟踪误差为零为控制目标,于是预测控制方案下 TSMC 仍具有单位功率因数,输出电流跟踪参考,三相输出电流基本平衡,从而验证了预测控制对 TSMC 网侧电压不平衡的影响具有一定程度的抑制作用,提高了 TSMC 的抗扰性。

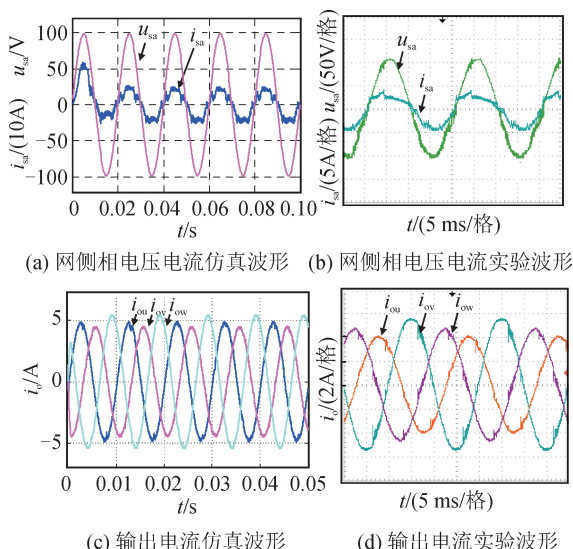


图 10 传统控制下电网不平衡时波形

Fig. 10 Waveforms of traditional control in input imbalance

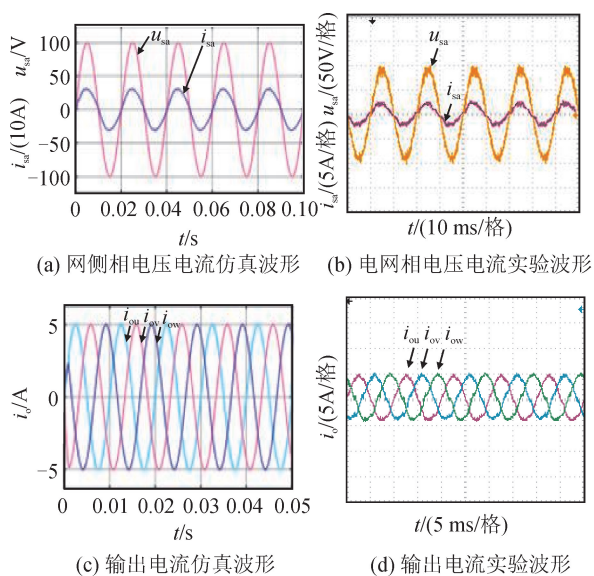
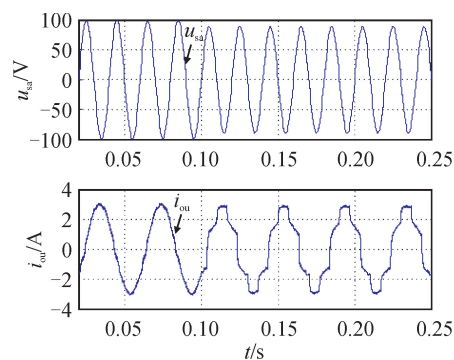


图 11 预测控制下电网不平衡时波形

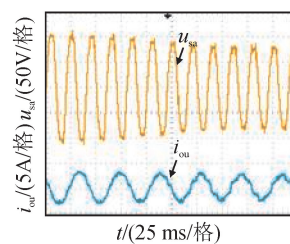
Fig. 11 Waveforms of predictive control in input imbalance

图 12 和图 13 分别为电网电压由 100V 跌落至 90V 时传统控制与预测控制方案下的仿真与实验波形,其中图 12(a)和(b)分别为传统控制策略下网侧电压与输出电流波形,由波形知,在电网电压跌落时,传统闭环控制方案虽一定程度抑制了输出电流幅值变化,但却使输出电流波形严重畸变。图 13 (a)、(b)分别为预测控制下电压跌落时网侧电压的仿真与实验波形;图 13(c)和(d)分别为预测控制下

电压跌落时输出三相电流、输出线电压的仿真与实验波形。由波形知,预测控制以输出电流误差最小为控制目标之一,即使网侧电压跌落,但输出电流仍能够跟踪参考,仍能使三相输出电流平衡并具有较好的正弦度。由此,相比于传统的 PID 控制方案,预测控制能更有效地抑制网侧电压跌落对系统的影响,从而使系统具有更强的抗扰性。



(a) 网侧电压与输出电流仿真波形



(b) 网侧电压与输出电流实验波形

图 12 传统控制下电压跌落时波形
Fig. 12 Waveforms of traditional control at voltage drop

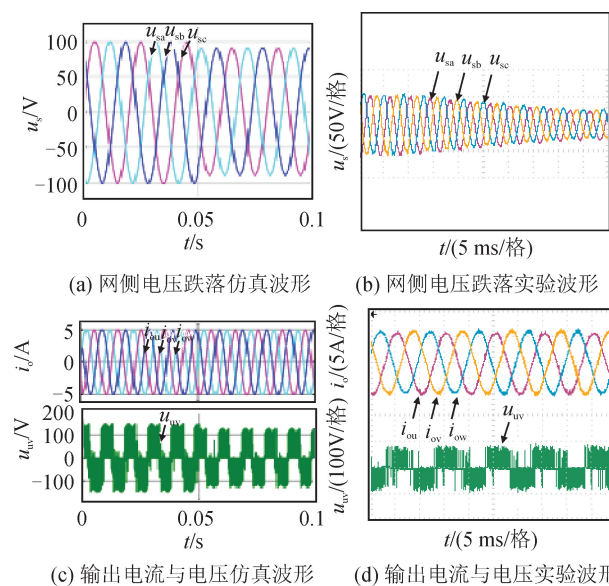


图 13 预测控制下电压跌落时波形

Fig. 13 Waveforms of predictive control at voltage drop

图 14 和图 15 分别为三相负载 $R_{L1} = 10 \Omega$ 、 $R_{L2} = 7 \Omega$ 、 $R_{L3} = 6 \Omega$ 不对称时的仿真和实验波形,

其中图 14(a)、(b)和图 15(a)、(b)分别为传统控制和预测控制下的网侧相电压、相电流波形;图 14(c)、(d)和图 15(c)、(d)分别为传统控制和预测控制下的输出三相电流和线电压波形。由波形知,即使在负载不平衡条件下,预测控制下 TSMC 仍能实现控制目标,相较于传统调制策略,其输出的三相电流幅值更平衡且具有更好的正弦度,使系统具有更强的抵御负载不平衡扰动影响的能力。

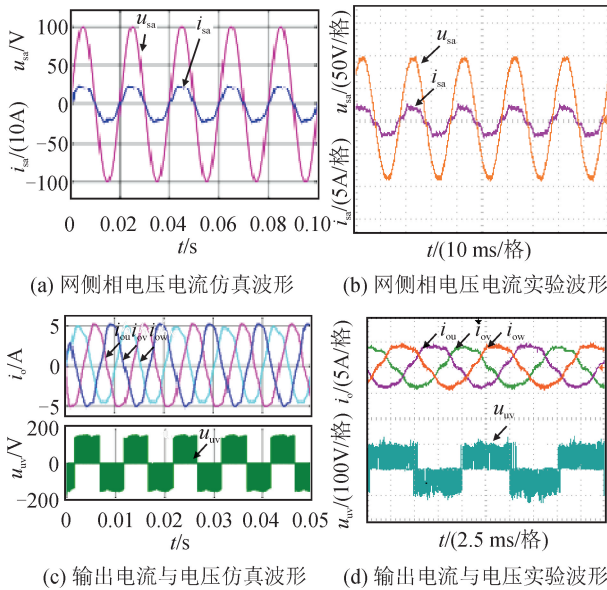


图 14 传统控制下负载不对称时波形

Fig. 14 Results of traditional control under unbalanced load

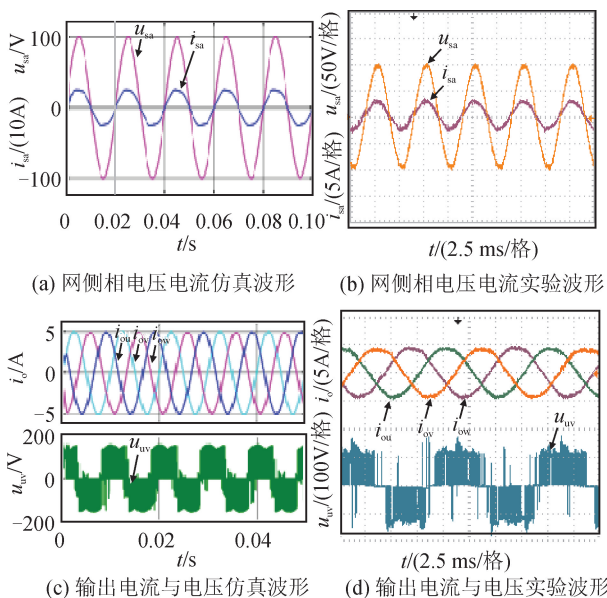


图 15 预测控制下负载不对称时波形

Fig. 15 Results of predictive control under unbalanced load

3 结 语

本文研究了一种适用于 TSMC 的预测电流控

制,以 TSMC 离散化数学模型为基础,利用当前时刻的采样值对下一时刻的输入输出电流量做出预测计算,将网侧无功功率最小和输出电流误差作为控制目标,循环优化开关状态,使其在正常和非正常工况下输出电流均能时刻跟随参考给定,提高了系统鲁棒性,降低了前后级耦合影响,并实现了“绿色”网侧性能。此研究对于解决矩阵变换器耦合和弱抗扰性问题具有重要借鉴意义。

参考文献:

- [1] 邓文浪,唐亚辉,李彬艳,等. TSMC 功率开关故障诊断优化[J]. 电力自动化设备,2017,37(5):7-13.
DENG Wenlang, TANG Yahui, LI Binyan, et al. Optimization of TSMC power-switch fault diagnosis [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(5):7-13.
- [2] 贾欢. 双级矩阵变换器驱动电动机预测控制研究[D]. 西安:西安理工大学,2017.
JIA Huan. Study on predictive control of a motor fed by two-stage matrix converter [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2017.
- [3] 宋卫章,钟彦儒,王孝龙,等. 基于改进型磁链观测器的 TSMC-PMSM 无速度传感器矢量控制系统研究[J]. 西安理工大学学报,2013,29(3):253-259.
SONG Weizhang, ZHONG Yanru, WANG Xiaolong, et al. Research on speed-free sensor vector control system for TSMC-PMSM based on improved flux observer [J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2013, 29(3):253-259.
- [4] 姜海鹏. 输出级 NPC 三电平交一直一交变换器控制策略研究[D]. 广州:华南理工大学,2016.
JIANG Haipeng. Control strategy for AC-DC-AC converter based on NPC three-level with output stage [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2016.
- [5] PARK J H, KIM D J, LEE K B. Predictive control algorithm including conduction-mode detection for PFC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9):5900-5911.
- [6] MOHAMED I S, ZAID S A, ABU-ELYAZED M F, et al. Classical methods and model predictive control of three-phase inverter with output LC filter for UPS applications[C]// 2013 International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT), May 6-8, 2013, Hammamet, Tunisia, 2013:483-488.
- [7] VARGAS R, CORTES P, AMMANN U, et al. Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5):2697-2705.

(下转第 171 页)

- Journal of Computer-Aided Design & Computer Graphics, 2011, 23(10):1714-1718.
- [9] 张毓华, 曹娟, 陈中贵, 等. 几何信息均分的B样条曲线节点设置[J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2017, 29(2):304-311.
ZHANG Yuhua, CAO Juan, CHEN Zhonggui, et al. Knot placement of B-spline curves with equally spaced geometric information[J]. Journal of Computer-Aided Design & Computer Graphics, 2017, 29(2):304-311.
- [10] 江本赤, 韩江, 田晓青, 等. 基于轮廓约束点的B样条曲面拟合算法[J]. 中国机械工程, 2015, 26(15): 2016-2021.
JIANG Benchu, HAN Jiang, TIAN Xiaoqing, et al. B-spline surface fitting algorithm based on contour's constraint points [J]. China Mechanical Engineering, 2015, 26(15): 2016-2021.
- [11] 潘日晶. 满足数据点切向约束的二次B样条插值曲线[J]. 计算机学报, 2007, 30(12):2132-2141.
PAN Rijun. Quadratic B-spline interpolation curves with tangent constraints on data points[J]. Chinese Journal of Computers, 2007, 30(12):2132-2141.
- [12] 于谦, 李缨, 张彩明. 基于切向约束构造复合二次B样条插值曲线[J]. 计算机学报, 2014, 37(6): 1342-1351.
YU Qian, LI Ying, ZHANG Caiming. Complex quadratic B-spline interpolation curves with tangent constraints on data points[J]. Chinese Journal of Computers, 2014, 37(6):1342-1351.
- [13] 施法中. 计算机辅助几何设计与非均匀有理B样条[M]. 北京:高等教育出版社, 2013.
- [14] 郭娟娟, 钟宝江. U弦长曲率:一种离散曲率计算方法[J]. 模式识别与人工智能, 2014, 27(8): 683-691.
GUO Juanjuan, ZHONG Baojiang. U-chord curvature: a computer method of discrete curvature[J]. PR & AI, 2014, 27(8): 683-691.
- [15] 朱海梅, 吴永萍. 一种高速收敛粒子群优化算法[J]. 控制与决策, 2010, 25(1):20-24,30.
ZHU Haimei, WU Yongping. A PSO algorithm with high speed convergence[J]. Control and Design, 2010, 25(1):20-24,30.

(责任编辑 周 蓓)

(上接第154页)

- [8] KIM K Y, BAK Y, PARK J H, et al. Model predictive control using subdivided voltage vectors for current ripple reduction in an indirect matrix converter[C]// International Conference on Power Electronics. 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), May 20-24, 2018, Niigata, Japan, 2018: 4104-4108.
- [9] 齐庭庭, 邓文浪, 段斌, 等. 双级矩阵变换器的双空间矢量预测控制[J]. 控制工程, 2014, 21(2):273-278.
QI Tingting, DENG Wenlang, DUAN Bin, et al. Double space vector predictive control of two-stage matrix converter[J]. Control Engineering of China, 2014, 21(2):273-278.
- [10] RODRIGUEZ J, KOLAR J, ESPINOZA J, et al. Predictive current control with reactive power minimization in an indirect matrix converter[C]// 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology, March 14-17, 2010, Vina del Mar, Chile, 2010:1839-1844.
- [11] 宋卫章, 马宝剑, 王斌, 等. 矩阵变换器-永磁同步电机系统的S型滑模观测器矢量控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8):81-89.
SONG Weizhang, MA Baojian, WANG Bin, et al. A novel S type sliding-mode observer used in vector control for two-stage matrix converter-permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8):81-89.
- [12] UDDIN S M M, SAAD M, RIVERA M, et al. A FCS-MPC of an induction motor fed by indirect matrix converter with unity power factor control [C]// IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Proceedings of the 2013 IEEE 8th conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Jun 19-21, 2013, Melbourne, Australia, 2013: 1769-1774.
- [13] 罗德里格斯, 科特斯. 功率变换器和电气传动的预测控制[M]. 陈一民, 译. 北京:机械工业出版社, 2014.
(责任编辑 周 蓓)