

基于固定开关频率的 NPC 逆变器三矢量最优序列模型预测控制

金宁治^{1,2}, 高铭阳^{1,2*}, 杨红刚^{1,2}, 杨 晶^{1,2}

(1. 哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080;

2. 汽车电子驱动控制与系统集成教育部工程研究中心, 黑龙江 哈尔滨 150080)

Model Predictive Control of Three-Vector Optimal Sequence for NPC Inverters Based on Fixed Switching Frequency

JIN Ningzhi^{1,2}, GAO Mingyang^{1,2*}, YANG Honggang^{1,2}, YANG Jing^{1,2}

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;

2. Automotive Electronic Drive Control and System Integration Engineering Research Center, Ministry of Education, Harbin 150080, China)

Abstract: [Objective] Aiming at the problem of unfixed switching frequency when finite control set model predictive control (FCS-MPC) is applied to neutral-point-clamped (NPC) inverters, this paper proposes a fixed switching frequency three-vector optimal sequence model predictive control (FSF-TOS-MPC) strategy. [Methods] Firstly, spatial sector division was used to simplify the optimization algorithm, narrowing the range of basic voltage vector involved in model predictive optimization, thus reducing the amount of computation. Then, through the polarity discrimination of the neutral-point potential of the DC side and the three-phase currents of the load side, the three-vector optimal switching sequence partition pre-selection was carried out. And the Karush-Kuhn-Tucker condition was introduced to solve the duration of each voltage vector in the switching sequence, to ensure that the duration of each vector was constant greater than zero, and the switching frequency was fixed. Finally, multi-objective control was carried out by constructing a cost function to achieve reference current tracking and DC side neutral-point potential balancing. [Results] The conventional FCS-MPC, optimized FCS-MPC and the FSF-TOS-MPC proposed in this paper were compared under different operating conditions by simulation. Simulation results showed that the

FSF-TOS-MPC strategy can ensure the stable operation of the inverter with fixed switching frequency, thus effectively suppressing the total harmonic distortion of the output current, improving the dynamic response characteristics of the system, and achieving the neutral-point potential balance.

[Conclusion] The FSF-TOS-MPC strategy proposed in this paper has superior control performance, and provides an effective solution to the problem of unfixed switching frequency in the model predictive control of NPC inverters.

Key words: NPC inverter; model predictive control; three-vector; fixed switching frequency

摘 要: [目的] 针对有限控制集模型预测控制 (FCS-MPC) 应用于中点钳位 (NPC) 逆变器时存在的开关频率不固定的问题, 本文提出了一种固定开关频率三矢量最优序列模型预测控制 (FSF-TOS-MPC) 策略。[方法] 首先, 采用空间扇区划分来简化寻优算法, 缩小参与模型预测寻优的基本电压矢量范围, 从而减小运算量; 然后, 通过对直流侧中点电位和负载侧三相电流的极性判别, 进行三矢量最优开关序列分区预选, 同时引入 Karush-Kuhn-Tucker 条件求解开关序列中各电压矢量的作用时间, 确保各矢量作用时间恒大于零, 固定开关频率。最后, 通过构建代价函数进行多目标控制, 实现参考电流跟踪和直流侧中点电位平衡。[结果] 通过仿真对传统 FCS-MPC、优化 FCS-MPC 和本文所提 FSF-TOS-MPC 策略进行不同工况下的对比。仿真结果表明, FSF-TOS-MPC 策略能够确保逆变器在固定开关频率下稳定运行, 从而有效抑制输

基金项目: 黑龙江省优秀青年教师基础研究支持计划 (YQJH2023254)

Basic Research Support Project for Excellent Young Teachers of Heilongjiang Province, China (YQJH2023254)

出电流总谐波畸变率,提升系统动态响应特性,实现中点电位平衡。进一步搭建试验平台对所提策略进行验证。试验结果与仿真结果基本一致,验证了所提策略的有效性。【结论】本文所提 FSF-TOS-MPC 策略的控制性能优越,为 NPC 逆变器模型预测控制中存在的开关频率不固定问题提供了一种有效的解决方案。

关键词: NPC 逆变器;模型预测控制;三矢量;固定开关频率

0 引言

中点钳位(Neutral-Point-Clamped, NPC)三电平逆变器因具有谐波畸变率低、器件电压应力小以及开关损耗特性优良等技术优势,目前已成为中压中功率应用场景下最具代表性的拓扑架构^[1]。滞环电流控制、矢量定向控制、预测控制以及直接功率控制等应用于 NPC 逆变器的控制策略相继被提出^[2-5]。

随着微处理器运算速度的提升,模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)策略在电力电子与电气传动领域中展现出巨大的潜力^[6]。MPC 基于三电平逆变器有限的开关矢量,通过建立包含多目标约束条件的代价函数,在每个控制周期内遍历有效开关组合,使用最优开关矢量提供开关器件驱动信号,实现闭环系统的多参数协同控制^[7-10]。

传统有限控制集模型预测控制(Finite Control Set-Model Predictive Control, FCS-MPC)需要在一个采样周期内进行 27 次电流预测计算和代价函数滚动寻优,大量的运算将直接影响控制系统的快速性,因此如何降低系统运算量是一个亟待解决的问题^[11-14]。文献[15]提出了一种基于电流方向和直流母线电压分布判断的控制策略,选择特定的开关状态来控制逆变器的中点电位,该方法省略了权重系数、减少了计算量,然而若开关状态对电压矢量空间覆盖度不足,将导致系统动态性能有所下降。文献[16-18]根据三电平逆变器的空间电压矢量分布,通过优化基本控制集以简化代价函数遍历寻优过程,减少了运算量,但未充分考虑 FCS-MPC 在实际应用中存在的延时问题。

传统 FCS-MPC 在每个控制周期仅输出单个电压矢量,开关动作的无序性致使开关器件的导通周期呈现时变特征,其对应的开关频率丧失周期性规律^[19-20]。开关频率的不固定将导致输出

相电压的谐波频谱呈现离散化分布特征,显著提高电流总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD),使得交流侧滤波参数优化面临多频段谐振抑制的工程难题^[21-23]。

针对开关频率不固定的问题,借鉴空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)的思想,通过使 MPC 的每个采样周期始终以开关序列的形式输出 3 个电压矢量作用于开关管,实现定频控制^[24-25]。文献[26]提出一种无权重系数的最优开关序列 MPC 策略,通过调节冗余电压矢量的作用时间,控制中点电位平衡,但由于候选矢量序列过少可能导致系统的电流跟踪能力下降。文献[27]通过整合 MPC 的优化决策能力与 SVPWM 的固定开关频率特性,有效解决了开关频率不固定的问题,然而由于调制环节的加入,系统整体呈现出惯性增大的趋势,动态响应性能有所牺牲。文献[28-30]提出了多种应用于永磁同步电机的多矢量 MPC 策略。如文献[28]将三矢量模型预测电流控制策略应用于永磁同步电机,但存在开关频率高且计算复杂的问题。

为了有效解决传统 FCS-MPC 开关频率不固定、直流侧中点电位不平衡以及系统运算量大等问题,本文提出了一种固定开关频率三矢量最优序列模型预测控制(Fixed Switching Frequency-Three-vector Optimal Sequence-MPC, FSF-TOS-MPC)策略。区别于传统单矢量输出模式,FSF-TOS-MPC 通过预构建由三个电压矢量组成的开关序列限制每个采样周期中单个开关管的状态切换次数来固定开关频率。首先,通过分区简化寻优算法从而缩减基本电压矢量集;其次,通过建立开关序列预选机制筛选出各扇区的最优开关序列,进一步降低运算量,再进行矢量作用时间计算,使各矢量的作用时间恒大于零,实现定频控制;最后,将符合条件的最优开关序列及相应的矢量作用时间代入代价函数寻优,实现对逆变器输出电流及中点电位的约束。

1 NPC 三电平逆变器

1.1 工作原理

NPC 三电平逆变器拓扑结构如图 1 所示,其每相有四个绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)和两个续流二极管,续流

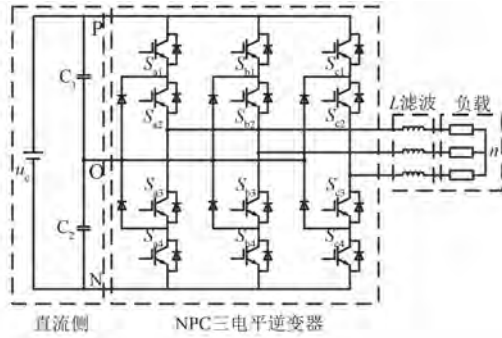


图1 NPC三电平逆变器拓扑结构

Fig. 1 NPC three-level inverter topology

二极管的中点与直流侧的两个电容相连。

NPC三电平逆变器单个桥臂电平状态对应的输出相电压如表1所示。其中, S_m ($m=a, b, c$) 为各相功率器件的导通逻辑状态。输出相电压定义为各相桥臂的输出端口相对于直流母线中性点的电位差。NPC逆变器单相桥臂可产生P、O和N三种电平状态, 对应的逆变器输出相电压为 $-U_{dc}/2$ 、0 和 $U_{dc}/2$ 三种。

表1 单个桥臂电平状态及其对应的输出相电压

Tab. 1 The level states of single bridge arm and the corresponding output phase voltage

电平状态	S_{m1}	S_{m2}	S_{m3}	S_{m4}	输出相电压
P	1	1	0	0	$U_{dc}/2$
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-U_{dc}/2$

NPC三电平逆变器每相生成三种电平, 输出电压矢量共 $3^3=27$ 个, 空间电压矢量分布如图2所示。将矢量空间按 $\pi/3$ rad 划分为6个主扇区(I~VI), 每个主扇区进一步划分为4个次扇区, 这种分级扇区划分策略为多目标优化控制提供了离散状态空间基础。

1.2 数学模型

在abc三相静止坐标系下, 逆变器交流侧输出电压的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = u_b - Ri_b \\ L \frac{di_c}{dt} = u_c - Ri_c \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_a 、 i_b 和 i_c 为逆变器交流侧三相输出电流; L

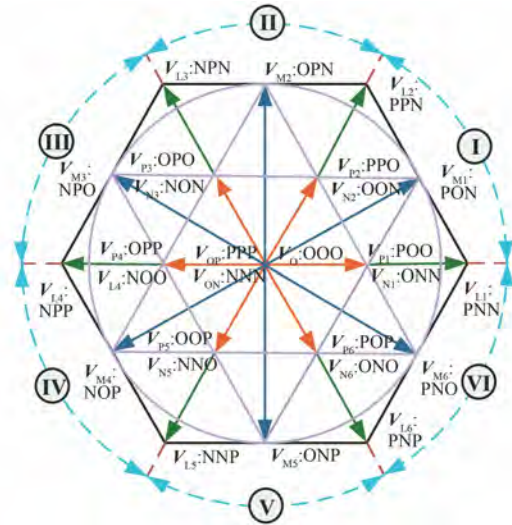


图2 NPC三电平逆变器空间电压矢量图

Fig. 2 Space voltage vector diagram of NPC three-level inverter

为逆变器滤波电感; R 为负载电阻。

经电压幅值不变的Clarke变换后, 在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下, 逆变器交流侧输出电压的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = u_\alpha - Ri_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = u_\beta - Ri_\beta \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_α 、 u_β 和 i_α 、 i_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下逆变器输出电压和输出电流。

2 传统FCS-MPC策略的优化

2.1 传统FCS-MPC的预测模型

基于前向欧拉离散化原理, 对式(2)进行离散处理, 得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的逆变器输出电流预测模型为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: T_s 为采样周期; $i_\alpha(k)$ 、 $i_\beta(k)$ 和 $u_\alpha(k)$ 、 $u_\beta(k)$ 分别为第 k 个采样周期的输出电流和输出电压。

根据电容两端电压与电流的关系, 可得图1中直流侧中点电压 u_c 的导数为

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{(|S_a| - 1)i_a}{2C} + \frac{(|S_b| - 1)i_b}{2C} + \frac{(|S_c| - 1)i_c}{2C} \quad (4)$$

式中: C 为 C_1 和 C_2 的电容值。

同样地,对式(4)进行离散处理,可得 $k+1$ 时刻 u_c 的预测值为

$$u_c(k+1) = u_c(k) + T_s \frac{du_c}{dt} \quad (5)$$

当 k 时刻输出电压矢量序列 Seq 时,控制系统的参考电压矢量 $u^*(k)$ 为

$$u^*(k) = \begin{bmatrix} u_\alpha^*(k) \\ u_\beta^*(k) \end{bmatrix} = \frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} i_\alpha^*(k+1) \\ i_\beta^*(k+1) \end{bmatrix} + \left(R - \frac{L}{T_s} \right) \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $i_\alpha^*(k+1)$ 、 $i_\beta^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的输出电流参考值。

本文采用以电压约束项代替电流约束项的多目标控制代价函数 g 来降低模型运算量, g 的表达式为

$$g = [u^*(k) - u(k)]^2 + \lambda [u_c(k+1)]^2 \quad (7)$$

式中: λ 为权重系数,用于调节 u_c 的控制比重。

2.2 延时补偿

在理想状况下,系统采样计算与控制过程应实时同步进行。但实际应用中,由于运算量大, FCS-MPC 系统常常存在延时问题。

本文通过两步向前预测的延时补偿机制来消除控制系统中的延时问题,在 k 时刻引入 $k+2$ 时刻的输出电流参考值 $i_\alpha^*(k+2)$ 、 $i_\beta^*(k+2)$ 作为预测模型输入量。为此,当系统进入稳态时,需要通过相角补偿法对 k 时刻的输出电流参考值进行 $2T_s$ 的相角补偿,得到 $k+2$ 时刻的参考电流为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^*(k+2) \\ i_\beta^*(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\omega T_s) & -\sin(2\omega T_s) \\ \sin(2\omega T_s) & \cos(2\omega T_s) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha^*(k) \\ i_\beta^*(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

2.3 分区简化寻优算法

NPC 三电平逆变器的候选电压矢量分区定位图如图 3 所示。当 $u^*(k)$ 位于主扇区 I 时,能够使代价函数取得全局最小值的候选电压矢量必定存在于该主扇区对应的 4 个次扇区中。通过分区简化的局部寻优算法,将候选矢量集从原始 27 个有效矢量缩减至 10 个,相较于传统 FCS-MPC 的遍历寻优方式,运算量大幅降低。

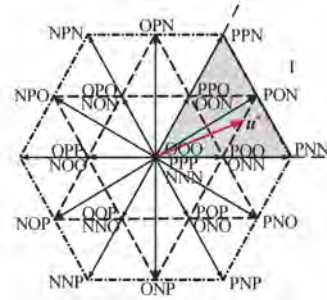


图 3 候选电压矢量分区定位图

Fig. 3 Partitioning and positioning map of candidate voltage vectors

NPC 三电平逆变器的优化 FCS-MPC 算法流程如图 4 所示。

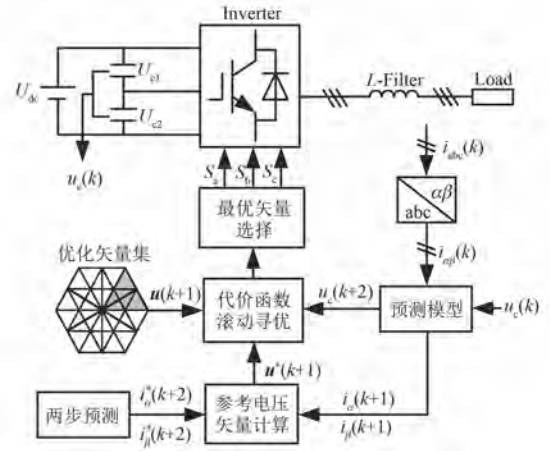


图 4 优化 FCS-MPC 算法流程图

Fig. 4 Flow chart of the optimized FCS-MPC algorithm

3 FSF-TOS-MPC 策略

3.1 FSF-TOS-MPC 的预测模型

在 NPC 三电平逆变器中,施加某一电压矢量 $u_n (n \in \{1, \dots, 27\})$ 至功率开关器件时, $\alpha\beta$ 坐标系下的输出电流变化量 h_α 、 h_β 为

$$\begin{cases} h_\alpha = \left. \frac{di_\alpha}{dt} \right|_{u_n} = \frac{1}{L} (u_{n\alpha} - Ri_\alpha) \\ h_\beta = \left. \frac{di_\beta}{dt} \right|_{u_n} = \frac{1}{L} (u_{n\beta} - Ri_\beta) \end{cases} \quad (9)$$

$\alpha\beta$ 坐标系下的直流侧中点电压变化量 $h_{u_{cn}}$ 为

$$h_{u_{cn}} = \frac{du_c}{dt} = -\frac{1.5}{C} (|S_n|_\alpha i_\alpha + |S_n|_\beta i_\beta) \quad (10)$$

令三矢量开关序列 Seq 中三个电压矢量 u_x 、 u_y 和 u_z 在一个采样周期的作用时间分别为 t_1 、 t_2

和 t_3 , 对应的占空比为 d_1 、 d_2 和 d_3 , $T_s = t_1 + t_2 + t_3$, $d_i = t_i / T_s (i = 1, 2, 3)$ 。则 $k+1$ 时刻的输出电流预测值和直流侧中点电压预测值为

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+1)|_{Seq} = i_{\alpha}(k) + \sum_{i=1}^3 h_{\alpha i} t_i \\ i_{\beta}(k+1)|_{Seq} = i_{\beta}(k) + \sum_{i=1}^3 h_{\beta i} t_i \\ u_c(k+1)|_{Seq} = u_c(k) + \sum_{i=1}^3 h_{u_c i} t_i \end{cases} \quad (11)$$

当 k 时刻输出开关序列 Seq 时, $k+1$ 时刻的逆变器输出电压预测值为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(k+1) &= \begin{bmatrix} u_{\alpha}(k+1) \\ u_{\beta}(k+1) \end{bmatrix} = d_1 \begin{bmatrix} u_{x\alpha} \\ u_{x\beta} \end{bmatrix} + \\ & d_2 \begin{bmatrix} u_{y\alpha} \\ u_{y\beta} \end{bmatrix} + d_3 \begin{bmatrix} u_{z\alpha} \\ u_{z\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

由式(6)可知, 当 k 时刻输出开关序列 Seq 时, $k+1$ 时刻的逆变器参考电压矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^*(k+1) &= \begin{bmatrix} u_{\alpha}^*(k+1) \\ u_{\beta}^*(k+1) \end{bmatrix} = \frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k+2) \\ i_{\beta}^*(k+2) \end{bmatrix} + \\ & \left(R - \frac{L}{T_s}\right) \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+1) \\ i_{\beta}(k+1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

FSF-TOS-MPC 仍然采用与传统 FCS-MPC 相同的基于电压变量约束的代价函数, 如式(14)所示:

$$g = [\mathbf{u}^*(k+1) - \mathbf{u}(k+1)]^2 + \lambda [u_c(k+2)]^2 \quad (14)$$

3.2 三矢量最优序列分区预选

在一个控制周期内, 开关器件的工作频率由 MPC 系统输出的开关序列直接决定。高频切换操作不仅会显著增大开关元件的损耗, 还会引起系统谐波频谱特性的变化。因此在三矢量最优开关序列分区预选过程中, 不仅要保证每个开关管在单个控制周期内仅发生一次状态切换, 还要通过预定义开关序列中相邻矢量过渡路径, 预选出相邻矢量切换时只改变单个桥臂状态的开关序列。主扇区 I 内的开关序列备选表如表 2 所示。

表 2 表明, 传统遍历式寻优算法在单个采样周期内需处理 I~VI 扇区的 60 组开关序列优化问题。每个开关序列均需计算矢量作用时间, 导致总运算量超出当前数字控制器的实时处理能力。

表 2 主扇区 I 内的开关序列备选表

Tab. 2 Candidate list of switching sequences for main sector I

次扇区	开关序列
I ₁	POO-OOO-ONN, OOO-ONN-ONN, OOO-POO-PPO
I ₂	POO-PON-ONN, PON-ONN-ONN, PPO-POO-PON
I ₃	POO-PON-PNN, PON-PNN-ONN
I ₄	PPN-PON-ONN, PPO-PPN-PON

为此, 本文基于扇区分策略, 仅选取参考矢量 $\mathbf{u}^*(k)$ 所在的目标扇区内的 10 组有效序列参与优化计算, 以降低运算量。

此外, 基于冗余小矢量对输出电流调控的等效特性和对直流侧中点电压调控的互补特性, 本文通过对直流侧中点电位和负载侧三相电流的极性判别, 构建动态矢量筛选机制, 优先采用与中点电位平衡趋向一致的开关序列。

以主扇区 I 为例, 共有两对冗余小矢量 $\mathbf{V}_{P1}(\text{POO})$ 与 $\mathbf{V}_{N1}(\text{ONN})$ 、 $\mathbf{V}_{P2}(\text{PPO})$ 与 $\mathbf{V}_{N2}(\text{OON})$, 根据式(4)和式(10), 可得 NPC 三电平逆变器应用 $\mathbf{V}_{P1}$ 、 $\mathbf{V}_{N1}$ 时所产生的中点电压变化量为

$$\begin{aligned} h_{u_c}(\mathbf{V}_{P1}) &= -\frac{1}{C}(|1|i_a + |0|i_b + |0|i_c) = -\frac{i_a}{C} \\ h_{u_c}(\mathbf{V}_{N1}) &= -\frac{1}{C}(|0|i_a + |-1|i_b + |-1|i_c) = \frac{i_a}{C} \end{aligned} \quad (15)$$

同理, NPC 三电平逆变器应用 $\mathbf{V}_{P2}$ 、 $\mathbf{V}_{N2}$ 时所产生的中点电压变化量为

$$\begin{aligned} h_{u_c}(\mathbf{V}_{P2}) &= -\frac{1}{C}(|1|i_a + |1|i_b + |0|i_c) = \frac{i_c}{C} \\ h_{u_c}(\mathbf{V}_{N2}) &= -\frac{1}{C}(|0|i_a + |0|i_b + |-1|i_c) = -\frac{i_c}{C} \end{aligned} \quad (16)$$

可以看出, $h_{u_c}(\mathbf{V}_{P1}) + h_{u_c}(\mathbf{V}_{N1}) = 0$ 且 $h_{u_c}(\mathbf{V}_{P1})$ 、 $h_{u_c}(\mathbf{V}_{N1})$ 的极性只与 i_a 的极性有关。同理, $h_{u_c}(\mathbf{V}_{P2})$ 、 $h_{u_c}(\mathbf{V}_{N2})$ 的极性只与 i_c 的极性有关。因此, 可以根据当前时刻直流侧中点电压 u_c 、逆变器输出电流 i_a 、 i_c 的采样值, 来选取使中点电压趋于平衡的小矢量。

根据上述原理, 通过实时监测直流侧中点电位和输出电流的极性状态来选取小矢量, 由此预选最优开关序列, 进一步减少参与模型预测寻优

的开关序列数量。主扇区 I 的最优开关序列预选 结果如表 3 所示。

表 3 主扇区 I 的最优开关序列预选表

Tab. 3 Preselection table of optimal switching sequences for primary sector I

符号判断	次扇区 I ₁	次扇区 I ₂	次扇区 I ₃	次扇区 I ₄
(a) $i_a \geq 0, i_c \geq 0, u_c \geq 0$	POO-OOO-OON	POO-PON-OON	POO-PON-PNN	PPN-PON-OON
(b) $i_a \geq 0, i_c \leq 0, u_c \geq 0$	OOO-POO-PPO	PPO-POO-PON	POO-PON-PNN	PPO-PPN-PON
(c) $i_a \geq 0, i_c \leq 0, u_c \leq 0$	OOO-OON-ONN	PON-OON-ONN	PON-PNN-ONN	PPN-PON-OON
(d) $i_a \leq 0, i_c \geq 0, u_c \geq 0$	OOO-OON-ONN	PON-OON-ONN	PON-PNN-ONN	PPN-PON-OON
(e) $i_a \leq 0, i_c \geq 0, u_c \leq 0$	OOO-POO-PPO	PPO-POO-PON	POO-PON-PNN	PPO-PPN-PON
(f) $i_a \leq 0, i_c \leq 0, u_c \leq 0$	POO-OOO-OON	POO-PON-OON	POO-PON-PNN	PPN-PON-OON
(g) $i_a \geq 0, i_c \geq 0, u_c \leq 0$	OOO-OON-ONN, OOO-POO-PPO	PON-OON-ONN, PPO-POO-PON	PON-PNN-ONN	PPO-PPN-PON
(h) $i_a \leq 0, i_c \leq 0, u_c \geq 0$	OOO-OON-ONN, OOO-POO-PPO	PON-OON-ONN, PPO-POO-PON	PON-PNN-ONN	PPO-PPN-PON

根据表 3 可直接确定次扇区 I₁ ~ I₄ 中参与寻优的开关序列,进一步将开关序列从 10 组减少为 4 组或 6 组。从而得到两类参与寻优的开关序列集:①(a) ~ (f) 为包含 4 组开关序列的 $Seq_{\xi}^{(1)}$ ($\xi = 1, 2, 3, 4$); ②(g) ~ (h) 为包含 6 组开关序列的 $Seq_{\eta}^{(2)}$ ($\eta = 1, 2, \dots, 6$)。

3.3 三矢量最优序列矢量作用时间

在已知开关序列的采样周期内,除各矢量作用时间 t_i ($i = 1, 2, 3$) 外,代价函数所涉及的其余参量均可由采样值化为已知量。并认为单周期内参数恒定,则可将代价函数 g 构建为以时间为变量的显式关系式 G :

$$g|_{Seq} = G(t_1, t_2, t_3) \quad (17)$$

此外,为了保证逆变器在实际应用中能够正常工作,且开关频率固定,则输出矢量序列不能有缺,各矢量作用时间应满足约束条件:

$$\begin{cases} 0 \leq t_1 \leq T_s \\ 0 \leq t_2 \leq T_s \\ 0 \leq t_1 + t_2 \leq T_s \\ t_3 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (18)$$

对于任意时刻作用于逆变器的三矢量开关序列,代价函数优化问题可等价为满足式(18)约束条件的极值求解问题。根据三矢量时序完备性约束 $t_1 + t_2 + t_3 = T_s$, 引入变量代换 $t_3 = T_s - t_1 - t_2$, 构建如式(19)所示的二维规划模型:

$$\begin{aligned} \min g &= G(t_1, t_2), t_1 \in R, t_2 \in R \\ \text{s. t. } f_1(t_1, t_2) &= t_1 + t_2 - T_s \leq 0, t_1 \geq 0, t_2 \geq 0 \end{aligned} \quad (19)$$

FSF-TOS-MPC 中代价函数的最值问题涉及到含约束条件的非线性规划,采用 Karush-Kuhn-Tucker 条件进行求解。以 Karush-Kuhn-Tucker 条件为基础构建如式(20)所示的方程组,求解各矢量作用时间 t_1 、 t_2 和 t_3 :

$$\begin{cases} \frac{\partial G(t_1, t_2)}{\partial t_j} + \lambda_1 \frac{\partial f_1(t_1, t_2)}{\partial t_j} = 0 \\ \lambda_1 \geq 0 \\ \lambda_1 f_1(t_1, t_2) = 0 \\ f_1(t_1, t_2) \leq 0 \\ t_{1,2} \geq 0 \end{cases} \quad (20)$$

式中: $j = 1, 2$; λ_1 为 Kuhn-Tucker 乘子。

3.4 FSF-TOS-MPC 流程

在每个采样周期,FSF-TOS-MPC 采用输出三矢量最优序列取代传统 MPC 的单矢量,改进了预测模型,并采用两步预测延时补偿下基于电压变量约束的代价函数。FSF-TOS-MPC 系统结构框图如图 5 所示。FSF-TOS-MPC 流程如图 6 所示,核心步骤如下。

(1) 采样及坐标变换,运用三矢量预测模型计算 $k+1$ 时刻电流及中点电位的预测值,并进行两步预测延时补偿。

(2) 空间矢量扇区定位及三矢量最优开关序列预选,矢量作用时间计算。

(3) 代价函数滚动寻优,输出最优开关序列作用于开关管。

开关序列分区预选机制会产生两种内含序列数不同的开关序列集,因此流程图中所示的每个采

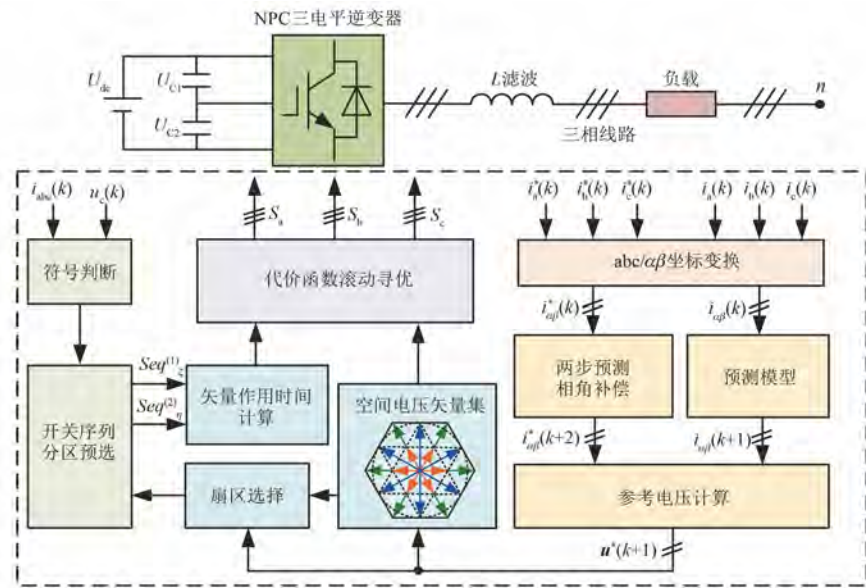


图 5 FSF-TOS-MPC 系统结构框图

Fig. 5 FSF-TOS-MPC system structure block diagram

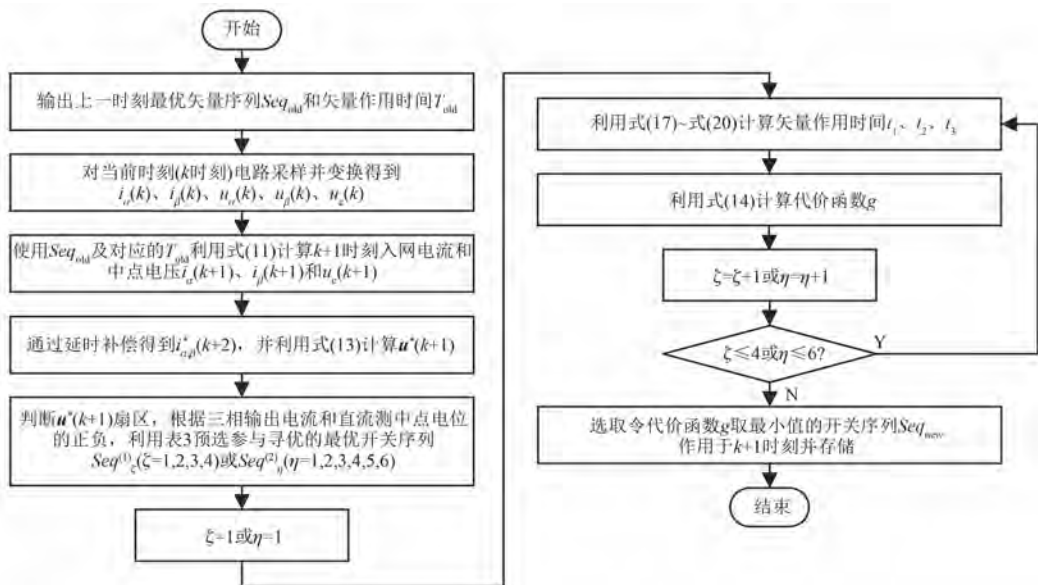


图 6 FSF-TOS-MPC 流程图

Fig. 6 FSF-TOS-MPC flowchart

样周期内,代价函数将进行四次或六次滚动寻优。

4 仿真分析与试验验证

4.1 仿真分析

在 Matlab/Simulink 中搭建 NPC 三电平逆变器拓扑仿真模型,为验证本文所提控制策略的可行性和有效性,分别对传统 FCS-MPC、优化 FCS-MPC 以及 FSF-TOS-MPC 在稳态、动态工况下进行仿真,具体仿真参数如表 4 所示。

表 4 仿真参数

Tab. 4 Simulation parameters	
参数名称	参数值
滤波器电感 L/mH	5
直流侧电容 $C/\mu\text{F}$	1 000
直流侧电压 U_{dc}/V	400
负载电压有效值 u/V	110
开关频率 f/kHz	10
参考电流 i^*/A	10

4.1.1 稳态控制性能分析

给定 $i_a^* = i_b^* = 10$ A, 采用 FSF-TOS-MPC 策略的逆变器 A 相输出电压、输出电流波形如图 7 所示。

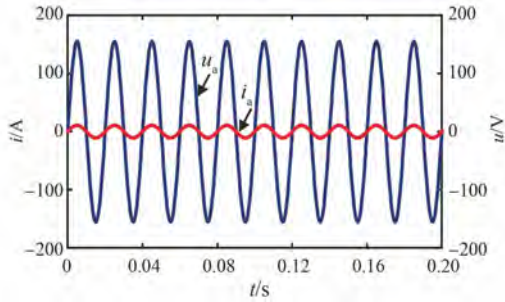


图 7 A 相输出电压、输出电流的仿真波形

Fig.7 Simulated waveforms of phase A output voltage and output current

由图 7 可知,系统能够保持电压电流同频同相运行,跟踪速度快、准确性高。

三种控制策略下的输出电流波形及其谐波频谱如图 8 和图 9 所示。

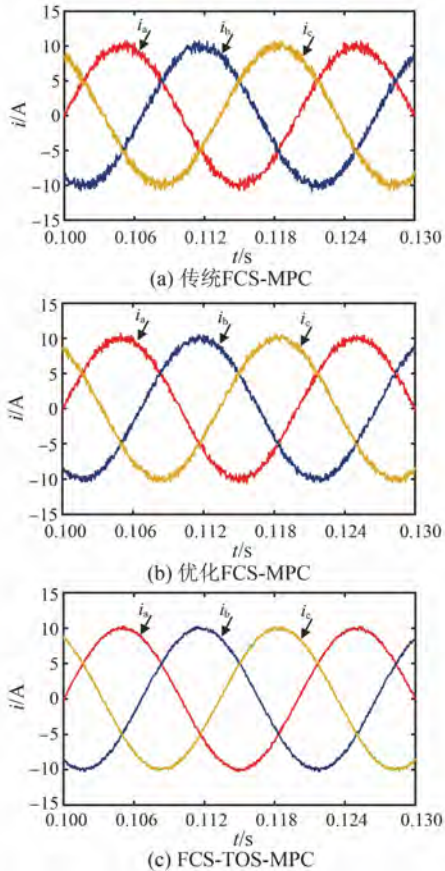
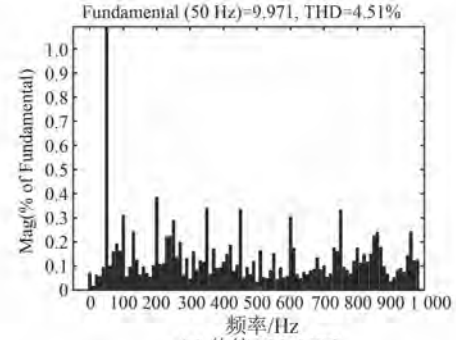
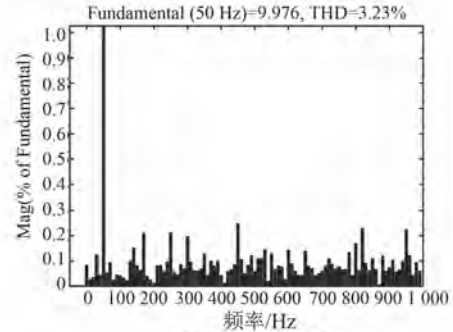


图 8 三种控制策略下的输出电流仿真波形

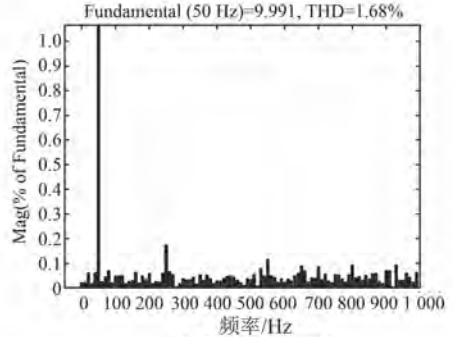
Fig.8 Simulated waveforms of output current under three control strategies



(a) 传统FCS-MPC



(b) 优化FCS-MPC



(c) FCS-TOS-MPC

图 9 三种控制策略下的输出电流 THD

Fig.9 The THD of output current under three control strategies

由图 8 可知,相较于传统 FCS-MPC 和优化 FCS-MPC,FSF-TOS-MPC 策略下的输出电流波形更具正弦化的特点,电流波动最小。由图 9 可知,FSF-TOS-MPC 策略下的输出电流 THD 为 1.68%,低于传统 FCS-MPC 的 4.51% 和优化 FCS-MPC 的 3.23%,输出电能质量有较大提升。

4.1.2 动态控制性能分析

为了测试系统在不同控制策略下的动态控制性能,进行参考电流的突变工况仿真。设置 i_a^* 、 i_b^* 在 0.2 s 时由 10 A 阶跃至 5 A,并在 0.3 s 时再次突增至 10 A。三种策略在参考电流突变工况下对应的输出三相电流动态仿真波形如图 10 ~ 图 12

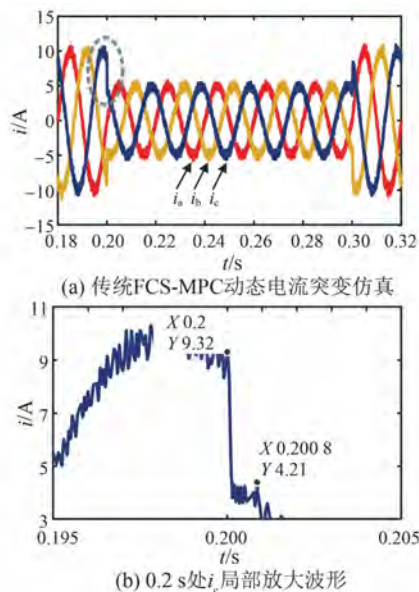


图 10 传统 FCS-MPC 策略下的动态电流波形及局部放大波形

Fig. 10 The dynamic current waveform and the local magnified waveform under the traditional FCS-MPC strategy

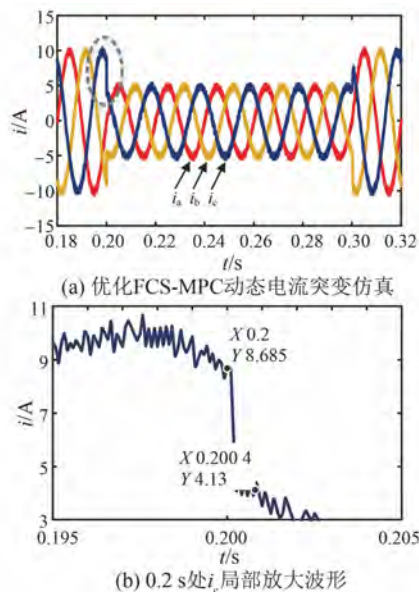


图 11 优化 FCS-MPC 策略下的动态电流波形及局部放大波形

Fig. 11 The dynamic current waveform and the local magnified waveform under the optimized FCS-MPC strategy

所示。

由图 10(a)~图 12(a)可知,三种控制策略下的输出电流均能实现预期控制效果,FSF-TOS-

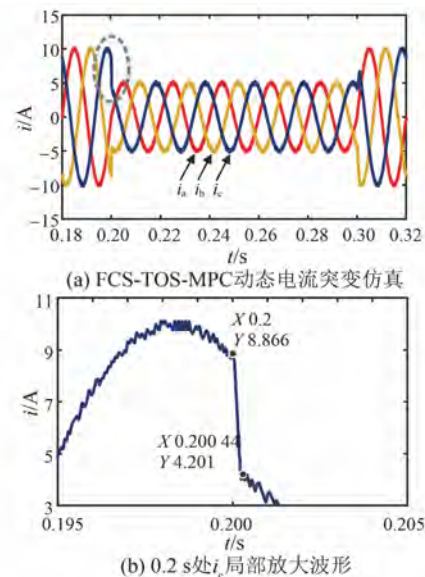


图 12 FSF-TOS-MPC 策略下的动态电流波形及局部放大波形

Fig. 12 The dynamic current waveform and the local magnified waveform under FSF-TOS-MPC strategy

MPC 策略下的输出电流波形质量相较传统 FCS-MPC、优化 FCS-MPC 有了大幅提升,电流波动最小。

由图 10(b)~图 12(b)可知,传统 FCS-MPC、优化 FCS-MPC 和 FSF-TOS-MPC 策略下的动态电流跟踪反应时间分别为 0.8 ms、0.4 ms 和 0.44 ms。FSF-TOS-MPC 的动态响应速度比传统 FCS-MPC 提高了 45%,虽然比优化 FCS-MPC 略低,但动态性能表现依旧良好。结合上述分析,本文所提 FSF-TOS-MPC 在提升逆变器输出电能质量的同时,也兼具良好的动态性能。

对参考电流突变工况下中点电位的动态平衡情况进行分析。三种策略下直流侧中点电位动态响应波形如图 13 所示。

由图 13 可知,传统 FCS-MPC 的中点电位偏差峰值在 0.2 s 前后分别为 3.2 V 和 1.76 V,中点电位偏差最大;优化 FCS-MPC 通过压缩寻优空间,将 0.2 s 前后中点电位偏差峰值抑制到 1.9 V 和 0.9 V,相较于传统 FCS-MPC,降幅 40% 和 48.8%;FSF-TOS-MPC 进一步将 0.2 s 前后中点电压偏差峰值降至 1.35 V 和 0.7 V,相较优化 FCS-MPC,降幅 28.9% 和 22.2%,中点电位控制能力显著提升。

传统 FCS-MPC 以多目标优化方式平衡中点

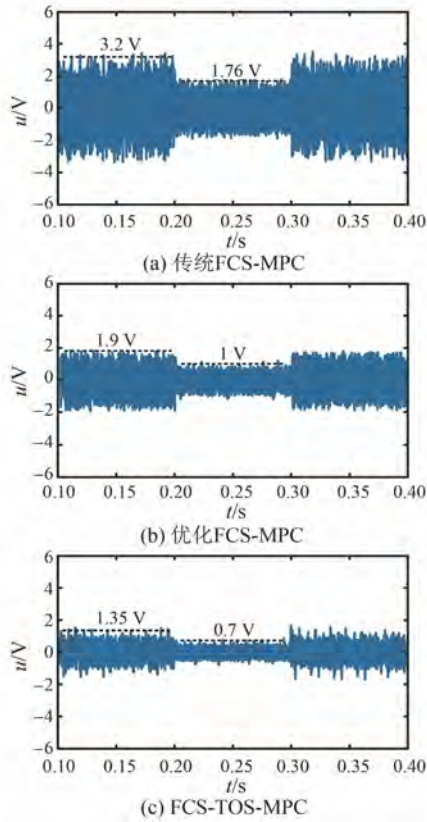


图 13 三种控制策略下直流侧中点电位动态响应波形

Fig. 13 The dynamic response waveforms of the neutral-point potential of the DC side under the three control strategies

电压偏差,其全矢量遍历寻优机制导致开关状态瞬时跳变,电压波动显著;优化 FCS-MPC 采用分区简化寻优算法,缩减参与寻优的基本矢量集,降低复杂度的同时,也降低开关动作的随机性,中点电位调节效率有所提升;FSF-TOS-MPC 通过预选与中点电位平衡强相关的电压矢量序列,降低系统多目标控制难度,对中点电位平衡进行精准调节,中点电位控制能力最强。

进一步,对不同权重系数下的控制效果进行对比。传统 FCS-MPC 策略由于缺乏有效的权重系数整定方案,不同控制目标间的强耦合性导致传统方法难以在复杂工况下实现多目标最优。而本文所提 FSF-TOS-MPC 策略由于在对固定开关频率的矢量序列选取过程中,已优先选取具有平衡中点电位的能力的小矢量,同时满足电流跟踪和电位平衡的需求,二者通过作用时间分配独立优化,避免了权重系数对控制目标优先级的过度干预。

图 14 为在不同权重系数 λ 下,传统 FCS-MPC 与 FSF-TOS-MPC 策略的输出电流 THD 及中点电位的控制情况。

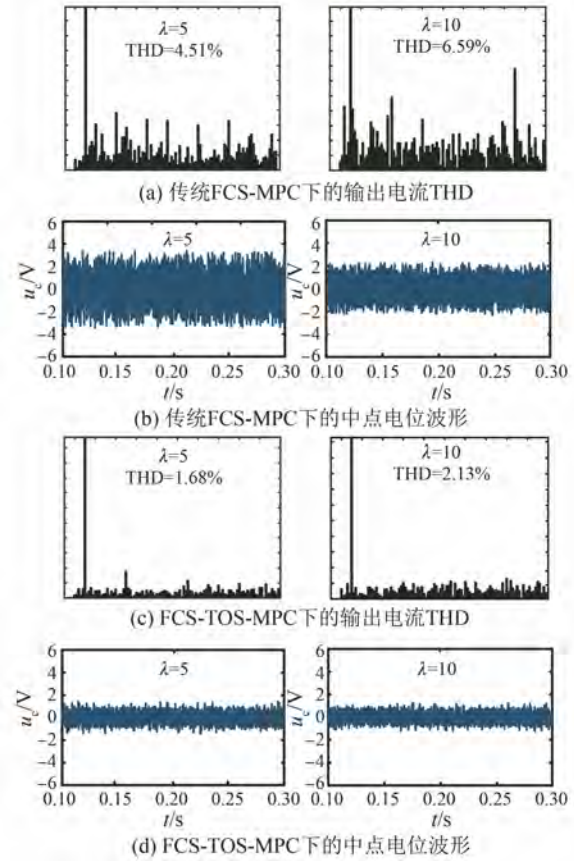


图 14 不同权重系数下的输出电流 THD 及中点电位波形

Fig. 14 Output current THD and neutral-point potential waveforms under different weighting factors

如图 14(a) 和图 14(b) 所示,采用传统 FCS-MPC 的系统在 λ 翻倍时,THD 升高,输出电能质量下降, u_c 降低,中点电位平衡控制增强;如图 14(c) 和图 14(d) 所示,采用 FSF-TOS-MPC 的系统, λ 翻倍对 THD 的影响很小,中点电位平衡控制效果略有提升,证明 λ 对 FSF-TOS-MPC 策略影响较小,在实际应用中无需进行繁琐的试凑整定。

4.1.3 系统参数变化对控制性能的影响

为了验证 FSF-TOS-MPC 策略在系统参数变化时控制性能的稳定性,在负载突变和滤波电感参数偏差工况下,对比传统 FCS-MPC、优化 FCS-MPC 与 FSF-TOS-MPC 的控制性能。

在 0.2 s 时对 A 相负载施加 50% 的突减扰动,系统 A 相输出功率降为额定功率的 50%,系

统给定参考电流不变。仿真结果如图 15 所示。

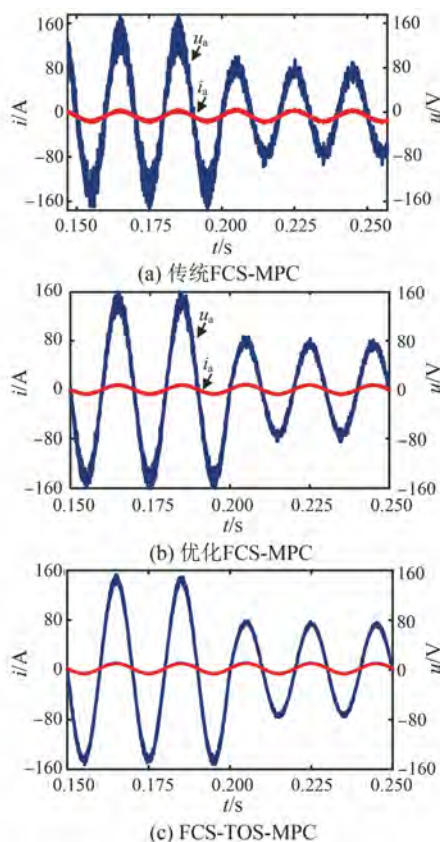


图 15 负载突变下 A 相输出电流、输出电压波形

Fig. 15 Output current and output voltage waveforms of phase A under sudden load change

由图 15 可知,三种控制策略下,A 相输出电压均由 155 V 降至 77.5 V,输出电流依旧为稳定的正弦交流波形。传统 FCS-MPC 策略的输出电压波动最大,控制效果最差;FSF-TOS-MPC 策略最为稳定,电流和电压跟踪快、波动小,控制效果最优。

设置初始电感 $L_m = 5 \text{ mH}$,在 0.3 s 时分别引入 20%、50% 的电感值偏差,分析 FSF-TOS-MPC 策略下,A 相输出电流波形变化情况,仿真结果如图 16 所示。

FSF-TOS-MPC 电流预测模型因参数失配导致误差略微增大,由图 16 (a) 可知,系统引入 20% 电感值偏差时,扰动前输出电流峰值波动 1.25 A,扰动后输出电流峰值波动 1.27 A,可见 20% 电感值偏差对 FSF-TOS-MPC 的控制效果影响甚微。由图 16 (b) 可知,系统引入 50% 电感值偏差时,扰动前输出电流峰值波动 1.3 A,扰

动后输出电流峰值波动 2.04 A,电流控制误差较大;电流谐波在 0.3 s 后明显增大,但仍在可控范围内,电流波形未出现剧烈跳变,证明系统抗干扰能力强、鲁棒性好。

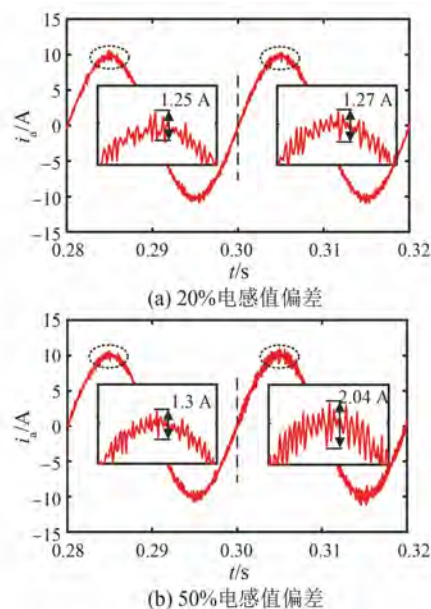


图 16 电感参数偏差时 A 相输出电流波形

Fig. 16 Output current waveforms of phase A at inductor parameter deviation

4.2 试验验证

为了进一步验证本文所提控制策略的有效性,搭建以数字信号处理为控制核心的试验平台,如图 17 所示。试验平台包括:PC 机、直流电压源、辅助电源、数字信号处理控制器、示波器、陶瓷电阻负载以及本文所设计的 NPC 三电平逆变器试验样机。试验参数与仿真参数保持一致。



图 17 NPC 三电平逆变器试验平台

Fig. 17 Test platform of NPC three-level inverter

根据仿真参数的设计要求,当输出电压为 110 V 且基波频率为 50 Hz 时,NPC 三电平逆变器负载侧三相电流试验波形如图 18 所示。NPC 三电平逆变器的输出电流为峰值 10 A 的正弦波,

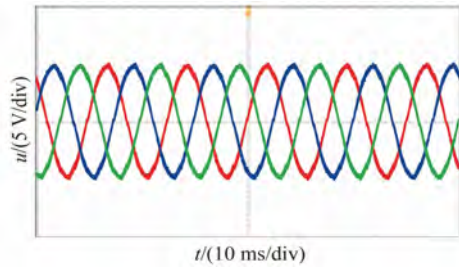


图 18 负载侧三相电流试验波形

Fig. 18 Experimental waveforms of three-phase current on the load side

且各相角度相差 120° , 满足本文的设计要求。

图 19 为 NPC 三电平逆变器 A 相输出电压、输出电流试验波形。输出电压峰值约为 155 V, 对应有效值 110 V; 输出电流为稳定的正弦波形, 其峰值约为 10 A, 可见系统能够快速实现电压、电流相位跟踪, 逆变器的控制性能得到验证。

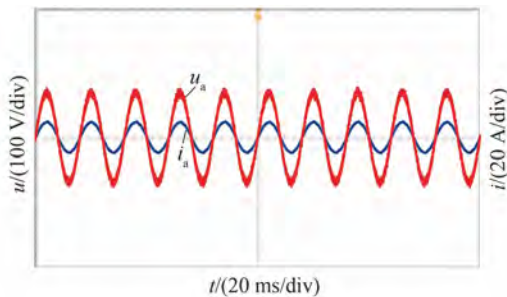


图 19 负载侧 A 相输出电压、输出电流试验波形

Fig. 19 Experimental waveforms of output voltage and output current of phase A on the load side

图 20 为 NPC 三电平逆变器的输出线电压试验波形。可见, NPC 三电平逆变器的线电压呈现五种电平状态, 对应理论分析中的 U_{dc} 、 $U_{dc}/2$ 、0、 $-U_{dc}/2$ 、 $-U_{dc}$, 其波形与理论分析、仿真基本一致, 验证了所提控制策略的正确性。

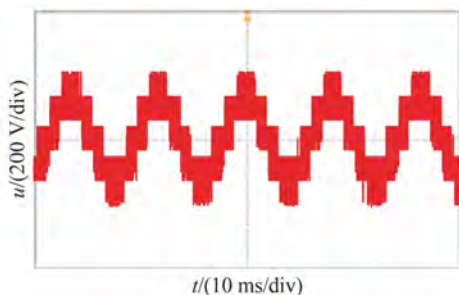


图 20 逆变器侧输出线电压试验波形

Fig. 20 Experimental waveform of output line voltage on the inverter side

图 21 为 NPC 三电平逆变器直流侧上、下电容电压波形。可见, 两个电容的电压值为 200 V 左右, 纹波较小, 满足本文中点电位平衡的设计要求。

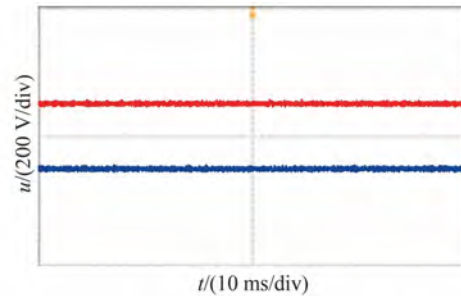


图 21 直流侧电容电压波形

Fig. 21 DC side capacitor voltage waveform

综上, FSF-TOS-MPC 策略下的试验结果与仿真结果基本一致, 均能达到预期的效果。

5 结语

本文基于 FCS-MPC 框架, 针对 NPC 三电平逆变器拓扑, 创新性提出一种 FSF-TOS-MPC 策略。采用空间扇区划分来简化寻优算法, 缩小参与模型预测寻优的基本电压矢量范围, 从而减小运算量。通过预定义各扇区单桥臂切换的三矢量开关序列, 再从中筛选出与中点电位平衡强相关的最优序列, 最后计算各矢量的作用时间, 解决了开关频率不固定的问题, 同时降低了开关损耗, 提高了中点电位的控制能力。

通过仿真对传统 FCS-MPC、优化 FCS-MPC 和本文所提 FSF-TOS-MPC 策略进行不同工况下的对比。仿真结果表明, FSF-TOS-MPC 策略能够确保逆变器在固定开关频率下稳定运行, 从而有效抑制输出电流 THD, 提升系统动态响应特性, 实现中点电位平衡, 且对权重系数变化不敏感, 抗干扰能力强, 鲁棒性好。进一步搭建试验平台对所提策略进行验证, 试验结果与仿真结果基本一致, 验证了所提策略的有效性。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

金宁治和高铭阳进行了方案设计、内容总结与论文撰写,杨红刚和杨晶进行了仿真优化,金宁治和高铭阳参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The schematic design, content summary and paper writing were carried out by Jin Ningzhi and Gao Mingyang. The simulation optimization was carried out by Yang Honggang and Yang Jing. The manuscript was reviewed and revised by Jin Ningzhi and Gao Mingyang. All authors read and agreed to the submission of the final manuscript.

参考文献

- [1] 周汉斌, 杨建, 黄连生, 等. 基于有限状态机的三电平逆变器双矢量模型预测控制策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(11): 155-164.
ZHOU H B, YANG J, HUANG L S, et al. Double-vector model predictive control strategy of three-level inverter based on finite state machine [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(11): 155-164.
- [2] PETROS K, LIEGMANN E, GEYER T, et al. Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges [J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2020, 1: 95-114.
- [3] JIN T, HUANG Y S, LIN Y Z, et al. Model predictive current control based on virtual voltage vector method for parallel three-level inverters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 6049-6058.
- [4] JIN N Z, YANG J, HOU J W, et al. Research on optimized multi-objective FCS-MPC without weighting factors of NPC three-level inverter [J/OL]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2025-01-27. <https://doi.org/10.1002/cta.4449>.
- [5] JIN N Z, HOU J W, JIANG J X, et al. Quasi-Z-source cascaded multilevel inverter with master-division control for photovoltaic grid connection [J/OL]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2024-12-15. <https://doi.org/10.1002/cta.4388>.
- [6] MORA A, CARDENAS R, AGUILERA R P, et al. Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-tied 3L-NPC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8561-8571.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 王德顺, 王开毅, 吕广宪, 等. 基于拓展矢量集的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(10): 9-16.
WANG D S, WANG K Y, LYU G X, et al. Model predictive control of permanent magnet synchronous motor based on extended vector set [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(10): 9-16.
- [10] 唐旭, 储剑波. 一种改进型永磁同步电机模型预测电流控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(12): 13-20.
TANG X, CHU J B. An improved model predictive current control method of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(12): 13-20.
- [11] LEE H, WOO T, KIM S, et al. Improved neutral-point voltage balancing control with time delay compensation and antiwindup loop for a three-level NPC inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 4970-4980.
- [12] MONFARED K K, IMAN-EINI H, NEYSHABOURI Y, et al. Model predictive control with reduced common-mode voltage based on optimal switching sequences for nested neutral point clamped inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(1): 27-38.
- [13] JIN N, DAI D, XIE H, et al. Virtual vector-based FCS-MPC for NPC three-level grid-tied inverter without weighting factor of neutral-point voltage balancing [J]. IEEE Access, 2024, 10: 72806-72814.
- [14] 李耀华, 王孝宇, 吴庭旭, 等. 带 LC 滤波器的永磁同步电机多步模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(11): 21-31.
LI Y H, WANG X Y, WU T X, et al. Multi-step

- model predictive current control of permanent magnet synchronous motor with LC filter [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(11): 21-31.
- [15] BONALA A K, SANDEPUDI S R, MUDDINENI V P, et al. Selective finite-states model predictive control of grid interfaced 3L-NPC PV inverter for inherent capacitor voltage balancing [J]. *IET Power Electronics*, 2018, 11(13): 2072-2080.
- [16] 王洋, 程志江, 李永东. 三电平并网逆变器的模型预测控制[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2018, 30(10): 34-41.
- WANG Y, CHENG Z J, LI Y D. Model predictive control of three-level grid-connected converters [J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2018, 30(10): 34-41.
- [17] 杨勇, 樊明迪, 谢门喜, 等. 三电平三相逆变器快速有限控制集模型预测控制方法[J]. *电机与控制学报*, 2016, 20(8): 83-91.
- YANG Y, FAN M D, XIE M X, et al. Fast finite control set model predictive control method for three-level three-phase inverters [J]. *Electric Machines and Control*, 2016, 20(8): 83-91.
- [18] YANG Y, WEN H, FAN M, et al. Fast finite-switching-state model predictive control method without weighting factors for T-type three-level three-phase inverters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, 15(3): 1298-1310.
- [19] YANG Q F, KARAMANAKOS P, LIEGMANN E, et al. A fixed switching frequency direct model predictive control for neutral-point-clamped three-level inverters with induction machines [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(11): 13703-13716.
- [20] ZHANG X, TAN G J, WU X, et al. Single-phase three-level PWM rectifier predictive control with fixed switching frequency based on current convex optimization [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(10): 12090-12101.
- [21] 肖蕙蕙, 魏苏东, 郭强, 等. 优化开关序列的PWM整流器模型预测控制策略[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(14): 3665-3675+3700.
- XIAO H H, WEI S D, GUO Q, et al. Model predictive control strategy for PWM rectifier with optimized switching sequence [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(14): 3665-3675+3700.
- [22] 叶康权, 曾江, 刘佩. 基于固定开关状态切换的三电平逆变器定频滞环电流控制的仿真分析[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(12): 13-25.
- YE K Q, ZENG J, LIU P. Simulation analysis of fixed frequency hysteresis current control of three-level inverter based on fixed switch state switching [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(12): 13-25.
- [23] ZHANG Z F, SUN Q Z, ZHANG Q Y, et al. A computationally efficient model predictive control method for dual three-phase PMSM of electric vehicle with fixed switching frequency [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2024, 60: 1105-1116.
- [24] YAN Q Z, CHEN H M, ZHAO T R, et al. Optimization of the symmetrical SVPWM for three-level T-type inverters with unbalanced and oscillated neutral-point voltages [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(4): 4026-4037.
- [25] CUI K, WANG C C, ZHOU M L, et al. Comprehensive investigation of space-vector PWM including novel switching sequences for dual three-phase motor drives [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(1): 1350-1362.
- [26] CHEN S W, YANG Y, FAN M D, et al. A simplified optimal switching sequence model predictive control without weighting coefficients for T-type single-phase three-level inverters [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 10(3): 5936-5946.
- [27] 汪逸哲, 黄晟, 廖武, 等. 基于新型虚拟矢量调制方法的IPMSM模型预测电流控制方法[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(8): 2422-2433.
- WANG Y Z, HUANG S, LIAO W, et al. IPMSM model predictive current control method based on a novel virtual vector modulation method [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(8): 2422-2433.
- [28] 陈荣, 舒胡平, 翟凯森. 低复杂度永磁同步电机三矢量固定开关频率模型预测电流控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(9): 3710-3722.
- CHEN R, SHU H P, ZHAI K M. Low-complexity three-vector model predictive current control with fixed switching frequency for PMSM [J].

- Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3710-3722.
- [29] 杨狂彪, 陈鼎新, 石坚. 低复杂度永磁同步电机双矢量模型预测控制策略[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 87-96.
- YANG K B, CHEN D X, SHI J. Low complexity dual vector model predictive control strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 87-96.
- [30] 安一凡, 储剑波, 唐旭. 基于参考电流斜率的永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 22-29+73.
- AN Y F, CHU J B, TANG X. Three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on reference current slope [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(11): 22-29+73.
-
- 收稿日期:2025-03-31
收到修改稿日期:2025-05-12
作者简介:
金宁治(1980-),男,博士,副教授,研究方向为电力电子系统建模与控制及新能源发电技术,sharon0716@126.com;
*通信作者:高铭阳(2000-),男,硕士研究生,研究方向为光伏逆变器控制技术,Gao3864@163.com。