

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.180728

TSMC 混合变压器的预测控制研究

邓文浪, 杨扬, 郭有贵, 李利娟

(湘潭大学信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘要: 针对目前混合变压器拓扑所存在的电路结构不紧凑、调制策略复杂、换流繁琐等问题, 提出了一种基于双级矩阵变换器(Two-stage Matrix Converter, TSMC)的混合变压器拓扑。对 TSMC 混合变压器的拓扑结构、工作原理进行了分析。考虑到 TSMC 混合变压器在调节负载电压时需要较快的动态响应速度, 提出了 TSMC 混合变压器的模型预测控制策略。建立了拓扑的离散状态空间模型, 通过对负载电压与输入无功功率进行两步预测, 实现对延时效应的补偿。根据两步预测值设计目标函数, 利用目标函数预先评估各个开关状态的控制效果来控制开关状态, 从而提高控制系统的动态响应速度。最后采用 Matlab/Simulink 工具建立了 TSMC 混合变压器系统的仿真模型。仿真结果验证了所提拓扑的可行性以及所提控制策略的良好动态特性。

关键词: 混合变压器; 双级矩阵变换器; 模型预测控制; 电压跌落; 电压补偿

Research on predictive control about TSMC hybrid transformer

DENG Wenlang, YANG Yang, GUO Yougui, LI Lijuan

(College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: A hybrid transformer topology based on Two-Stage Matrix Converter (TSMC) is proposed to solve the problems of compact circuit structure, complex modulation strategy and complicated commutation in current hybrid transformer topology. The topological structure and working principle of TSMC hybrid transformer are analyzed. Considering that the TSMC hybrid transformer needs a faster dynamic response speed, the model predictive control strategy of TSMC hybrid transformer is proposed. A topological discrete state space model is established to compensate the delay effect by two-step prediction of load voltage and input reactive power. According to the two-step predictive value, the objective function is designed to evaluate the control effect of each switch state in advance to control the switch state, so as to improve the dynamic response speed of the control system. Simulation model of the TSMC hybrid transformer system is established by using the Matlab/Simulink tool. Simulation results verify the feasibility of the proposed topology and the good dynamic characteristics of the proposed control strategy.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51277156 and No. 51307148).

Key words: hybrid transformer; two-stage matrix converter; model predictive control; voltage sag; voltage compensation

0 引言

随着智能电网建设的不断发展, 分布式发电系统对电网的渗透率进一步增加, 对电网稳定性的影响也越来越大。另一方面, 随着工业技术的快速发展和日常生活电气化的增加, 人们对电能的质量要求也日益提高^[1-3]。传统变压器担负着电网的升、降压以及能量传输等重任, 是输配电系统中的重要组成部分。虽然传统变压器具有结构简单、成本低、

可靠性高等优点, 但不具备改善电能质量的功能。电力电子设备如传统 AC/AC 变换器、矩阵变换器等可通过适当的控制方法来控制开关电路上的开关器件, 从而实现对电压、电流以及功率的有效控制。因此, 有学者提出了将电力电子设备与传统变压器相结合的混合变压器, 其能够有效结合两者的优点, 具有良好的研究价值与应用前景。

混合变压器在依靠传统变压器进行电网能量传输的同时借助电力电子器件实现对电压、电流以及功率的控制, 因此可省去其他电能治理设备^[3-5]。目前, 国内外学者对混合变压器的研究主要集中在拓

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51277156, 51307148)

扑上。文献[6]提出了将 AC/AC 变换器与传统变压器相结合的混合变压器概念。文献[7]根据混合变压器的概念提出了基于矩阵式电抗斩波器的单相混合变压器,通过仿真与实验结果证明了混合变压器的可行性。文献[8]提出了基于矩阵式斩波器的混合变压器拓扑,由于矩阵式斩波器换流不安全、输入输出频率耦合、能量不能双向流动等缺点,使得基于矩阵式斩波器的混合变压器补偿电压质量一般,且无法控制补偿电压相位。文献[9-11]研究了基于双极性矩阵式电抗斩波器的混合变压器和基于 buck-boost 矩阵式电抗斩波器的混合变压器,当电网电压只存在幅值的跌落与上升时,这两种混合变压器具有很好的补偿效果,但当电网电压发生相角跳变时,则无法维持负载电压稳定。文献[12-14]提出了基于单级矩阵变换器的混合变压器,解决了传统混合变压器无法控制输出电压相位的缺点。并且相比于传统 AC/AC 变换器,单级矩阵变换器在结构上的优势^[15]使得基于单级矩阵变换器的混合变压器性能更加优越。但是,单级矩阵变换器的调制策略复杂、换流繁琐不可靠等问题也影响着混合变压器的可靠性。此外,文献[9-14]均没有给出具体的控制策略。

本文将 TSMC^[15-16]引入到混合变压器中,提出了基于 TSMC 的混合变压器拓扑。TSMC 混合变压器与传统混合变压器相比,无需大电容、电路结构紧凑、输出电压相位可控;与基于单级式矩阵变换器

的混合变压器相比,调制策略更简单、换流更安全且系统更可靠。TSMC 混合变压器可以替代配电网中的传统变压器,并在完成电能传输的同时维持负载端的电压稳定,从而省去负载端的其他电能治理设备;TSMC 混合变压器还可以应用到输配电、铁路或工业生产等其他领域当中^[13]。

模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)具有建模方便、算法简单、控制精度高等优点,因此很适合用来控制功率变换器^[17-19]。此外, MPC 能通过预测未来输出状态来确定当前控制动作,有很快的动态响应速度。本文设计了 TSMC 混合变压器的模型预测控制策略,所提控制策略不仅使控制系统具有良好的动态响应速度,而且能实现多目标控制(控制负载电压和输入功率因数),进一步提升了 TSMC 混合变压器系统的性能。最后基于 Matlab/Simulink 软件建立了 TSMC 混合变压器的系统仿真模型,仿真结果验证了本文所提拓扑的可行性以及 MPC 策略良好的动态特性。

1 TSMC 混合变压器拓扑及工作原理

TSMC 混合变压器的拓扑如图 1 所示。变压器一次侧接入电网,二次侧有两组绕组,分别为绕组 $(a_1 a_2 a_3)$ 和绕组 $(b_1 b_2 b_3)$ 。绕组 $(a_1 a_2 a_3)$ 与 TSMC 输入侧相连, TSMC 的输出侧与二次侧绕组 $(b_1 b_2 b_3)$ 串联。

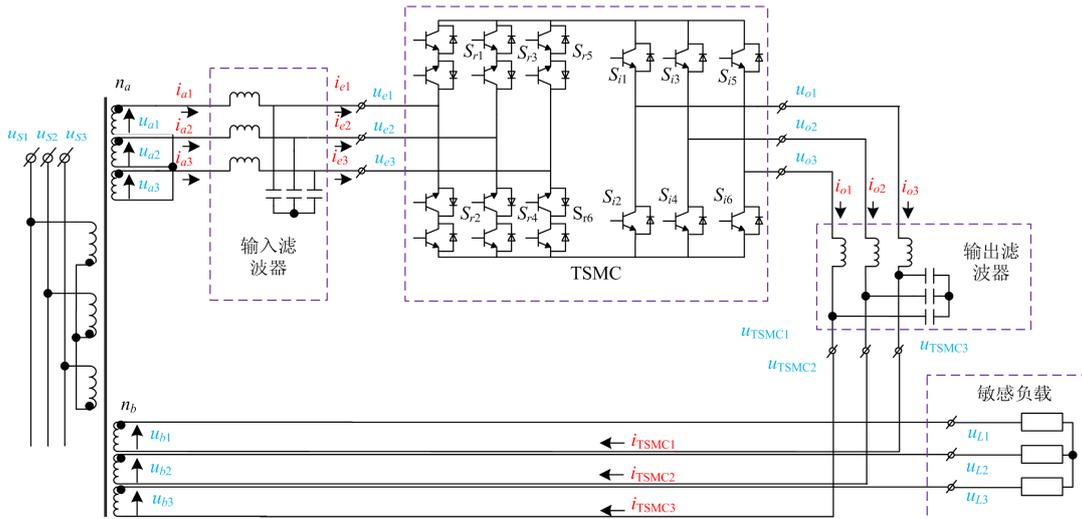


图 1 TSMC混合变压器

Fig.1 TSMC hybrid transformer

设电网电压为

$$\begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_s \cos(\omega t + \varphi_s) \\ U_s \cos(\omega t + \varphi_s - 120^\circ) \\ U_s \cos(\omega t + \varphi_s + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

二次侧绕组 $(b_1 b_2 b_3)$ 的电压 $u_{b1} u_{b2} u_{b3}$ 为

$$\begin{bmatrix} u_{b1} \\ u_{b2} \\ u_{b3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_s \cos(\omega t + \varphi_s) n_b \\ U_s \cos(\omega t + \varphi_s - 120^\circ) n_b \\ U_s \cos(\omega t + \varphi_s + 120^\circ) n_b \end{bmatrix} \quad (2)$$

采用整流级有零矢量双 SVM 法^[16], TSMC 输出电压 u_{TSMC1} u_{TSMC2} u_{TSMC3} 为

$$\begin{bmatrix} u_{\text{TSMC1}} \\ u_{\text{TSMC2}} \\ u_{\text{TSMC3}} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} U_S \cos(\omega t + \varphi_S - \varphi_i) \cdot \\ U_S \cos(\omega t + \varphi_S - \varphi_i - 120^\circ) \cdot \\ U_S \cos(\omega t + \varphi_S - \varphi_i + 120^\circ) \cdot \\ \cos(\omega t + \varphi_S + \varphi_L + 30^\circ) n_a m \\ \cos(\omega t + \varphi_S + \varphi_L - 90^\circ) n_a m \\ \cos(\omega t + \varphi_S + \varphi_L + 150^\circ) n_a m \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\sqrt{3}/2)U_S \cos(\omega t + \varphi_S - \varphi_i) \cdot \cos(\omega t + \varphi_S + \varphi_L + 30^\circ) n_a m + U_S \cos(\omega t + \varphi_S) n_b \\ (\sqrt{3}/2)U_S \cos(\omega t + \varphi_S - \varphi_i - 120^\circ) \cdot \cos(\omega t + \varphi_S + \varphi_L - 90^\circ) n_a m + U_S \cos(\omega t + \varphi_S - 120^\circ) n_b \\ (\sqrt{3}/2)U_S \cos(\omega t + \varphi_S - \varphi_i + 120^\circ) \cdot \cos(\omega t + \varphi_S + \varphi_L + 150^\circ) n_a m + U_S \cos(\omega t + \varphi_S + 120^\circ) n_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_L \cos(\omega t + \varphi) \\ U_L \cos(\omega t + \varphi - 120^\circ) \\ U_L \cos(\omega t + \varphi + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (4)$$

由式(4)可知, 通过控制 TSMC 输出电压的幅值与相位即可调节负载电压。TSMC 的电压传输比为

$$q = \frac{U_{\text{TSMC}}}{U_S \cdot n_a} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \cos(\omega t + \varphi_S + \varphi_i) \quad (5)$$

可见, TSMC 电压传输比受其调制系数 m 和输入功率因数角 φ_i 的影响(当 $m=1$ 且 $\varphi_i=0$ 时其电压传输比达到最大值 $q=0.866$)。

根据式(4)和式(5)可得负载电压幅值为

$$U_L = U_S n_a q + U_S n_b \quad (6)$$

由式(6)可得 TSMC 混合变压器的电压增益为

$$G_U = \frac{U_L}{U_S} = n_a q + n_b \quad (7)$$

负载电压幅值 U_L 的取值取决于变压器的变压比 n_a 和 n_b 。当变压器的变压比为 $n_a = 4/3$, $n_b = 2/3$ 时, 负载电压 U_L 有最大的取值范围^[13-14]。根据式(7), TSMC 混合变压器的电压增益取值为 0.66~1.82。

根据式(6), 当 $q=0.866$, $\varphi_L=0^\circ$, $n_a = 4/3$, $n_b = 2/3$ 时, TSMC 输出电压幅值为最大值, 其相位与电网电压相同, 此时的负载电压幅值为最大值, 即

$$U_{L\max} = U_S \frac{4\sqrt{3}}{3} \frac{2}{2} + U_S \frac{2}{3} \approx 1.82U_S \quad (8)$$

当 $q=0.866$, $\varphi_L=180^\circ$, $n_a = 4/3$, $n_b = 2/3$ 时, TSMC 输出电压幅值为最大值, 其相位与电网电压相反, 此时负载电压幅值为最小值, 即

$$U_{L\min} = -U_S \frac{4\sqrt{3}}{3} \frac{2}{2} + U_S \frac{2}{3} \approx -0.49U_S \quad (9)$$

因此, 通过调节 TSMC 电压增益 q 和 TSMC 输出电压相位角 φ_L 来控制 TSMC 输出电压, 从而可以在一定范围内调节负载电压。拓扑的电压向量

式中: φ_S 为电网电压的相位; φ_i 为 TSMC 输入功率因数角; φ_L 为 TSMC 输出电压相位角; m 为 TSMC 调制系数。

负载电压 u_{L1} u_{L2} u_{L3} 由二次侧绕组电压 u_{b1} u_{b2} u_{b3} 与 TSMC 输出侧电压 u_{TSMC1} u_{TSMC2} u_{TSMC3} 串联合成, 所以根据式(2)、式(3)可得负载电压 u_{L1} u_{L2} u_{L3} , 如式(4)所示。

图如图 2 所示。

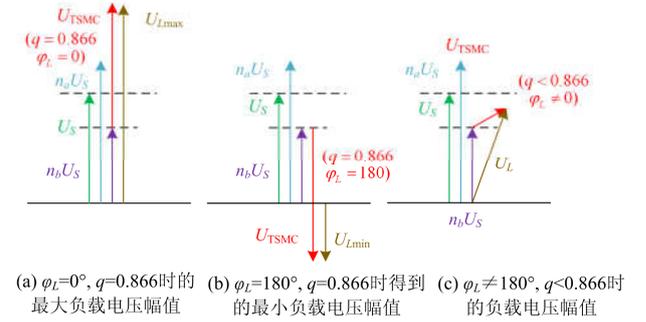


图 2 TSMC 混合变压器的电压向量图

Fig. 2 Voltage phasors diagram of TSMC hybrid transformer

2 基于 TSMC 混合变压器的模型预测控制

本文 MPC 策略的主要目标是控制负载电压和 TSMC 输入功率因数。

2.1 TSMC 开关状态

根据图 1 中的 TSMC 部分, TSMC 整流级与逆变级每个桥臂上的开关状态定义为

$$S_{xy} = \begin{cases} 1, & \text{开关 } S_{xy} \text{ 导通} \\ 0, & \text{开关 } S_{xy} \text{ 断开} \end{cases}, \quad x=r, i; \quad j=1, \dots, 6 \quad (10)$$

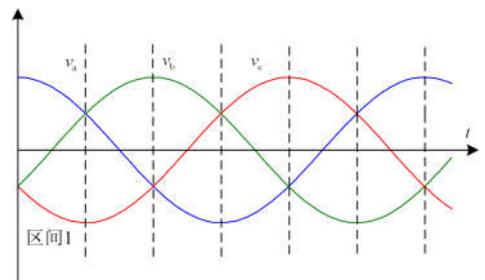


图 3 六区间划分

Fig. 3 Division of six intervals

因为 TSMC 逆变级为单向开关, 直流侧电压 v_{dc} 需大于 0, 则 TSMC 整流级电路可选的有效开关状态只有 3 种。如图 3 中的区间 1, $v_a > v_b > v_c$, 可选的有效开关状态为: 1) 开关 S_{r1} 、 S_{r4} 同时导通; 2) 开关 S_{r3} 、 S_{r6} 同时导通; 3) 开关 S_{r1} 、 S_{r6} 同时导通。表 1 为整流级 6 个区间的开关表。逆变级电路开关状态有 7 种^[20], 将 TSMC 整流级与逆变级联合起来, TSMC 共有 21 种开关状态。

表 1 六区间开关表

Table 1 Switch table with six intervals

区间	导通开关		
1	$S_{r1} S_{r4}$	$S_{r3} S_{r6}$	$S_{r1} S_{r6}$
2	$S_{r3} S_{r2}$	$S_{r3} S_{r6}$	$S_{r1} S_{r6}$
3	$S_{r3} S_{r2}$	$S_{r3} S_{r6}$	$S_{r5} S_{r2}$
4	$S_{r5} S_{r4}$	$S_{r3} S_{r2}$	$S_{r5} S_{r2}$
5	$S_{r5} S_{r2}$	$S_{r5} S_{r4}$	$S_{r1} S_{r4}$
6	$S_{r1} S_{r4}$	$S_{r5} S_{r4}$	$S_{r1} S_{r6}$

2.2 TSMC 混合变压器的数学模型

TSMC 整流级电路的数学模型为

$$i_e = \begin{bmatrix} S_{r1} - S_{r4} \\ S_{r3} - S_{r6} \\ S_{r5} - S_{r2} \end{bmatrix} i_{dc} \quad (11)$$

$$v_{dc} = [S_{r1} - S_{r4} \quad S_{r3} - S_{r6} \quad S_{r5} - S_{r2}] v_e \quad (12)$$

式(11)中: i_{dc} 为 TSMC 中间直流侧电流; $i_e = [i_e^a \ i_e^b \ i_e^c]$ 为 TSMC 三相输入电流。式(12)中: v_{dc} 为 TSMC 中间直流侧电压; $v_e = [v_e^a \ v_e^b \ v_e^c]$ 为 TSMC 三相输入电压。

TSMC 逆变级电路的数学模型为

$$i_{dc} = [S_{i1} \ S_{i3} \ S_{i5}] i_{TSMC} \quad (13)$$

$$v_o = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{i1} - S_{i4} \\ S_{i3} - S_{i6} \\ S_{i5} - S_{i2} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (14)$$

式(13)中, $i_{TSMC} = [i_{TSMC}^a \ i_{TSMC}^b \ i_{TSMC}^c]$ 为 TSMC 三相输出端电流。式(14)中, $v_o = [v_o^a \ v_o^b \ v_o^c]$ 为 TSMC 三相输出端电压。

输入滤波器的数学模型为

$$v_a(t) = L_i \frac{d}{dt} i_a(t) + v_e(t) \quad (15)$$

$$i_a(t) = i_e(t) + C_i \frac{d}{dt} v_e(t) \quad (16)$$

输出滤波器的数学模型为

$$v_{TSMC}(t) = L_o \frac{d}{dt} i_o(t) + v_o(t) \quad (17)$$

$$i_o(t) = i_{TSMC}(t) + C_o \frac{d}{dt} v_o(t) \quad (18)$$

2.3 离散状态空间模型

将式(15)、式(16)转换成变量 i_a 、 v_e 的连续状态空间模型, 即

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_i \\ -1/L_i & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 & -1/C_i \\ 1/L_i & 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (19)$$

其中

$$x(t) = \begin{bmatrix} v_e \\ i_a \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad u(t) = \begin{bmatrix} v_a \\ i_e \end{bmatrix} \quad (20)$$

式(19)采用零阶保持输入法可得 i_a 、 v_e 的离散状态空间模型, 即

$$x(k+1) = A_q x(k) + B_q u(k) \quad (21)$$

其中

$$A_q = e^{A_n T_s} \cong \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$B_q = \int_0^{T_s} e^{A_n(T_s-\tau)} B_n d\tau \cong \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ b_3 & b_4 \end{bmatrix} \quad (23)$$

将式(17)、式(18)转换成变量 i_o 、 v_{TSMC} 的连续状态空间模型, 即

$$\dot{y}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_o \\ 1/C_o & 0 \end{bmatrix} y(t) + \begin{bmatrix} 1/L_o & 0 \\ 0 & -1/C_o \end{bmatrix} w(t) \quad (24)$$

其中

$$y(t) = \begin{bmatrix} i_o \\ v_{TSMC} \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad w(t) = \begin{bmatrix} v_o \\ i_{TSMC} \end{bmatrix} \quad (25)$$

式(24)采用零阶保持输入法可得变量 i_o 、 v_{TSMC} 的离散状态空间模型, 即

$$y(k+1) = F_q y(k) + J_q w(k) \quad (26)$$

其中

$$F_q = e^{A_n T_s} \cong \begin{bmatrix} a_5 & a_6 \\ a_7 & a_8 \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$J_q = \int_0^{T_s} e^{A_n(T_s-\tau)} B_{out} d\tau \cong \begin{bmatrix} b_5 & b_6 \\ b_7 & b_8 \end{bmatrix} \quad (28)$$

2.4 $k+1$ 与 $k+2$ 时刻的预测值

由式(21)可得出 TSMC 输入侧电流 i_a 与电压 v_e 在 $k+1$ 时刻的预测值为

$$i_a^{k+1} = a_3 v_a^k + a_4 v_e^k + b_3 i_a^k + b_4 i_e^k \quad (29)$$

$$v_e^{k+1} = a_1 v_a^k + a_2 v_e^k + b_1 i_a^k + b_2 i_e^k \quad (30)$$

由式(26)可得 TSMC 输出侧电流 i_o 与电压 v_{TSMC} 在 $k+1$ 时刻的预测值为

$$i_o^{k+1} = a_6 v_{TSMC}^k + a_5 i_o^k + b_5 v_o^k + b_6 i_{TSMC}^k \quad (31)$$

$$v_{\text{TSMC}}^{k+1} = a_8 v_{\text{TSMC}}^k + a_7 i_o^k + b_7 v_o^k + b_8 i_{\text{TSMC}}^k \quad (32)$$

将式(30)代入式(12)、式(14)中可得 v_o 在 $k+1$ 时刻的预测值为

$$v_o^{k+1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{i1} - S_{i4} \\ S_{i3} - S_{i6} \\ S_{i5} - S_{i2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{r1} - S_{r4} \\ S_{r3} - S_{r6} \\ S_{r5} - S_{r2} \end{bmatrix}^T v_e^{k+1} \quad (33)$$

由式(18)可得 i_{TSMC} 在 $k+1$ 时刻的预测值为

$$i_{\text{TSMC}}^{k+1} = i_o^k - \frac{C_o}{T_s} (v_o^{k+1} - v_o^k) \quad (34)$$

对于 MPC 大量计算所产生的延迟效应问题, 通过两步预测来进行补偿^[21-22]。由式(31)~式(34)可得 v_{TSMC} 在 $k+2$ 时刻的预测值为

$$v_{\text{TSMC}}^{k+2} = a_8 v_{\text{TSMC}}^{k+1} + a_7 i_o^{k+1} + b_7 v_o^{k+1} + b_8 i_{\text{TSMC}}^{k+1} \quad (35)$$

电流 i_a 的导数采用欧拉近似法:

$$\frac{di_a}{dt} \approx \frac{i_a(k) - i_a(k-1)}{T_s} \quad (36)$$

将式(36)代入到式(15)中可得 v_a 在 $k+1$ 时刻的预测值为

$$v_a^{k+1} = \left(\frac{L_i}{T_s} + R_i\right) i_a^{k+1} - \frac{L_i}{T_s} i_a^k + v_e^{k+1} \quad (37)$$

由于采样时间很短, 可以假定电压 v_a 在一个采样时刻保持不变, 因此 $v_a^{k+2} \approx v_a^{k+1}$, 即

$$v_a^{k+2} = \left(\frac{L_i}{T_s} + R_i\right) i_a^{k+1} - \frac{L_i}{T_s} i_a^k + v_e^{k+1} \quad (38)$$

v_b 在 $k+2$ 时刻的预测值为

$$v_b^{k+2} = \frac{n_b}{n_a} v_a^{k+2} = \frac{1}{2} v_a^{k+2} \quad (39)$$

因此负载电压 v_l 在 $k+2$ 时刻的预测值为

$$v_l^{k+2} = v_{\text{TSMC}}^{k+2} + v_b^{k+2} \quad (40)$$

将变压器二次侧电压电流在 $k+2$ 时刻的预测值通过 Clark 公式变换成 $\alpha-\beta$ 坐标系下的 $v_{\alpha\alpha}^{k+2}$ 、 $v_{\alpha\beta}^{k+2}$ 、 $i_{\alpha\alpha}^{k+2}$ 、 $i_{\alpha\beta}^{k+2}$, TSMC 输入侧的瞬时无功功率在 $k+2$ 时刻的预测值为

$$Q_{\text{in}}^{k+2} = v_{\alpha\alpha}^{k+2} \cdot i_{\alpha\beta}^{k+2} - v_{\alpha\beta}^{k+2} \cdot i_{\alpha\alpha}^{k+2} \quad (41)$$

2.5 代价函数

无功功率的参考值给定值为 0, 则无功功率的误差项为

$$Q^{k+2} = |0 - (v_{\alpha\alpha}^{k+2} \cdot i_{\alpha\beta}^{k+2} - v_{\alpha\beta}^{k+2} \cdot i_{\alpha\alpha}^{k+2})| \quad (42)$$

将负载电压在 $k+2$ 时刻的预测值通过 Clark 公式变换成 $\alpha-\beta$ 坐标系下的 $v_{L\alpha}^{k+2}$ 、 $v_{L\beta}^{k+2}$, 再分别将其与各自给定电压 $v_{L\alpha}^*$ 、 $v_{L\beta}^*$ 作差后相加, 可得负载电

压的误差项为

$$\Delta v_l^{k+2} = |v_{L\alpha}^* - v_{L\alpha}^{k+2}| + |v_{L\beta}^* - v_{L\beta}^{k+2}| \quad (43)$$

根据式(42)和式(43)可得代价函数为

$$g^k = \Delta v_l^{k+2} + \lambda_Q Q_{\text{in}}^{k+2} \quad (44)$$

式中: λ_Q 为权重系数, 其作用是调节代价函数中无功功率误差项与负载电压误差项之间的权重^[19]。

因为存在 21 个开关状态, 所以在每一个采样周期, 需计算得到 21 个开关状态各自对应的代价函数 g^k , 最后将其中最小的 g^k 值输入到 TSMC 混合变压器的开关驱动模块, 来控制 TSMC 开关通断。预测控制流程如图 4 所示。

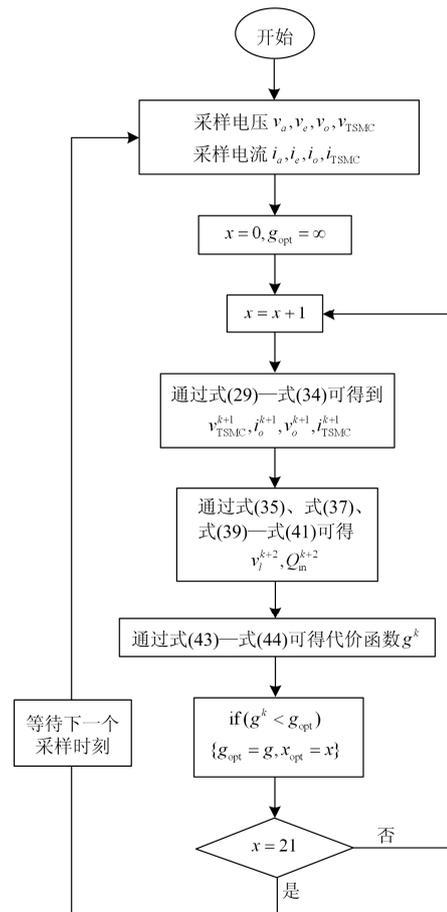


图 4 模型预测控制流程图

Fig. 4 Flow chart of model predictive control

3 仿真及结果分析

利用 Matlab/Simulink 及 S 函数搭建了 TSMC 混合变压器的控制系统模型, 以验证本文提出的 TSMC 混合变压器拓扑及其 MPC 算法的正确性。

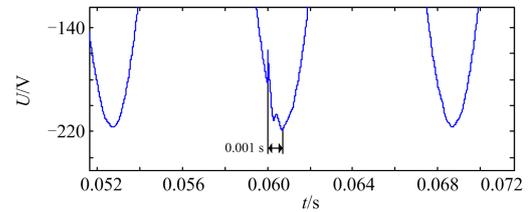
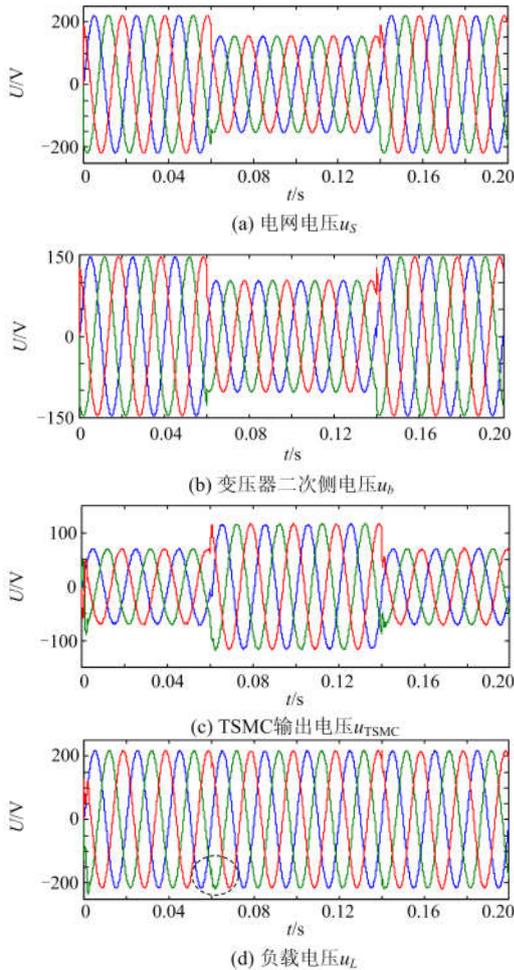
仿真条件为电网电压幅值为 220 V, 频率为 50 Hz; TSMC 输入滤波器为电容为 17 μF , 电感为

1 mH; TSMC 输出滤波器为电容为 17 μ F, 电感为 1 mH。开关频率为 10 kHz。

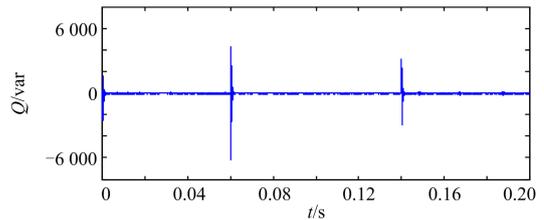
仿真分三种情况, 电网电压三相跌落并产生相角跳变、电网电压三相不平衡跌落且产生相角跳变、电网电压单相跌落且产生相角跳变。三种情况下系统仿真波形如图 5—图 7 所示。

图 5(a)为电网电压 u_s , 它在 0.06 s 时三相幅值同时跌落 30%且相角跳变 15° , 在 0.14 s 时恢复正常。图 5(b)为变压器二次侧绕组电压 u_b 的波形, 其在 0.06 s 到 0.14 s 间三相幅值同样下降 30%且相角跳变 15° 。图 5(c)为 TSMC 补偿电压 u_{TSMC} , 其在 0.06 s 到 0.14 s 间作用在电网上来保持负载电压稳定。负载电压 u_L 波形如图 5(d)所示, 可以看出负载电压几乎没有受到电网电压的影响。图 5(e)为图 5(d)中 b 相电压在 0.06 s 时刻的放大图, 可以看到负载电压在 0.001 s 内就恢复了正常, 说明在 MPC 控制下的 TSMC 混合变压器有很快的动态响应速度。从图 5(e)可以看出 TSMC 输入侧的无功功率接近为 0。

电网电压跌落大部分是不平衡跌落或单相跌落, 因此本文还对这两种类型的跌落进行了仿真。



(e) 负载电压 u_{Lb} 在 0.06 s 时刻的放大值

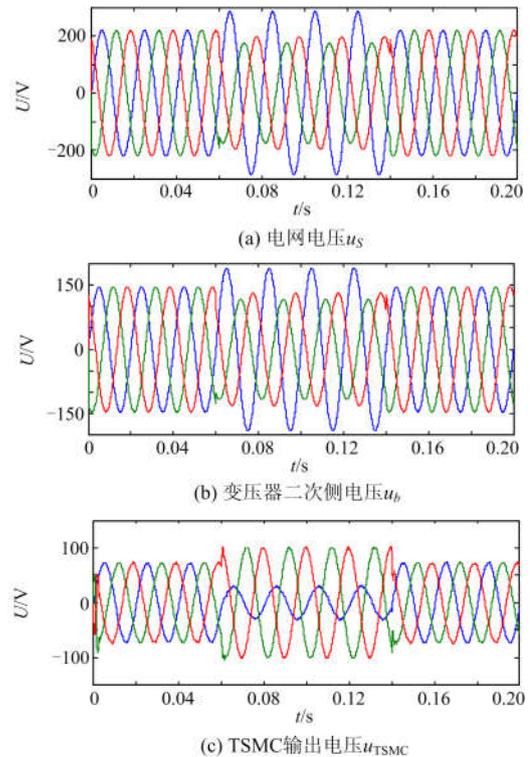


(f) TSMC 输入侧无功功率

图 5 电网电压三相幅值同时跌落 30%且相角跳变 15° 的波形

Fig. 5 Waveform of the amplitude of the three-phase grid voltage drops by 30% and the phase angle jumps by 15°

图 6 为在 0.06 s 至 0.14 s 期间, 电网电压 a 相幅值上升 30%、b 相幅值跌落 20%、c 相跌落 10%且相角跳变 15° 的仿真波形。图 7 为在 0.06 s 至 0.14 s 期间, 电网电压 a 相幅值跌落 50%且相角跳变 20° 的仿真波形。从图 6(d)与图 7(d)的负载电压波形可以看出, 在 MPC 控制下的 TSMC 混合变压器能够快速补偿各种类型的扰动。



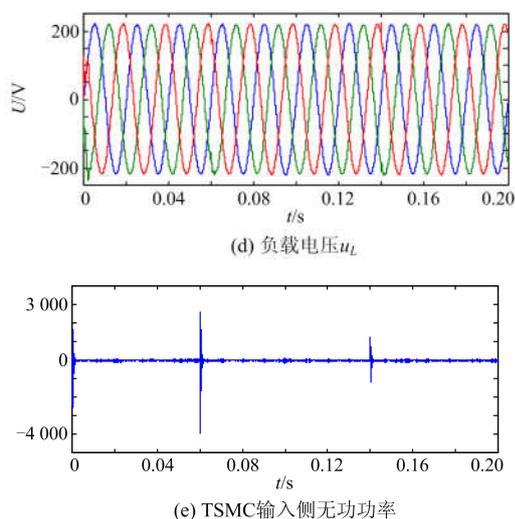


图 6 电网电压 a 相幅值上升 30%、b 相幅值跌落 20%、c 相跌落 10%且相角跳变 15° 的波形

Fig. 6 Waveform of the amplitude of the a phase grid voltage rises by 30%; the b phase drops by 20%; the c phase drops by 10% and the phase angle jumps by 15 degree

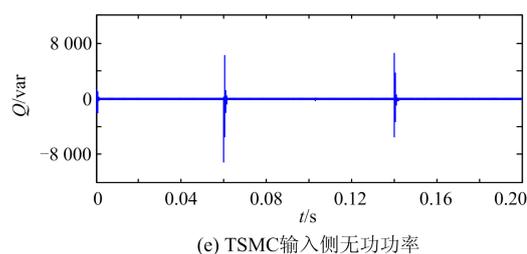
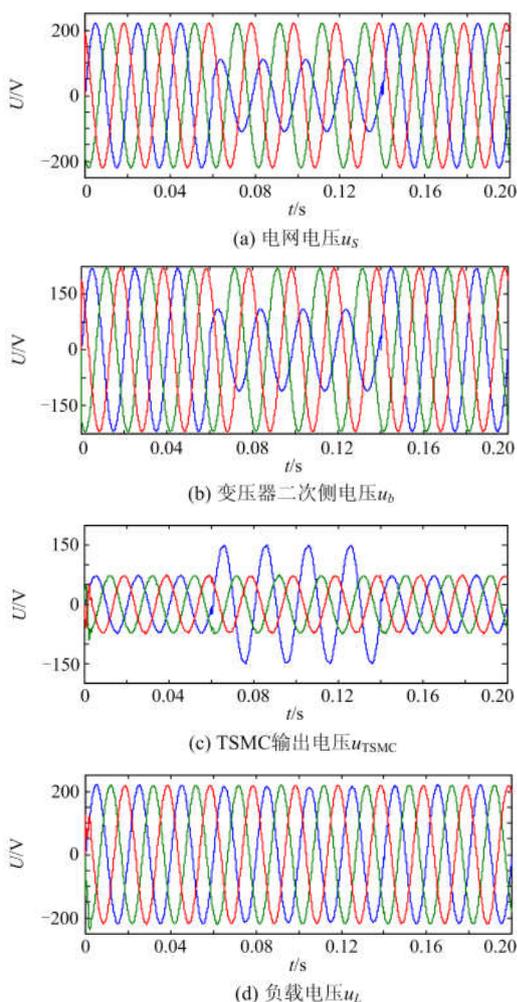


图 7 电网电压 a 相幅值跌落 50%且相角跳变 20° 的波形
Fig. 7 Waveform of the amplitude of a phase grid voltage drops 50% and phase angle jumps 20 degree

4 结语

本文提出了一种基于 TSMC 的混合变压器拓扑。此拓扑相比于其他混合变压器拓扑,除了在结构上无需大电容、钳位电路更简单、电路结构更紧凑外,其调制策略也更简单、换流更安全、系统更可靠。本文根据所提拓扑设计了 MPC 策略,并用 Matlab 进行了仿真测试。仿真结果证明:1) 提出的 TSMC 混合变压器拓扑可以在传输电能的同时补偿各种电压幅值突升、下跌以及电压相角跳变;2) 提出的 MPC 策略使得 TSMC 混合变压器具有很快的动态响应速度;3) 所提 MPC 策略增加了控制 TSMC 输入功率因数的目标,进一步提升了 TSMC 混合变压器系统的性能。

参考文献

- [1] MCGRANAGHAN M F, ROETTGER W C. The economics of custom power[C] // 2003 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (IEEE Cat. No.03CH37495) September 7-12, 2003, Dallas, TX, USA: 944-948.
- [2] 刘爽, 牟龙华, 许旭峰, 等. 电力电子器件故障对微电网运行可靠性的影响[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(24): 63-70.
LIU Shuang, MU Longhua, XU Xufeng, et al. Research on power electronic devices failures' effect on microgrid operational reliability[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(24): 63-70.
- [3] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57-70.
YANG Xinfu, SU Jian, LÜ Zhipeng, et al. Overview on micro-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 57-70.
- [4] 孔祥平, 李鹏, 黄浩声, 等. 统一潮流控制器对线路纵联保护的影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(2): 14-21.
KONG Xiangping, LI Peng, HUANG Haosheng, et al. Impact analysis of unified power flow controller on

- transmission line pilot protection[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(2): 14-21.
- [5] 李兰芳. 输电系统 SVC 电压调节器增益自适应控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(3): 61-66.
LI Lanfang. Gain adaptive control method of the voltage regulator for SVC in transmission system[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(3): 61-66.
- [6] AELOIZA E, ENJETI P, MORAN L, et al. Next generation distribution transformer: to address power quality for critical loads[C] // IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03, June 15-19, 2003, Acapulco, Mexico: 1266-1271.
- [7] FEDYCZAK Z, KANIEWSKI J, KLYTA M. Single-phase hybrid transformer using matrix-reactance chopper with Ćuk topology[C] // European Conference on Power Electronics and Applications, September 2-5, 2007, Aalborg, Denmark: 1-10.
- [8] FEDYCZAK Z, KANIEWSKI J. Modeling and analysis of three-phase hybrid transformer using matrix converter[C] // 2007 Compatibility in Power Electronics, May 29 - June 1, 2007, Gdansk, Poland: 1-6.
- [9] KANIEWSKI J, FEDYCZAK Z, KLYTTA M, et al. Implementation of a three-phase hybrid transformer using a matrix chopper[C] // 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, September 8-10, 2009, Barcelona, Spain: 1-10.
- [10] KANIEWSKI J. Three-phase voltage sag/swell compensator with phase shifter function based on bipolar matrix-reactance chopper[C] // 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, June 18-20, 2014, Ischia, Italy: 637-642.
- [11] KANIEWSKI J, FEDYCZAK Z, BENYSEK G. AC voltage sag/swell compensator based on three-phase hybrid transformer with buck-boost matrix-reactance chopper[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3835-3846.
- [12] SZCZESNIAK P, KANIEWSKI J. A voltage regulator /conditioner based on hybrid transformer with matrix converter[C] // IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 29-November 1, 2014, Dallas, TX, USA: 3292-3297.
- [13] SZCZESNIAK P, KANIEWSKI J. Hybrid transformer with matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1388-1396.
- [14] SZCZESNIAK P. A modelling of AC voltage stabilizer based on a hybrid transformer with matrix converter[J]. Archives of Electrical Engineering, 2017, 66(2): 337-346.
- [15] SZCZESNIAK P, KANIEWSKI J, JARNUT M. AC-AC power electronic converters without DC energy storage: a review[J]. Energy Conversion & Management, 2015, 92: 483-497.
- [16] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林, 等. 18 开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 84-90.
DENG Wenlang, YANG Xinrong, ZHU Jianlin, et al. Space vector modulation strategy of two-stage matrix converter with 18 switches and it's simulation study[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 84-90.
- [17] 何志兴, 罗安, 熊桥坡, 等. 模块化多电平变换器模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(5): 1366-1375.
HE Zhixing, LUO An, XIONG Qiaopo, et al. Model predictive control of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(5): 1366-1375.
- [18] RIVERA M, CORREA P, RODRIGUEZ J, et al. Predictive control of the indirect matrix converter with active damping[C] // 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, May 17-20, 2009, Wuhan, China: 1738-1744.
- [19] 席裕庚, 李德伟, 林姝. 模型预测控制——现状与挑战[J]. 自动化学报, 2013, 39(3): 222-236.
XI Yugeng, LI Dewei, LIN Shu. Model predictive control—status and challenges[J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(3): 222-236.
- [20] RIVERA M, RODRIGUEZ J, WU B, et al. Current control for an indirect matrix converter with filter resonance mitigation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 71-79.
- [21] PIROOZ A, NOROOZIAN R. Predictive voltage control of three-phase voltage source inverters to supply nonlinear and unbalanced loads[C] // The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015), February 3-4, 2015, Tehran, Iran: 389-394.
- [22] AYAD A, KARAMANAKOS P, KENNEL R. Direct model predictive voltage control of quasi-Z-source inverters with LC filters[C] // 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), September 5-9, 2016, Karlsruhe, Germany: 1-10.

收稿日期: 2018-06-14; 修回日期: 2018-09-13

作者简介:

邓文浪(1970—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电力电子变换器及其控制技术、矩阵变换器及其应用; E-mail: dengwenlang@sohu.com

杨扬(1993—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子变换器及其控制技术。E-mail: 774356294@qq.com

(编辑 许威)