

DOI: 10.7667/PSPC171853

基于模型预测控制的固态变压器控制策略研究

张明锐, 宋柏慧, 王佳莹, 韦莉

(同济大学电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘要: 固态变压器(SST)中的变流器在整流状态时, 通过交流侧电流预测控制, 使其工作于单位功率因数且直流侧电压保持稳定; 逆变状态时, 采用输出电压预测控制, 以提高输出电压稳态精度和动态性能。提出了固定开关频率模型预测控制选取双非零矢量和零矢量进行预测, 根据各矢量占空比与优化函数的关系, 确定一个控制周期内各矢量的作用时间和开关序列。固定开关频率模型预测控制无需脉宽调制控制器, 避免了比例积分控制器参数整定引起的不稳定问题, 且有效降低了单非零矢量预测控制中过高的采样频率。仿真研究表明, 固定开关频率模型预测控制的 SST 在各典型工况下, 各级电压、电流具有良好的动态响应和抗负载扰动能力, 可满足微网对 SST 的控制要求。

关键词: 模型预测控制; 固态变压器; 双非零矢量预测

Control strategy for solid state transformer based on model predictive control

ZHANG Mingrui, SONG Baihui, WANG Jiaying, WEI Li

(College of Electronic and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: When converter in Solid State Transformer (SST) operates in rectifier mode, the AC-side current predictive control is applied to achieve unity power factor operation and smooth DC voltage. Output voltage prediction is adopted to converter operating in inverter mode, improving the ability against load disturbances. In this paper, two nonzero vectors and two zero vectors are adopted in fixed switching frequency model predictive control. According to the relationship between duty cycle and cost function, the optimal duty cycles of each vector are applied and rational switching patterns are chosen. This strategy needs no pulse width modulation controller, which can avoid instability caused by complex parameters settings of proportional integral controller and reduce high sampling frequency of single nonzero vector model predictive control. The simulation results show that the voltage and current of each level have good dynamic response and the SST is robust against load disturbances in different typical operation conditions, meeting the performance requirements of microgrid for SST.

This work is supported by National Science and Technology Support Project of China (No. 2015BAG19B02) and Shanghai Committee of Science and Technology (No. 13DZ1200403).

Key words: model predictive control; solid state transformer; two nonzero vectors prediction

0 引言

固态变压器(Solid State Transformer, SST)作为分布式电源、储能装置和负载与微网的接口设备, 是新型智能微网控制的核心。SST 可控性强、响应快速, 使微网能够以 SST 为基本控制单元, 在保证安全性与可靠性的基础上, 实现能量管理、模式切换、

即插即用^[1-3]。

SST 按拓扑结构有交-交型和交-直-交型。直流环节的存在使得交-直-交型 SST 高、低压侧的变流器控制更为灵活, 不仅各级可独立控制, 而且对电压、电流谐波有一定的抑制, 能够实现能量双向流动, 有良好的应用前景^[4-5]。对 SST 的研究, 较具代表性的是美国北卡州立大学 FREEDM(Future Renewable Electric Energy Delivery and Management)中心提出的双有源桥式固态变压器^[6]。

国内外对 SST 的研究主要包括拓扑及控制策

基金项目: 国家科技支撑计划项目资助(2015BAG19B02); 上海市科委项目资助(13DZ1200403)

略。中、高压领域的 SST 多采用模块级联型拓扑或多电平变换器^[7-9]，模块级联型拓扑及控制相对复杂，存在模块间电压与功率不平衡的限制^[9]，虽可通过电压平衡、功率均分等策略进行控制，但不能从根本上解决问题。基于碳化硅(Silicon Carbide, SiC)的电力电子器件使高电压、大容量 SST 的拓扑结构更加简单^[10-11]。FREEDM 中心于 2015 年研制的第三代三相 SST，采用了最新的 15 kV 的 SiC-IGBT，大大简化了三相 SST 的拓扑和控制策略^[12]。

SST 结构上包括高压侧变流器、DC-DC 变换器和低压侧变流器。其中，DC-DC 变换器在结构上完全对称，允许电能双向传输，其控制策略不是本文的重点，因此不作赘述。高、低压侧变流器的控制常采用电压定向控制^[13-14]策略，利用控制器(Proportional Integral, PI)分别控制解耦后的 d - q 轴分量，控制性能良好，但 PI 控制器设计依赖于系统参数，且参数整定繁琐^[15]。有限控制集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)通过建立系统预测模型和性能优化函数，将控制问题转化为优化问题，近年来逐渐用于变流器控制^[16-19]。

由于模块级联型 SST 结构相对复杂，目前对中、高压固态变压器的 FCS-MPC 研究较少。碳化硅器件的发展能够从硬件水平上解决 SST 面临的器件耐压等级不够的问题，今后对 SST 的研究趋向于简化拓扑结构、减少控制难度^[11]。因此，将 FCS-MPC 用于 SST 具有一定的应用前景。文献[19]利用虚拟直流回路，将 MPC 用于交-交型矩阵式 SST，文献[20]研究了多电平三相级联 SST 的多目标模型预测控制，对交-直-交型 SST 的模型预测控制具有参考意义。FCS-MPC 通过遍历法依次计算各开关函数组合单独作用时系统的输出，选择使性能优化函数最小的开关状态。该方法选取单一非零矢量进行预测，循环寻优并直接输出，忽略了多种开关状态相互组合的最优情况，且开关频率不固定。此外，为取得良好的控制效果，FCS-MPC 需较高的采样频率^[19]。变化的开关频率不利于滤波器设计，较高的采样频率会使系统延迟，影响控制器的运行性能^[20]。

本文提出一种开关频率固定的模型预测控制(Fixed Switching Frequency Model Predictive Control, FSF-MPC)策略，改进了传统单矢量预测 FCS-MPC 方法。本文所提 FSF-MPC 选取双非零矢量和零矢量合成预测量，根据各矢量占空比与优化函数的关系，计算一个控制周期内各矢量的作用时间，并利用空间矢量调制原理选择开关序列。FSF-MPC 方法考虑了多种开关状态的最优组合，在性能优化函数相同时，比单一非零矢量预测误差更小，既具有

FCS-MPC 无需脉宽调制控制器的优点，且开关频率固定。FSF-MPC 控制 SST 的总体目标是，对高压侧变流器采用网侧电流预测控制，最小化预测电流误差，使其单位功率因数运行且保持直流电压稳定；对低压侧变流器的输出电压进行预测，以最小化输出电压误差。在负载功率因数变化、容量突变、负载波动以及分布式电源出力改变四种工况下，验证本文所提策略的有效性。

1 基于 FSF-MPC 的 SST 控制策略

1.1 整流状态

1.1.1 整流器数学模型

SST 的拓扑结构与控制框图如图 1 所示。其中， u_g 、 i_g 分别为网侧电压、网侧电流， R_g 、 L_g 分别表示网络等效电阻和电感， u_{in} 、 i_{in} 为高压变流器交流侧电压和电流， U_{dc1} 、 U_{dc2} 分别为高、低压直流母线电压， u_f 、 i_f 为滤波电感电压和电流， r_f 、 L_f 和 C_f 分别为低压侧变流器的等效滤波电阻、滤波电感和滤波电容， u_o 和 i_o 分别为输出电压和输出电流， Z_{load} 为三相负载。

当高压侧变流器工作在整流状态时，其控制目标包括两个方面：单位功率因数运行、直流侧母线电压跟踪给定值并保持稳定。在 $\alpha\beta$ 坐标系下建立高压侧变流器工作于整流模式下的电压方程。

$$u_{g\alpha} = L_g \frac{di_{g\alpha}}{dt} + R_g i_{g\alpha} + u_{in\alpha} \quad (1)$$

$$u_{g\beta} = L_g \frac{di_{g\beta}}{dt} + R_g i_{g\beta} + u_{in\beta} \quad (2)$$

式中： $u_{g\alpha}$ 、 $u_{g\beta}$ 分别表示网侧电压的 α 、 β 分量； $i_{g\alpha}$ 、 $i_{g\beta}$ 分别表示网侧电流的 α 、 β 分量； $u_{in\alpha}$ 、 $u_{in\beta}$ 分别为交流侧电压 u_{in} 的 α 、 β 分量。

定义开关状态 $S_{rec} = \{S_A, S_B, S_C\}$ ，其中， S_x ($x = A, B, C$) 的取值如式(3)所示， S_{x1} 和 S_{x2} 分别为高压侧变流器第 x 相的上、下桥臂开关管状态。

$$S_x = \begin{cases} 0, & S_{x1} \text{导通}, S_{x2} \text{关断} \\ 1, & S_{x1} \text{关断}, S_{x2} \text{导通} \end{cases} \quad (3)$$

由欧拉法预估公式可知

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (4)$$

结合式(1)、式(2)和式(4)，可得 $k+1$ 时刻网侧电流的预测值如式(5)所示， T_s 为采样周期。

$$i_{g_j}(k+1) = \left(1 - \frac{R_g T_s}{L_g}\right) \cdot i_{g_j}(k) + \frac{T_s}{L_g} (u_{g_j}(k) - u_{in_j}(k)) \quad (5)$$

式中， $j = \alpha, \beta$ 。考虑到实际数字系统中存在一拍延

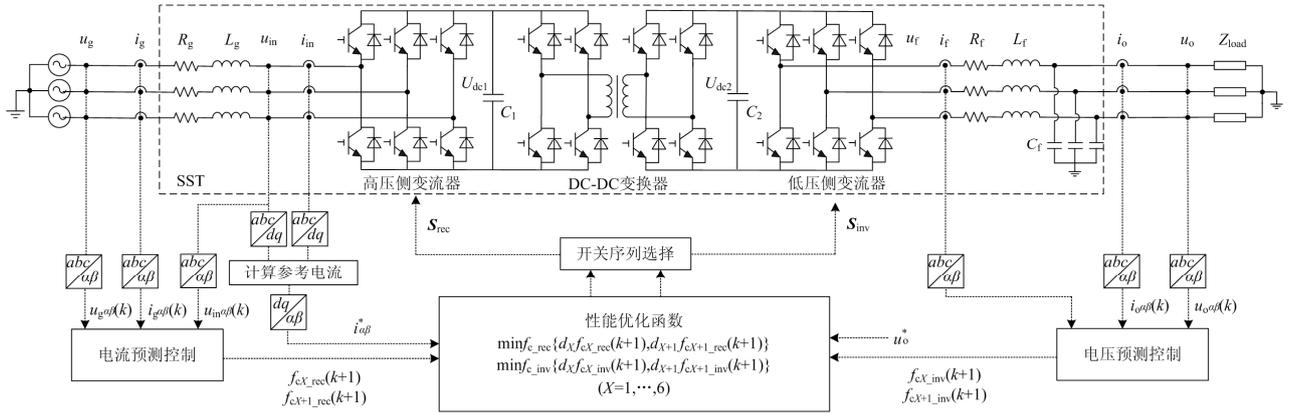


图 1 SST 结构与控制框图

Fig. 1 Structure and control diagram of SST

时^[18], 在得到 $i_{g\alpha}(k+1)$ 、 $i_{g\beta}(k+1)$ 后, 进行两步预测, 可得 $k+2$ 时刻的电流预测值 $i_{g\alpha}(k+2)$ 、 $i_{g\beta}(k+2)$ 。

$$i_{g_j}(k+2) = \left(1 - \frac{R_g T_s}{L_g}\right) \cdot i_{g_j}(k+1) + \frac{T_s}{L_g} (u_{g_j}(k+1) - u_{in_j}(k+1)) \quad (6)$$

式中, $i_{g_j}(k+1)$ 可由式(5)预测。在三相电网平衡情况下, 稳态时角频率为 ω , 对 k 时刻采样值进行矢量角补偿, 即可得 $k+1$ 时刻的 $u_{g_j}(k+1)$ 和 $u_{in_j}(k+1)$ 。

$$\begin{aligned} u_{g_j}(k+1) &= u_{g_j}(k) \cdot e^{j\omega T_s} \\ u_{in_j}(k+1) &= u_{in_j}(k) \cdot e^{j\omega T_s} \end{aligned} \quad (7)$$

为使预测电流跟踪参考电流, 最小化电流误差, 建立交流侧电流性能优化函数, 如式(8)所示。

$$f_{c_{rec}} = \left[i_{g\alpha}^*(k+2) - i_{g\alpha}(k+2) \right]^2 + \left[i_{g\beta}^*(k+2) - i_{g\beta}(k+2) \right]^2 \quad (8)$$

1.1.2 参考电流计算

dq 坐标系下交、直流侧有功功率分别为

$$P_{AC} = \frac{3}{2} (u_{ind} i_{ind} + u_{inq} i_{inq}) \quad (9)$$

$$P_{DC} = U_{dc1} \cdot C_1 \frac{dU_{dc1}}{dt} + P_o \quad (10)$$

式中: u_{ind} 、 u_{inq} 分别为交流侧电压 u_{in} 的 d 、 q 轴分量; i_{ind} 、 i_{inq} 分别为交流侧电压 i_{in} 的 d 、 q 轴分量; C_1 为高压直流侧电容; P_o 为直流侧的有功功率。

忽略变流器自身的功率损耗, 根据交、直流侧功率平衡可得

$$\frac{3}{2} (u_{ind} i_{ind} + u_{inq} i_{inq}) = U_{dc1} C_1 \frac{dU_{dc1}}{dt} + P_o \quad (11)$$

忽略电流的计算时延, 认为网侧参考电流 $i_{gd}^* =$

i_{ind} 、 $i_{gq}^* = i_{inq}$, 式(11)可改写为

$$i_{gd}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{dc1} C_1 \frac{dU_{dc1}}{dt} + P_o}{u_{ind}} - \frac{u_{inq} i_{gq}^*}{u_{ind}} \quad (12)$$

令 u_g 的相电压幅值为 U_m , 且 d 轴方向与 u_g 相同。由瞬时无功功率知, $Q = |u_g| \cdot i_{gq}$ 。当整流器工作在单位功率因数时, 给定 $i_{gq}^* = 0$ 即可, 从而得 d 轴参考电流。

$$i_{gd}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{dc1} C_1 \frac{dU_{dc1}}{dt} + P_o}{u_{ind}} \quad (13)$$

将 dq 坐标系下参考电流 i_{gd}^* 、 i_{gq}^* 变换至 $\alpha\beta$ 坐标系, 对 k 时刻参考电流进行矢量角补偿, 得到 $k+2$ 时刻的参考电流。

$$i_{g_j}^*(k+2) = i_{g_j}^*(k) \cdot e^{2j\omega T_s} \quad (14)$$

1.2 逆变状态

1.2.1 逆变器数学模型

为实现 SST 输出电压的稳定, 对输出电压进行预测控制。在 $\alpha\beta$ 坐标系中建立变流器的状态空间模型, 见式(15)。式中, $\mathbf{x}(t)$ 为状态变量矩阵; 矩阵 \mathbf{A} 为系统矩阵; 矩阵 \mathbf{B} 、 \mathbf{B}_d 分别为控制矩阵和扰动矩阵; \mathbf{C} 为输出矩阵。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) + \mathbf{B}_d \mathbf{i}_{o\alpha\beta}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (15)$$

$$\text{式中: } \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta}(t) \\ \mathbf{u}_{o\alpha\beta}(t) \end{bmatrix}; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [0 \ 1].$$

1.2.2 负载侧电压预测控制

将式(15)离散化^[13], 可得

$$\mathbf{x}(k+1) = A_p \mathbf{x}(k) + B_p \mathbf{u}_{i\alpha\beta}(k) + B_{dp} \mathbf{i}_{o\alpha\beta}(k) \quad (16)$$

式中: $B_p = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B d\tau$; $B_{dp} = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B_d d\tau$; $A_p = e^{A T_s}$ 。

各开关状态对应的电压矢量 $\mathbf{v}_i (i=0\sim 7)$ 即为低压侧变流器输出电压, 将 \mathbf{v}_i 依次代入式(16), 并进行两步预测, 可得每个电压矢量对应的 $k+2$ 时刻的预测电压。

$$\mathbf{x}(k+1) = [A_p \mathbf{x}(k) + B_p \mathbf{v}_i(k) + B_{dp} \mathbf{i}_{o\alpha\beta}(k)] \quad (17)$$

$$\mathbf{u}_o(k+2) = C \cdot [A_p \mathbf{x}(k+1) + B_p \mathbf{v}_i(k+1) + B_{dp} \mathbf{i}_{o\alpha\beta}(k+1)] \quad (18)$$

为减小输出电压误差, 各电压矢量控制下对应的输出电压性能优化函数如式(19)所示, 结合1.3节的占空比计算, 从而选择最优开关状态下的电压矢量。

$$f_{c_inv} = [u_{o\alpha}^*(k+2) - u_{o\alpha}(k+2)]^2 + [u_{o\beta}^*(k+2) - u_{o\beta}(k+2)]^2 \quad (19)$$

1.3 占空比计算

采用单非零矢量预测的 MPC 采样频率较高, 不利于滤波器的设计^[18]。本文提出的 FSF-MPC 算法利用了空间矢量调制原理, 在一个周期内选取两个非零电压矢量和零矢量进行预测控制, 根据各矢量占空比与优化函数的关系, 优化一个控制周期内各矢量的作用时间, 使变流器开关频率固定, 并减小预测信号与参考信号间的跟踪误差。

图2给出了三相变流器电压空间矢量和扇区。

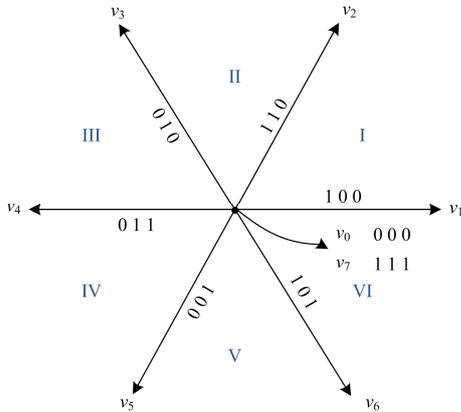


图2 空间电压矢量及扇区
Fig. 2 Space voltage vectors and sectors

FSF-MPC 算法在迭代选优的过程中, 依次选择各扇区相邻的两个非零矢量 \mathbf{v}_X 和 \mathbf{v}_{X+1} 进行预测, 其

中, $X=1\sim 6$ 为扇区编号。特别地, 当 $X=6$ 时, $\mathbf{v}_{X+1}=\mathbf{v}_1$ 。变流器整流状态时, 由式(8)可计算 \mathbf{v}_X 和 \mathbf{v}_{X+1} 对应的性能优化函数为 f_{cX_rec} 、 f_{cX+1_rec} ; 变流器逆变状态时, 由式(19)可计算 \mathbf{v}_X 和 \mathbf{v}_{X+1} 对应的性能优化函数为 f_{cX_inv} 、 f_{cX+1_inv} 。考虑到整流状态和逆变状态的 FSC-MPC 策略中, 占空比计算及开关选择原理相同, 为简化说明, 下文中将 f_{cX_rec} 和 f_{cX_inv} 统称为 f_{cX} , 将 f_{cX+1_rec} 和 f_{cX+1_inv} 统称为 f_{cX+1} 。根据各电压矢量占空比与性能优化函数成反比, 建立了 FSF-MPC 的总优化函数。

$$f_c = d_X f_{cX} + d_{X+1} f_{cX+1} \quad (20)$$

式中, d_X 和 d_{X+1} 分别是 \mathbf{v}_X 和 \mathbf{v}_{X+1} 的占空比, 其计算过程如式(21)。

$$\begin{cases} d_X = \lambda / f_{cX} \\ d_{X+1} = \lambda / f_{cX+1} \\ d_0 = \lambda / f_{c0} \end{cases} \quad (21)$$

式中: λ 定义为电压矢量占空比系数; d_0 为零矢量的占空比, 零矢量对应的 f_{c0} 只需计算一次, 且 $d_X + d_{X+1} + d_0 = 1$ 。可得 λ 的表达式为

$$\lambda = \frac{f_{cX} \cdot f_{cX+1} \cdot f_{c0}}{f_{cX+1} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{cX+1}} \quad (22)$$

式(21)可改写为

$$\begin{cases} d_X = \frac{f_{cX+1} \cdot f_{c0}}{f_{cX+1} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{cX+1}} \\ d_{X+1} = \frac{f_{cX} \cdot f_{c0}}{f_{cX+1} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{cX+1}} \\ d_0 = \frac{f_{cX} \cdot f_{cX+1}}{f_{cX+1} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{c0} + f_{cX} \cdot f_{cX+1}} \end{cases} \quad (23)$$

1.4 开关序列选择

合理的开关序列可在保证系统控制性能的同时有效地减少开关器件的动作。由式(20)得到最优的相邻非零电压矢量后, FSF-MPC 算法按照空间矢量调制原理确定开关序列。以扇区 I 和扇区 II 为例, 图3给出了开关序列选择示意图。当参考电流或电压在扇区 I 时, 非零电压矢量为 \mathbf{v}_1 和 \mathbf{v}_2 。前 $T_s/2$, \mathbf{v}_0 、 \mathbf{v}_1 、 \mathbf{v}_2 、 \mathbf{v}_7 依次作用时间为 $T_0/4$ 、 $T_1/2$ 、 $T_2/2$ 、 $T_0/4$ 。其中, $T_0=d_0 T_s$ 、 $T_1=d_1 T_s$ 、 $T_2=d_2 T_s$ 。后 $T_s/2$ 内, 按 \mathbf{v}_7 、 \mathbf{v}_2 、 \mathbf{v}_1 、 \mathbf{v}_0 的顺序依次作用。当参考电流或电压在扇区 II 时, 非零电压矢量为 \mathbf{v}_2 和 \mathbf{v}_3 。为减少开关次数, 每次仅一个开关动作, 因此一个周期内, \mathbf{v}_0 、 \mathbf{v}_3 、 \mathbf{v}_2 、 \mathbf{v}_7 、 \mathbf{v}_7 、 \mathbf{v}_2 、 \mathbf{v}_3 、 \mathbf{v}_0 依次作用。

以变流器工作于逆变状态为例, 图4给出了本文提出的 FSF-MPC 算法流程图。

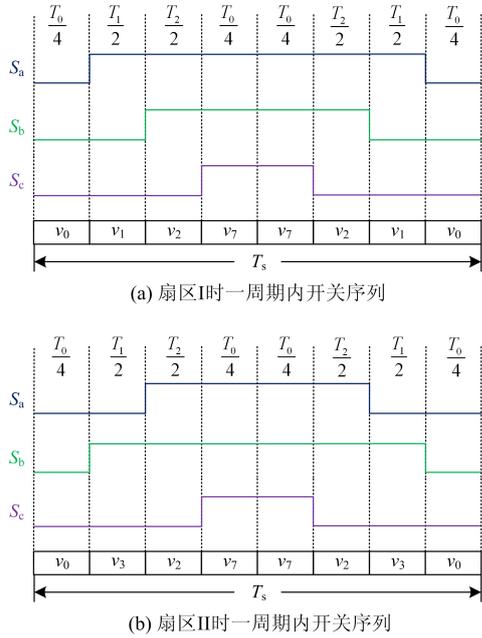


图3 开关序列选择示意图

Fig. 3 Diagrams of switching sequences selection

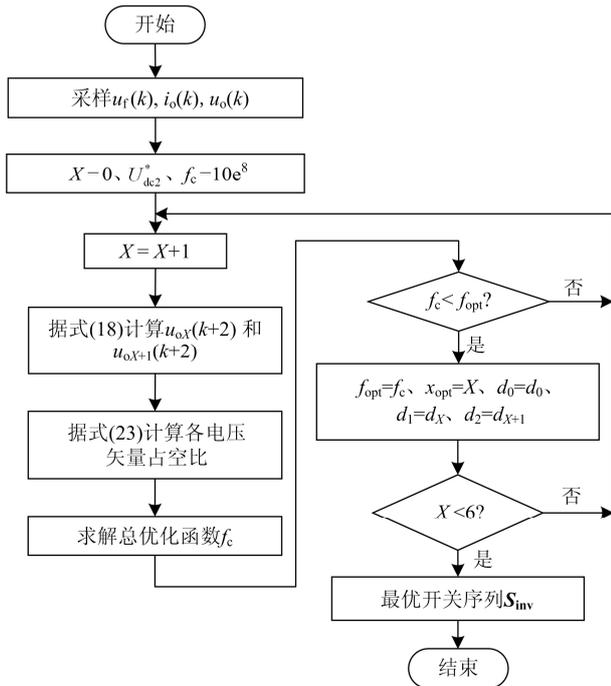


图4 FSF-MPC 算法流程图

Fig. 4 Flow chart of FSF-MPC algorithm

2 仿真分析

2.1 仿真模型及参数

微网为分布式电源提供了一种理想的应用模式^[21-24]。在 Matlab/Simulink 环境下搭建如图 1 所示的仿真模型。在负载功率因数变化、容量突变、负

载波动以及分布式电源功率切换四种工况下, 研究 SST 的工作特性, 以验证本文所提策略的有效性。SST 参数及 PI 控制器参数分别见表 1 和表 2^[14]。

表 1 SST 参数

Table 1 Parameters of SST

参数类别	参数	数值
高压侧变流器	U_g/kV	10
	R_g/Ω	0.5
	L_g/mH	10
低压侧变流器	U_{dc1}^*/kV	18
	U_o^*/kV	0.38
	R_f/Ω	0.01
	$L_f/\mu\text{H}$	1.8
	C_f/F	0.015
	U_{dc2}^*/kV	0.7

表 2 PI 控制器参数

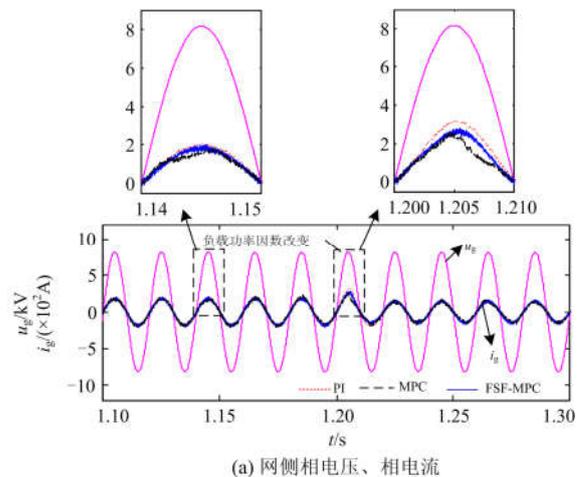
Table 2 Parameters of PI controller

参数类别	参数	数值
高压侧变流器	k_{uP_rec}	2.82
	k_{uI_rec}	84.62
	k_{iP_rec}	250
低压侧变流器	k_{iI_rec}	20 830
	k_{uP_inv}	1.008
	k_{uI_inv}	13 093
	k_{iP_inv}	23.4
	k_{iI_inv}	80 527

2.2 感性负载切换

初始工况: SST 接入 720 kW 三相纯阻性负载。 $t = 1.2 \text{ s}$ 时, 负载有功功率降为 576 kW, 同时增加无功功率 432 kvar, 即负载视在功率不变, 功率因数从 1 降低为 0.8。

分别验证 PI 控制、常规 FCS-MPC 控制和 FSF-MPC 控制的控制效果, 仿真结果如图 5 和图 6



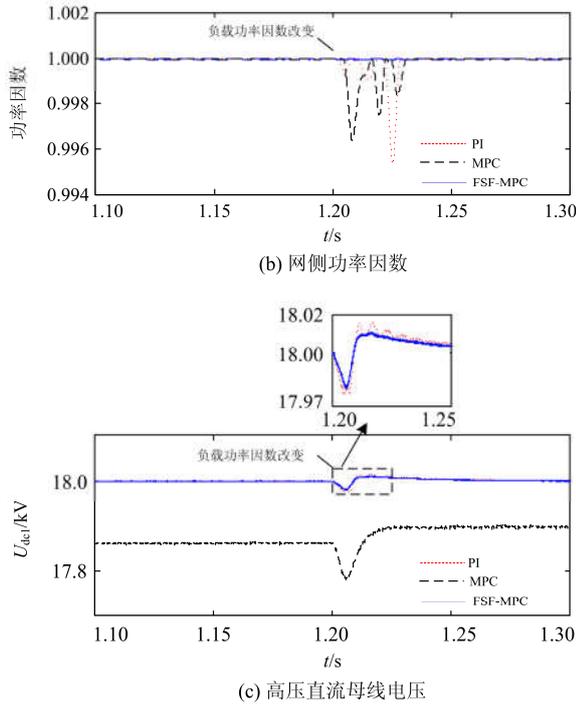


图 5 负载功率因数改变时 PI 控制、FCS-MPC 控制和 FSF-MPC 控制效果

Fig. 5 Control results of PI control, FCS-MPC and FSF-MPC when load power factor changes

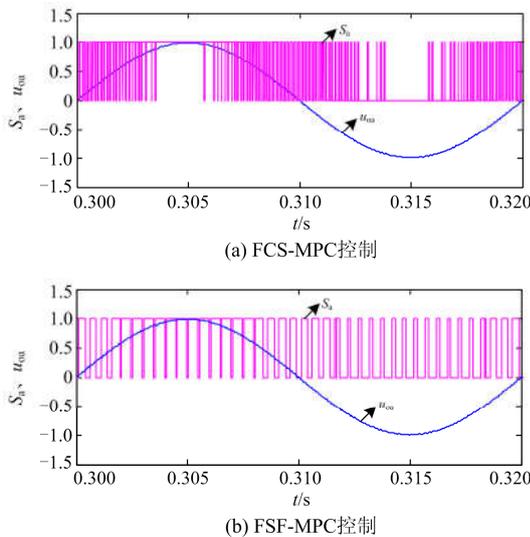


图 6 FCS-MPC 和 FSF-MPC 控制时 SST 输出相电压及开关状态 S_a

Fig. 6 Output phase voltage and switching state of SST when FCS-MPC and FSF-MPC control

所示。由仿真结果可知，FSF-MPC 和 FCS-MPC 控制下，SST 的工作特性均能达到 PI 控制的效果。三种控制策略下，负载功率因数变化对高压侧冲击很

小，PI 控制和 FCS-MPC 控制下，网侧的功率因数经短暂的下降后迅速恢复为 1，FSF-MPC 控制时网侧功率因数基本不变，满足 SST 的功率因数控制要求。负载功率因数变化时，SST 高压直流电压经较小波动后很快恢复稳定。由图 6 可看出，相同采样频率时，相较于 FCS-MPC 策略，FSF-MPC 开关频率固定，开关损耗减少。后续仿真中仅验证 FSF-MPC 控制策略效果。

2.3 负载容量突变

通过改变低压侧负载的容量，验证 SST 作为降压变压器的工作性能。

初始工况：SST 空载运行；

$t = 1.1$ s 时，接入 50% 负载(360 kW)；

$t = 1.2$ s 时，满载(720 kW)运行；

$t = 1.3$ s 时，120% 负载(864 kW)运行。

仿真结果如图 7 及表 3 所示。从空载到满载再到过载 20%，FSF-MPC 控制的 SST 在负载突变时输出电压始终幅值恒定且波形正弦，网侧变流器保持单位功率因数运行。网侧电压、电流动态响应较好，输出电压、电流在负荷突变瞬间有一定波动，但很快恢复稳定。低压侧电压总谐波畸变率远低于国家标准 5%，网侧电流总谐波畸变率小，SST 能

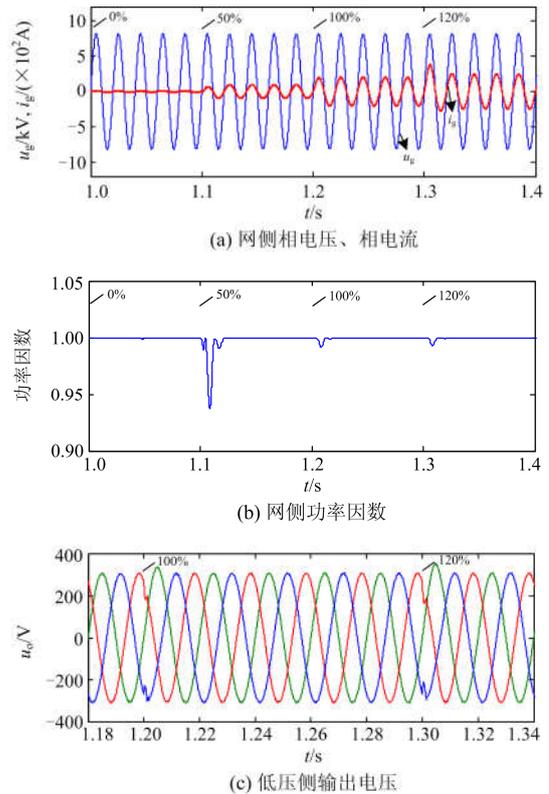


图 7 负载突变时 FSF-MPC 控制效果

Fig. 7 Control results of FSF-MPC when loads suddenly change

表 3 负载突变时 SST 输出电压及网侧电流 THD
Table 3 THD of SST output voltage and grid-side current when loads suddenly change

被测量	负载情况			
	0%	50%	100%	120%
u_o	1.03%	0.79%	0.68%	0.65%
i_g	—	6.62%	3.20%	2.63%

够保持稳定运行。负载容量突变时, 电流幅值随负载变化较大。FSF-MPC 根据当前系统状态和变量参考值, 利用状态空间方程, 预测下一时刻开关状态, 在负载突变时 SST 有良好的工作特性。

2.4 负载功率随机波动

为进一步验证 SST 作为配电变压器应对负载波动的能力, 配置一个功率在 390~410 kW 间波动的负载, 如图 8(a)所示。

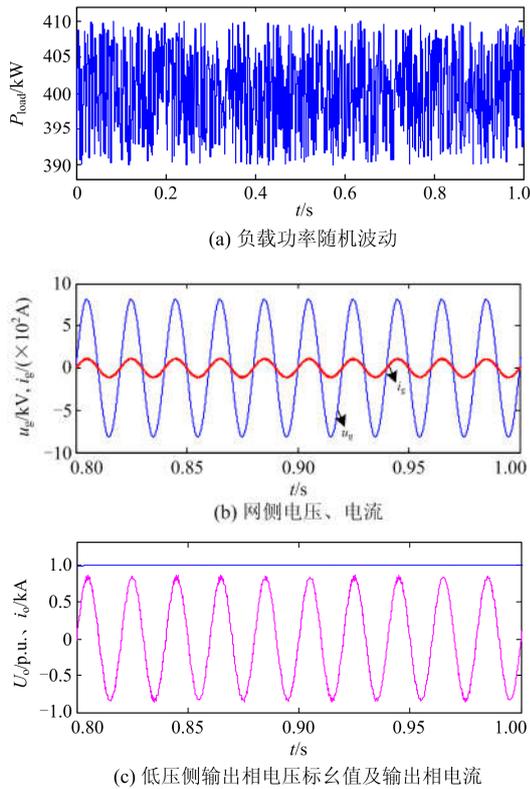


图 8 负载波动时 FSF-MPC 控制效果

Fig. 8 Control results of FSF-MPC when load fluctuations

FSF-MPC 控制下, 负载随机波动时网侧电流和输出电压总畸变率分别为 2.06%和 0.87%。仿真结果表明, 负载随机波动时网侧电压稳定、电流动态跟随性能好。

2.5 分布式电源出力改变

验证 FSF-MPC 控制下 SST 对分布式电源出力

的适应性。

$t = 0 \text{ s}$ 时, SST 直流低压母线接入容量为 200 kW 的分布式电源, 负载侧接入 400 kW 的三相对称负载。

$t = 1 \text{ s}$ 时, 分布式电源出力增加至 720 kW。

仿真结果见图 9。分布式电源出力改变时, FSF-MPC 控制的 SST 功率因数能够更快跟随分布式电源的变化从 1 变为-1, 并稳定工作于单位功率因数。DG 出力改变前, 网侧电流和输出电压总畸变率分别为 2.07%和 0.87%; DG 出力改变后, 网侧电流和输出电压总畸变率分别为 3.35%和 0.88%, 均在允许范围内, 且直流电压和交流输出电压、电流稳定。

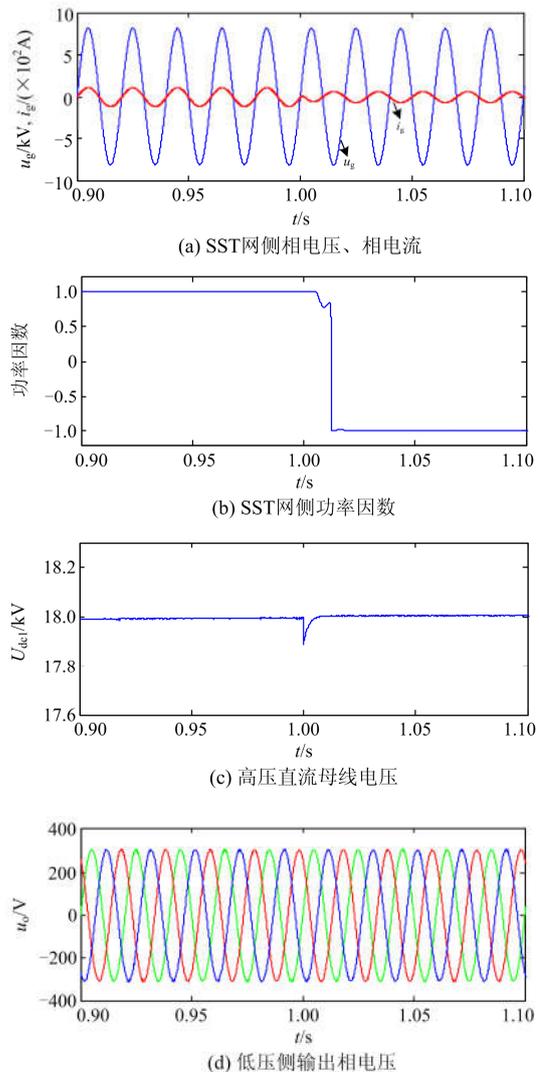


图 9 分布式电源出力改变时 FSF-MPC 控制效果

Fig. 9 Control results of FSF-MPC when DG changes

3 结语

本文研究了交-直-交型 SST 的固定开关频率模

型预测控制策略。FSF-MPC 选取双非零矢量和零矢量共同预测,并优化一个周期内的各矢量的占空比。与 PI 控制相比,FSF-MPC 算法在保证系统控制效果的同时,无需额外的 PWM 调制器,避免了 PI 控制环参数整定,简化了系统整体控制结构。仿真结果表明,FSF-MPC 控制的 SST 能够适应负载功率因数改变、容量突变、随机波动及分布式电源出力变化等不同工况,各级电压、电流具有良好的抗负载扰动能力和动态跟随特性,满足微网对 SST 的控制要求。FSF-MPC 改进了常规 FCS-MPC 开关频率变化且采样频率较高的问题,论文为 FSF-MPC 应用于 SST 控制提供了理论参考。

参考文献

- [1] YU Xunwei, SHE Xu, NI Xijun, et al. System integration and hierarchical power management strategy for a solid-state transformer interfaced microgrid system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4414-4425.
- [2] 张明锐, 林承鑫, 徐瑞新. 一种基于固态变压器的光伏发电并网技术[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(19): 133-138.
ZHANG Mingrui, LIN Chengxin, XU Ruixin. Grid-connected photovoltaic power generation technology based on SST[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(19): 133-138.
- [3] 徐梦超, 邵能灵, 黄文焘, 等. 基于社区能源网的电能路由器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(23): 177-183.
XU Mengchao, TAI Nengling, HUANG Wentao, et al. Energy router design based on community energy network[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(23): 177-183.
- [4] GONZALEZ-AGUDELO D, ESCOBAR-MEJÍA A, RAMIREZ-MURRILLO H. Dynamic model of a dual active bridge suitable for solid state transformers[C] // 13th International Conference on Power Electronics (CIEP), June 20-23, 2016, Guanajuato, Mexico: 350-355.
- [5] 张祥龙, 周晖, 肖智宏, 等. 电力电子变压器在有源配电网无功优化中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(4): 80-85.
ZHANG Xianglong, ZHOU Hui, XIAO Zhihong, et al. Power electronic transformer applied to optimization of reactive power in active distribution system[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(4): 80-85.
- [6] HUANG A Q. Medium-voltage solid-state transformer: technology for a smarter and resilient grid[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2016, 10(3): 29-42.
- [7] 韩继业, 李勇, 曹一家, 等. 基于模块化多电平型固态变压器的新型直流微网架构及其控制策略[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 733-740.
HAN Jiye, LI Yong, CAO Yijia, et al. A new DC microgrid architecture based on MMC-SST and its control strategy[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 733-740.
- [8] TARISCIOTTI L, ZANCHETTA P, WATSON A, et al. Multi-objective modulated model predictive control for a multi-level solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 51(5): 4051-4060.
- [9] WANG Liang, ZHANG Donglai, WANG Yi, et al. Power and voltage balance control of a novel three-phase solid-state transformer using multilevel cascaded H-bridge inverters for microgrid applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 3289-3301.
- [10] SHE Xu, BURGOS R, WANG Gangyao, et al. Review of solid state transformer in the distribution system: from components to field application[C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 15-20, 2012, Raleigh, America: 4077-4084.
- [11] ZHANG Qingchun, CALLANAN R. SiC power devices for microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 2889-2896.
- [12] MAINALI K, TRIPATHI A, MADHUSOODHANAN S, et al. A transformerless intelligent power substation: a three-phase SST enabled by a 15-kV SiC IGBT[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2015, 2(3): 31-43.
- [13] WANG Xinyu, LIU Jinjun, OUYANG Shaodi, et al. Control and experiment of an H-bridge-based three-phase three-stage modular power electronic transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2002-2011.
- [14] 张明锐, 徐而峰. P-Q 模式固态变压器的工作特性分析及实现[J]. 电力自动化设备, 2012, 31(11): 65-71.
ZHANG Mingrui, XU Erfeng. Characteristic analysis and realization of SST operating in P-Q mode[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11): 65-71.
- [15] 代高富, 符金伟, 周胜, 等. 基于模型预测控制的 MMC-HVDC 系统控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(10): 10-16.
DAI Gaofu, FU Jinwei, ZHOU Sheng, et al. Study of control strategy for MMC-HVDC system based on model predictive control[J]. Power System Protection and

- Control, 2016, 44(10): 10-16.
- [16] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [17] 邓知先, 宋文胜, 曹梦华. 单相 PWM 整流器模型预测电流控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2996-3004.
- DENG Zhixian, SONG Wensheng, CAO Menghua. A model predictive current control scheme for single-phase PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2996-3004.
- [18] 贾冠龙, 李冬辉, 姚乐乐. 改进有限集模型预测控制策略在三相级联并网逆变器中的应用[J]. 电网技术, 2017, 41(1): 245-250.
- JIA Guanlong, LI Donghui, YAO Lele. An improved finite control set-model predictive control strategy in three-phase cascade grid inverter[J]. Power System Technology, 2017, 41(1): 245-250.
- [19] LIU Yunshan, LIU Yupeng, ABU-RUB H, et al. Model predictive control of matrix converter based solid state transformer[C] // 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology, March 14-17, 2016, Taipei, China: 1248-1253.
- [20] TOMLINSON M, MOUTON T, KENNEL R, et al. A fixed switching frequency scheme for finite-control-set model predictive control — concept and algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7662-7670.
- [21] 吴鸣, 于辉, 熊雄. 分布式电源接入配电网的基本原则[J]. 供用电, 2017, 34(12): 32-38.
- WU Ming, YU Hui, XIONG Xiong. Basic principles for integration of distributed generation into power distribution network[J]. Distribution & Utilization, 2017, 34(12): 32-38.
- [22] 杨欣晔, 杨嘉伟, 邓靖雷. 基于光学优化算法的分布式电源选址与定容[J]. 供用电, 2018, 35(11): 66-71.
- YANG Xinye, YANG Jiawei, DENG Jinglei. Locating and sizing of distributed generation based on optics inspired optimization (OIO)[J]. Distribution & Utilization, 2018, 35(11): 66-71.
- [23] 韩中合, 祁超, 向鹏, 等. 分布式能源系统效益分析及综合评价[J]. 热力发电, 2018, 47(2): 31-36.
- HAN Zhonghe, QI Chao, XIANG Peng, et al. Benefit analysis and comprehensive evaluation for distributed energy system[J]. Thermal Power Generation, 2018, 47(2): 31-36.
- [24] 任洪波, 刘家明, 吴琼, 等. 基于空间结构视角的区域分布式能源系统能耗特性分析[J]. 热力发电, 2018, 47(2): 37-42, 62.
- REN Hongbo, LIU Jiaming, WU Qiong, et al. Energy analysis and optimization for district distributed energy system based on the viewpoint of spatial structure[J]. Thermal Power Generation, 2018, 47(2): 37-42, 62.

收稿日期: 2017-12-22; 修回日期: 2018-02-28

作者简介:

张明锐(1971—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为分布式发电与微网技术、电力系统能量管理与优化运行、轨道交通牵引供电系统; E-mail: zmr@tongji.edu.cn

宋柏慧(1993—), 女, 硕士研究生, 研究方向为分布式电源并网; E-mail: belle_song@163.com

王佳莹(1994—), 女, 硕士研究生, 研究方向为分布式电源并网。E-mail: jennica@tongji.edu.cn

(编辑 张爱琴)