

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2519590

基于自适应模型预测的T型三电平逆变器并网控制^{*}

宋腾飞 阿依姑扎丽·吐鲁洪 徐志森 常清普

(新疆大学电气工程学院 乌鲁木齐 830000)

摘要:针对T型三电平逆变器在传统控制下中点电位波动大、电流纹波和共模电压较大的问题,提出了一种自适应模型预测控制策略,解决了使用模型预测控制中模型参数变化导致控制精确低的问题。通过系统辨识参数变化并进行实时更新,减小了系统扰动对模型预测的影响,提高了中点电位平衡能力,减小了电流纹波和共模电压。并通过MATLAB仿真对上述方法进行了验证,所提方法逆变器输出电流谐波含量为0.75%,最大中点电位波动为2.6V,共模电压峰值为2V,结果表明此方法相比与传统模型预测控制,可以显著提高T型三电平逆变器中点电位平衡、电流纹波和共模电压的控制精度。

关键词:三电平逆变器;模型预测控制;自适应控制;电流纹波;中点电位平衡;共模电压

中图分类号: TM461;TN358 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Grid integration control of T-type three-level inverter based on adaptive model predictive control

Song Tengfei Ayiguzhali Tuluhong Xu Zhisen Chang Qingpu

(School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830000, China)

Abstract: To address the issues of neutral-point potential balancing, current ripple, and common-mode voltage in T-type three-level inverters, an adaptive model predictive control strategy is proposed. This strategy enhances control accuracy by tackling the problem of low precision caused by model parameter variations in conventional model predictive control applications. Through system identification and real-time updating of parameter changes, the impact of system disturbances on model predictions is reduced. MATLAB simulations were conducted to validate the proposed method; the inverter output current exhibited a total harmonic distortion of 0.75%, the maximum neutral-point voltage fluctuation was 2.6 V, and the common-mode voltage peak was 2 V. These results indicate that, compared with conventional model predictive control, the proposed approach significantly enhances the control accuracy of neutral-point potential balancing, output-current ripple and common-mode voltage in T-type three-level inverters.

Keywords: three-level inverter; model predictive control; adaptive control; ripple current; neutral-point voltage balancing; common-mode voltage

0 引言

随着传统化石能源资源的日益枯竭及其带来的环境问题日益凸显,太阳能、风能等可再生能源技术的开发与应用正受到广泛关注。其中,脉宽调制(pulse width modulation, PWM)技术因其在光伏发电、风力发电、电动汽车电机控制以及储能系统等领域的广泛应用,已成为实现可再生能源高效利用的关键支撑技术之一^[1-3]。该技术通过对能量转换过程的精确控制,不仅显著提升了系统效率,延长了设备运行寿命,还增强了电力系统的稳定性。在此背景下,三电平变流器作为PWM技术的重要实现方式,

能够高效地完成直流到交流的能量变换,进一步优化系统整体性能^[4]。与传统两电平变流器相比,三电平变流器在降低输出谐波失真、减小开关器件电压应力、提升变换效率及输出电压质量等方面表现优异,并能有效减少滤波器对系统体积和成本的影响^[5]。因此,三电平变流器在高功率、高电压应用场景中具有广泛的工程应用前景和研究价值^[6-8]。同时,三电平变换器也具有更为明显的中点电位波动和共模电压问题,导致开关应力增加、输出谐波增大和系统稳定性下降等问题^[9-10]。

为了对上述问题进行解决,文献[11]提出了基于冗余矢量的中点电位平衡有限集模型预测控制(finite control

收稿日期:2025-08-13

^{*} 基金项目:新疆维吾尔自治区天池人才计划基础科研项目(XJEDU2023P027)资助

set model predictive control, FCS-MPC), 使用冗余小矢量对 中点电位进行平衡控制, 避免了权重因子的选择, 提高了 中点电位平衡控制的精度。文献[12]提出了一种前馈与 反馈补偿相结合的改进零序电压注入方法, 该方法避免了 复杂占空比计算, 通过前馈控制注入优化零序电压并利用 反馈环节调节 PI 参数, 实现了宽调制比范围内的有效中点 电位平衡控制。文献[13]提出了一种基于调制波分解的背 靠背三电平 NPC 变换器的共模电压消除方法。该方法通 过将原始调制波分解为两个虚拟参考调制波的差, 并利用 虚拟调制波与载波比较生成的虚拟脉宽调制信号进行差运 算, 从而得到实际的 PWM 信号, 实现了共模电压的完全消 除。文献[14]提出一种评价函数, 在模型预测算法的基 础上增加了一个评价因子, 在无需额外的中点电位平衡模 块条件下实现了单相三电平脉冲整流器中点电位平衡。

上述文献通过各种方法对中点电位平衡和共模电压进 行控制, 但上述文献没有考虑到系统参数扰动对控制精度 的影响, 为充分考虑到在系统参数不准确时的控制的影响, 同时, 现有的模型预测和自适应机制相结合仅仅处理单一 目标且在原有的 FCS-MPC 基础上, 增加了状态观测器, 因此, 本文提出了一种基于参数整定的自适应有限集电流模 型预测控制 (adaptive finite control set model predictive control, A-FCS-MPC) 方法, 将带有遗传因子的递推最小二 乘法 (recursive least squares, RLS) 直接用于系统的在线辨 识与更新, 并对输出电流谐波、中点电位平衡和共模电压进 行多目标控制, 增加了控制效果。

1 T 型三电平逆变器 FCS-MPC 控制

T 型三电平逆变器拓扑结构如图 1 所示, S_{xi} ($x=a, b, c; i=1, 2, 3, 4$) 为三电平逆变器的三相开关管, L 为滤波电 感, R 为滤波电阻, e_a, e_b, e_c 为三相并网电压。 u_{dc} 为直流 侧电压, C_1, C_2 为上下母线电压。T 型三电平逆变器的开 关状态与输出电压如表 1 所示^[15]。

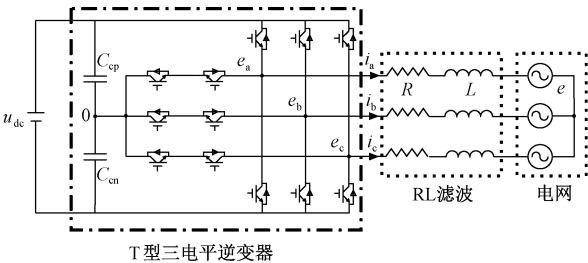


图 1 T 型三电平逆变器拓扑

Fig. 1 Circuit topology of the t-type three-level inverter

T 型三电平逆变器根据开关状态, 每相具有 3 种开关 状态, 共可以产生 27 种开关状态。在 $\alpha\beta$ 坐标系下将基本 矢量划分为零矢量、小矢量、中矢量、长矢量 4 种矢量状 态^[16], 具体如图 2 所示。

根据图 1, 由 KVL 方程, T 型三电平逆变器在 $\alpha\beta$ 坐标

表 1 T 型三电平逆变器的开关状态和输出电压
Table 1 Switching states and output voltages of the T-type three-level inverter

S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	输出电压	输出状态
1	1	0	0	$+u_{dc}/2$	P
0	1	1	0	0	O
0	0	1	1	$-u_{dc}/2$	N

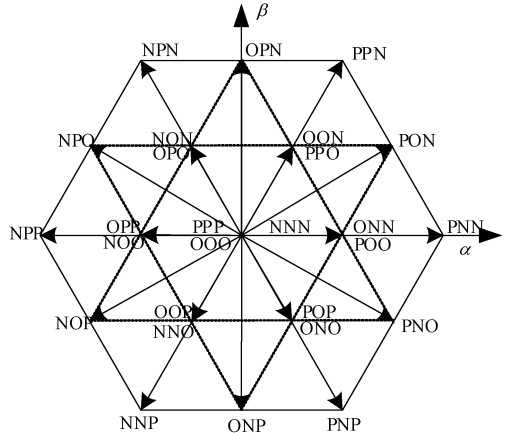


图 2 开关矢量状态

Fig. 2 Switching vector states

系下的数学模型为:

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ u_\beta = Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_a, i_β 为坐标系下的并网电流; u_a, u_β 为坐标系下的 逆变器输出电压; e_a, e_β 为坐标系下的并网电压; R, L 为滤 波电阻和电感。

使用一阶前向欧拉公式对式(1)进行离散化可得:

$$\begin{cases} i_a(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_a(k) + \frac{T_s}{L}(u_a(k) - e_a(k)) \\ i_\beta(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_\beta(k) + \frac{T_s}{L}(u_\beta(k) - e_\beta(k)) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_a(k), i_\beta(k), u_a(k), u_\beta(k), e_a(k), e_\beta(k)$ 分别为第 k 个采样周期的并网电流、逆变器输出电压和并网电压; $i_a(k+1), i_\beta(k+1)$ 为第 $k+1$ 个采样周期的并网电流。

同理, 由图 1 对三电平电容电压建立离散化数学模 型为:

$$\begin{cases} V_{cp}(k+1) = V_{cp}(k) + T_s \frac{i_{cp}(k)}{C} \\ V_{cn}(k+1) = V_{cn}(k) + T_s \frac{i_{cn}(k)}{C} \end{cases} \quad (3)$$

式中: V_{cp}, V_{cn} 为直流侧电容 C_p, C_n 的电压; T_s 为采样频 率; C 为电容容值。

只有电流流经O点时,才产生中点电流,三相电流 $x(x \in \{a,b,c\})$ 满足 $(-|S_x - 1|)i_x(k)$,流经中性点电流为:

$$i_{np}(k) = \sum_{x=a,b,c} (1 - |S_x - 1|)i_x(k) \quad (4)$$

同时因为 $i_a + i_b + i_c = 0$,式(4)整理可得:

$$i_{np}(k) = \sum_{x=a,b,c} (-|S_x - 1|)i_x(k) \quad (5)$$

由图1可知, $i_{np} = i_{cp} - i_{cn}$,联合式(5)可得,上下母线电容电压误差为:

$$\Delta V_{np}(k+1) = \Delta V_{np}(k) + \frac{T_s}{C} i_{np}(k) \quad (6)$$

同理,由图1和基尔霍夫定理,当三相电流 $i_a + i_b + i_c = 0$ 时,可得共模电压为:

$$u_{cm}(k) = \frac{1}{3}(u_{ao}(k) + u_{bo}(k) + u_{co}(k)) \quad (7)$$

使用FCS-MPC策略对T型三电平逆变器并网系统进行控制,将输出电流、中点电位平衡和共模电压进行联合控制优化,为此模型预测的代价函数设计为:

$$g = \lambda_1 |i_a^{ref}(k+1) - i_a(k+1)| + \lambda_1 |i_b^{ref}(k+1) - i_b(k+1)| + \lambda_2 \Delta V_{np}(k+1) + \lambda_3 u_{cm}(k+1) \quad (8)$$

式中: i_a^{ref} 、 i_b^{ref} 为输出电流参考值; λ_1 为电流谐波的权重系数; λ_2 为中点电位的权重系数; λ_3 为共模电压的权重系数。

通过FCS-MPC策略在每个周期对27种开关状态进行计算,得出最优的代价函数值,根据代价函数最优值选择开关状态,对输出电流、中点电位和共模电压进行最优控制。

2 T型三电平逆变器A-FCS-MPC控制

第1节使用FCS-MPC控制对T型三电平逆变器输出电流、中点电位和共模电压进行控制,但是由于系统扰动对T型三电平模型参数产生干扰,造成模型预测的控制不精准,因此使用自适应控制对系统参数进行系统辨识,为了方便控制对式(2)进行简化:

$$\hat{i}_{a,\beta}(k+1) = A\hat{i}_{a,\beta}(k) + B(u_{a,\beta}(k) - e_{a,\beta}(k)) \quad (9)$$

式中: $A = (1 - \frac{RT_s}{L})$, $B = \frac{T_s}{L}$,在自适应控制中A,B都作为未知数,需要自适应观测器对产生进行重新估计。

为了便于计算,由式(9),对系统的参数进行重新定义,定义参数向量为 $\theta(k) = [A(k) \ B(k)]^T$,回归向量为 $\phi(k) = [i_{a,\beta}(k) \ u_{a,\beta}(k) - e_{a,\beta}(k)]$,在k时刻,自适应辨识方程为:

$$\hat{i}_{a,\beta}(k+1) = \phi(k)^T \theta(k) \quad (10)$$

式中: $\hat{i}_{a,\beta}(k+1)$ 为逆变器输出电压估计值,误差可表示为:

$$E_{a,\beta}(k+1) = \hat{i}_{a,\beta}(k+1) - i_{a,\beta}(k+1) \quad (11)$$

式中: $i_{a,\beta}(k+1)$ 为逆变器输出电流; $\theta(k)$ 为参数向量; $\phi(k)$ 为回归向量。

使用递归最小二乘法最小化每个时间步的预测误差来递归地更新模型参数,引入卡尔曼增益:

$$K(k) = \frac{P(k)\phi(k)}{\lambda + \phi(k)^T P(k)\phi(k)} \quad (12)$$

式中: $P(k)$ 为系统的协方差矩阵,反应当前估计值的精度; $\phi(k)$ 为回归向量; λ 为衰减因子。

由式(11)、(12)可得,参数向量的误差方程为:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + K(k)E_{a,\beta}(k+1) \quad (13)$$

式中: $K(k)$ 为卡尔曼增益, $E_{a,\beta}(k+1)$ 为逆变器输出电流误差。

同时,为保证系统在进行参数更新时同时对误差影响进行兼顾,对协方差方程进行更新,通过更新协方差矩阵,递归最小二乘法能够动态调整对未来观测值的“信任程度”,从而优化参数更新。协方差更新方程为:

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda} [P(k) - K(k)\phi(k)^T P(k)] \quad (14)$$

由此可得经过自适应系统辨识,去除系统扰动的T型三电平逆变器并网系统的参数。针对经过去除扰动后对FCS-MPC对输出电流、中点电位平衡和共模电压的价值函数进行重新评估,可得:

$$g = \lambda_1 |i_a^{ref}(k+1) - i_a^*(k+1)| + \lambda_1 |i_b^{ref}(k+1) - i_b^*(k+1)| + \lambda_2 \Delta V_{np}^*(k+1) + \lambda_3 u_{cm}^*(k+1) \quad (15)$$

式中: $i_a^*(k+1)$ 和 $i_b^*(k+1)$ 为经过自适应参数整定的逆变器输出电流; $V_{np}^*(k+1)$ 为经过自适应参数整定的直流侧中点电位; $u_{cm}^*(k+1)$ 为经过自适应参数整定逆变器共模电压。

本文提出的自适应模型预测控制方法的控制框图如图3所示。

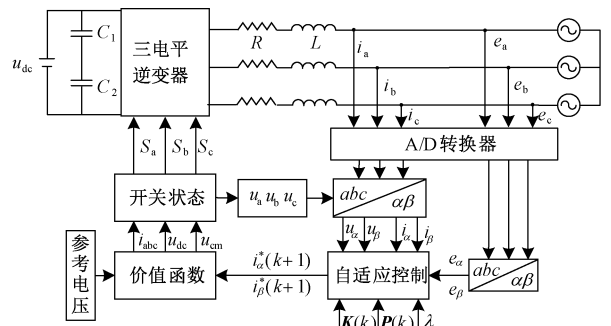


图3 A-FCS-MPC策略结构框图

Fig. 3 Structure of A-FCS-MPC strategy

3 系统稳定性分析

在考虑到系统的真实扰动时,对式(11)进行整理分解得:

$$E_{a,\beta}(k+1) = \hat{i}_{a,\beta}(k+1) - i_{a,\beta}(k+1) - \phi(k)^T \theta(k) + \varepsilon(k+1) \quad (16)$$

式中: $\phi(k)$ 为系统回归向量; $\theta(k)$ 为系统参数向量;

$\boldsymbol{\varepsilon}(k+1)$ 为系统扰动。

假设, $\exists \bar{\phi} > 0$, 使 $\|\boldsymbol{\phi}(k)\| \leq \bar{\phi}$; $\exists \bar{o} > 0$, 使 $\|\boldsymbol{\varepsilon}(k+1)\| \leq \bar{o}$; 遗忘因子 $0 < \lambda < 1$, 且 $\mathbf{P}(0) > 0$; 代价函数权重矩阵 $\mathbf{W} > 0$, 且代价函数 $\lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0$ 。由式(13)和(16)联合可得参数误差为:

$$\boldsymbol{\theta}(k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\phi}(k)^T]\boldsymbol{\theta}(k) + \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varepsilon}(k+1) \quad (17)$$

式中: \mathbf{I} 为 2×2 的单位矩阵; $\mathbf{K}(k)\boldsymbol{\phi}(k)^T$ 为参数修正算子; $\mathbf{K}(k)\boldsymbol{\varepsilon}(k+1)$ 为参数漂移。

由式(17)作为系统的控制输入, 构造基于系统误差的 Lyapunov 函数:

$$\mathbf{V}(k) = \boldsymbol{\theta}(k)^T \mathbf{P}(k)^{-1} \boldsymbol{\theta}(k) \quad (18)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}(k)$ 为系统参数误差; $\mathbf{P}(k)$ 为协方差更新方程。

由式(14)和(12)可得逆矩阵方程为:

$$\mathbf{P}(k+1)^{-1} = \lambda \mathbf{P}(k)^{-1} + \boldsymbol{\phi}(k)\boldsymbol{\phi}(k)^T \quad (19)$$

式中: λ 为遗传因子; $\mathbf{P}(k)$ 为协方差更新矩阵; $\boldsymbol{\phi}(k)$ 为系统回归向量。

计算 Lyapunov 函数差分, 进行稳定性分析, 即:

$$\Delta \mathbf{V}(k) = \mathbf{V}(k+1) - \mathbf{V}(k) = -\frac{(\boldsymbol{\phi}(k)^T \boldsymbol{\theta}(k))^2}{\lambda + \boldsymbol{\phi}(k)^T \mathbf{P}(k) \boldsymbol{\phi}(k)} +$$

$$\frac{1}{\lambda} \boldsymbol{\varepsilon}(k+1)^T \mathbf{K}(k)^T \mathbf{P}(k+1)^{-1} \mathbf{K}(k) \boldsymbol{\varepsilon}(k+1) \quad (20)$$

因为 $\|\mathbf{K}(k)\| \leq \|\mathbf{P}(k)\boldsymbol{\phi}(k)\|/\lambda$, 且 $\mathbf{P}(k) > 0$, 所以存在常数 $c_k > 0$, 使得:

$$\Delta \mathbf{V}(k) \leq -\frac{(\boldsymbol{\phi}(k)^T \boldsymbol{\theta}(k))^2}{\lambda + \boldsymbol{\phi}(k)^T \mathbf{P}(k) \boldsymbol{\phi}(k)} + \frac{c_k}{\lambda} \|\boldsymbol{\varepsilon}(k+1)\|^2 \quad (21)$$

在 $\exists \bar{o} > 0$, 使 $\|\boldsymbol{\varepsilon}(k+1)\| \leq \bar{o}$; 得 $\Delta \mathbf{V}(k) \leq 0$, 推出 $\boldsymbol{\theta}(k) \rightarrow 0$, 证明了 Lyapunov 函数的收敛, 所以系统稳定, 在理论层面上保证了 A-FCS-MPC 控制的有效性。

4 仿真验证与分析

为了验证自适应模型预测控制对 T 型三电平逆变器电流纹波、中点电位平衡和共模电压控制有效性, 在 MATLAB-Simulink 建立了自适应模型预测控制的 T 型三电平逆变器仿真模型, 具体参数如表 2 所示, 两个控制方法的权重系数 $\lambda_1 = 1, \lambda_2 = 1$ 和 $\lambda_3 = 1$, 同时将所提出的方法于传统的模型预测方法进行对比分析, 验证了所提出的自适应模型预测控制对逆变器输出电流纹波、中点电位平衡共模电压控制的有效性。

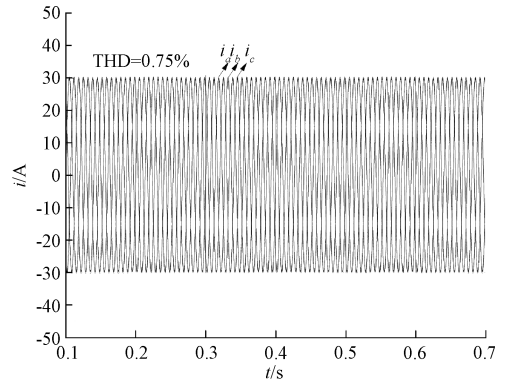
4.1 电流纹波对比

在滤波电感在 10 和 5 mH 下, 由在保持传统 FCS-MPC 与所提 A-FCS-MPC 基本参数一致的前提下, 两种控制策略下的三相并网电流波形如图 4 和 5 所示。在滤波电感在 10 mH 时, 图 4(a) 显示, 传统 FCS-MPC 策略下, 由于逆变器参数扰动导致模型失配, 其三相输出电流的控制精度较低, 且谐波含量 THD=1.31%。相比之下, 图 4(b) 表

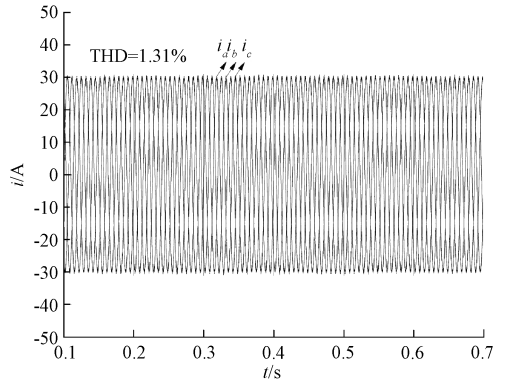
表 2 并网逆变器参数

Table 2 Grid-connected inverter parameters

参数	数值
直流侧电压 u_{dc}/V	520
直流侧电容 ($C_{cp} = C_{cn})/\mu F$	4 700
电网电压 e_n/V	220
电网频率 f/Hz	50
参考电流 i^{ref}/A	40
网侧滤波电感 L/mH	10
网侧等效电阻 R/Ω	10
逆变器采样频率 $T_s/\mu s$	50



(a) A-FCS-MPC



(b) FCS-MPC

图 4 滤波电感为 10 mH 时两种控制方法的并网电流

Fig. 4 Grid-connected current under two control methods with a 10 mH filtering inductor

明, 所提 A-FCS-MPC 能够对系统参数扰动进行在线估计与补偿, 从而显著提升了系统的控制精度, 并有效降低了输出电流的谐波含量, 其总谐波畸变率降至约 0.75%。在滤波电感在 5 mH 时, 由于滤波电感值减低, 滤波能力减弱, 提出的 A-FCS-MPC 和传统 FCS-MPC 的谐波含量都有所增大, A-FCS-MPC 控制方法的谐波含量为 1.69%, FCS-MPC 控制方法的谐波含量为 2.95%, 相比之下, 在较小的滤波电感时, 本文提出的 A-FCS-MPC 仍具有较好的输出电流波形。

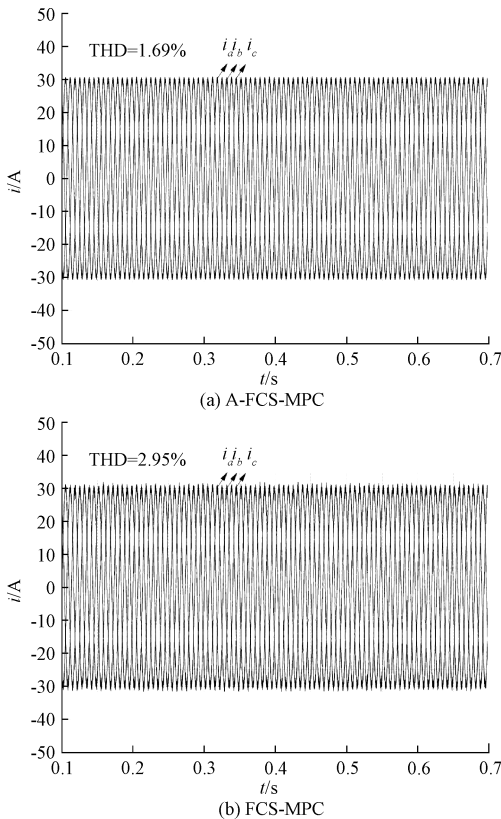


图5 滤波电感为5 mH时两种控制方法的并网电流
Fig. 5 Grid-connected current under two control methods with a 5 mH filtering inductor

4.2 输出电流动态响应对比

在T型三电平逆变器并网控制系统中,为验证负载突减对此两种控制策略的影响, $t=0.4\text{ s}$ 时将参考电流幅值由30 A阶跃降至15 A。图6展示了系统负载突变时,两种控制策略的动态性能仿真对比结果。仿真表明,传统FCS-MPC与A-FCS-MPC均具备良好的动态响应能力,可快速跟踪参考电流变化。然而,负载减小使系统进入轻载,导致两种策略的输出电流纹波均显著增大。具体而言,采用传统FCS-MPC时,逆变器输出电流THD由突变前的1.31%增加至2.52%;而采用本文提出的A-FCS-MPC方法时,THD由0.75%增至1.64%。对比可见,在负载轻载工况下,本文所提A-FCS-MPC方法具有更优的输出电流控制效果。

同时为验证负载突增对两种控制策略的影响, $t=0.4\text{ s}$ 时将参考电流幅值由30 A阶跃增至45 A。图7展示了系统负载突增时,两种控制策略的动态性能仿真对比结果。仿真表明,传统FCS-MPC与A-FCS-MPC均具备良好的动态响应能力,可快速跟踪参考电流变化。然而,负载增加导致系统进入过载状态,两种策略的输出电流纹波均显著增大。具体而言,采用传统FCS-MPC时,逆变器输出电流THD由突变前的1.31%增加1.75%;而采用本文提出的

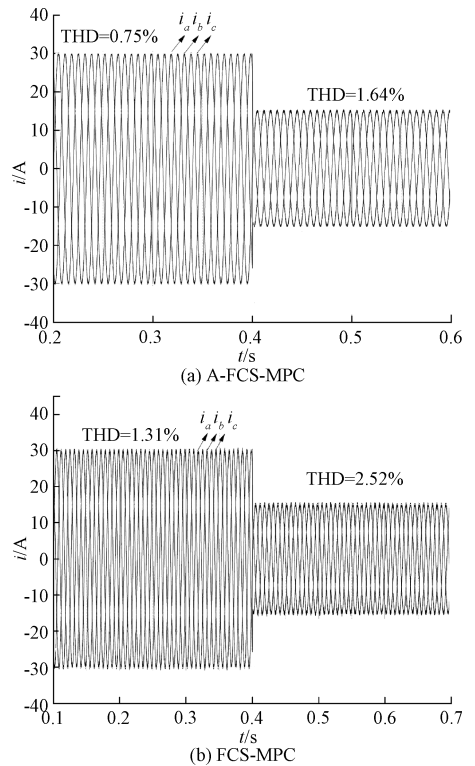


图6 负载突减输出电流动态仿真波形
Fig. 6 Dynamic simulation waveform of output current during load sudden reduction

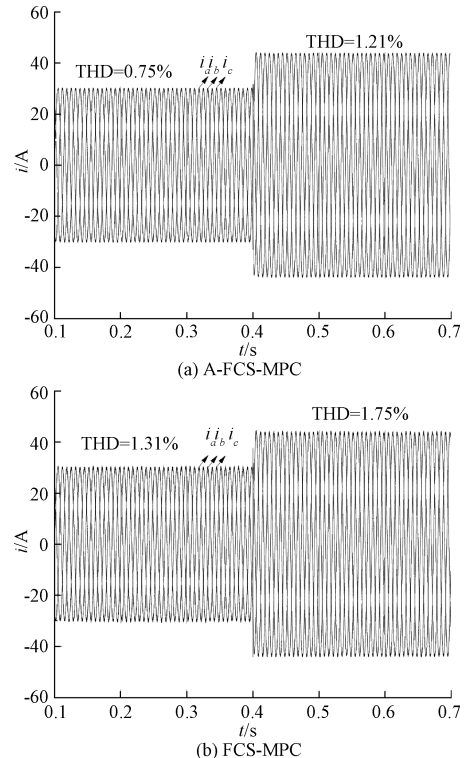


图7 负载突增输出电流动态仿真波形
Fig. 7 Dynamic simulation waveform of output current during load surge

A-FCS-MPC 方法时, THD 由 0.75% 增至 1.21%。对比可见, 在负载重载工况下, 本文所提 A-FCS-MPC 方法具有更优的输出电流控制效果。

4.3 中点电位平衡控制对比

在上下母线电容给定参考值为 260 V 时, 在相同参数, 中点电位权重因子为 1 时, 对两种控制策略的中点电位平衡性能进行分析。如图 8 所示, 传统的 FCS-MPC 上下母线电容电压在 260 V 上下变化, 平均差值为 5 V 以下, 相比之下, 本文所提 A-FCS-MPC 上下母线电容电压在 260 V 波动较小, 平均差值为 3 V 以下, 由此可以相较于传统 FCS-MPC, 本文所提出的 A-FCS-MPC 具有更好的中点电位控制能力, 对中点电位平衡的控制能力提升到了 40%。

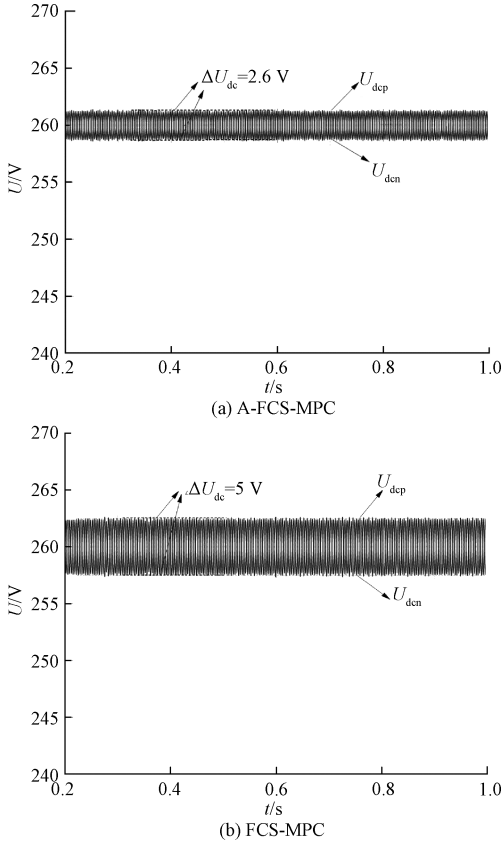


图 8 直流侧中点电位波形

Fig. 8 DC-side neutral-point voltage waveform

4.4 共模电压对比

图 9 展示了两种控制策略的共模电压波形及其局部放大图。两种策略均能有效抑制共模电压幅值, 使其在零电平附近波动。局部放大图显示, 本文所提 A-FCS-MPC 的共模电压最大波动幅值约为 2 V; 而 FCS-MPC 的最大波动幅值约为 4 V。对比结果表明, 相较于传统 FCS-MPC, 所提 A-FCS-MPC 方法在共模电压抑制性能上具有显著提升。

4.5 权重系数灵敏度分析

为验证权重系数的选择对中点电位平衡的影响, 在

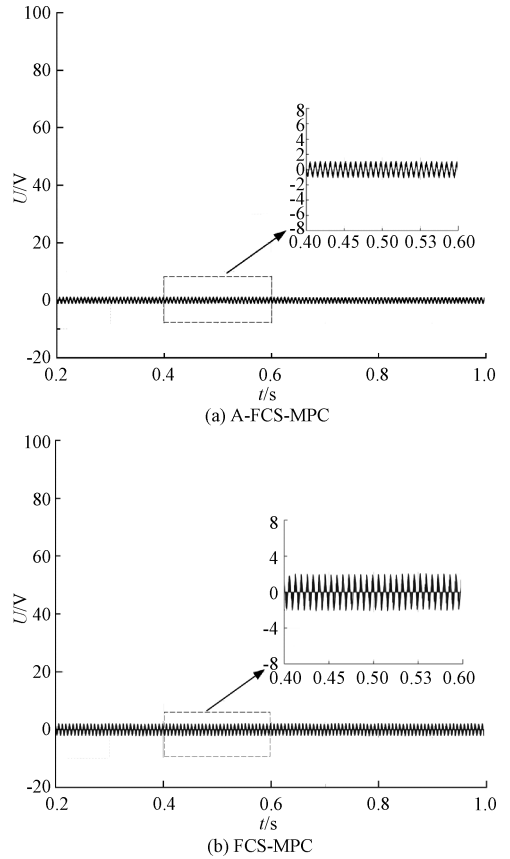


图 9 共模电压波形

Fig. 9 Common-mode voltage waveform

$\lambda_1 = 1, \lambda_3 = 1$ 时分别验证了 $\lambda_2 = 0.1, \lambda_2 = 1, \lambda_2 = 10, \lambda_2 = 100$ 时对中点电位平衡的影响, 结果如图 10 所示, 当权重系数 $\lambda_2 = 0.1$ 时, 上下电压最大差值 $\Delta U_{dc} = 6$ V, 当权

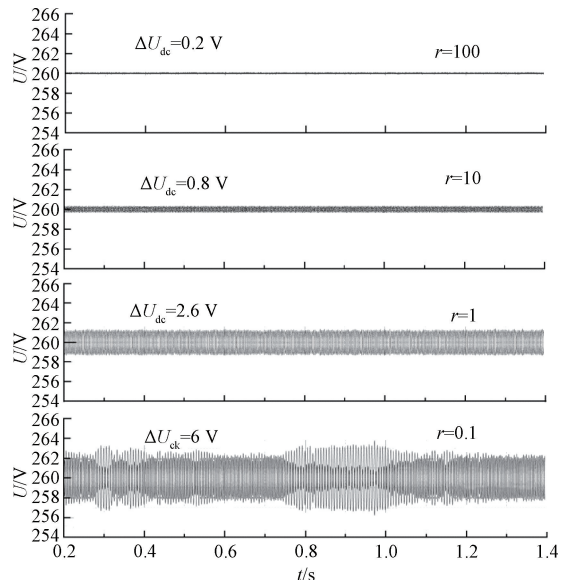


图 10 权重系数对中点电位的影响

Fig. 10 The influence of weight coefficients on the midpoint potential

重系数 $\lambda_2 = 1$ 时,上下电压最大差值 $\Delta U_{dc} = 2.6 \text{ V}$,当权重系数 $\lambda_2 = 10$ 时,上下电压最大差值 $\Delta U_{dc} = 0.8 \text{ V}$,当权重系数 $\lambda_2 = 100$ 时,上下电压最大差值 $\Delta U_{dc} = 0.2 \text{ V}$,由此可见,随着权重系数的增大,中点电位控制效果逐渐增强,上下母线电压波动减小。

为验证权重系数的选择对输出电压谐波的影响,在 $\lambda_2 = 1, \lambda_3 = 1$ 时分别验证了 $\lambda_1 = 0.01, \lambda_1 = 0.1, \lambda_1 = 1, \lambda_1 = 10, \lambda_1 = 100$ 时电流谐波的影响,结果如图 11 所示,横轴为权重系数大小,纵轴为电流输出谐波,随着权重系数的增大,输出电流谐波减小。

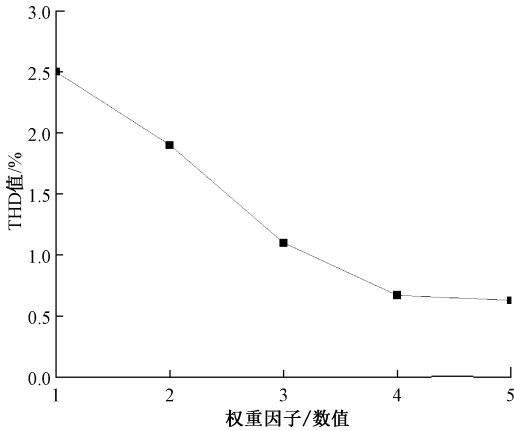


图 11 权重系数对输出电流谐波的影响

Fig. 11 The influence of weighting coefficients on the harmonic components of the output current

5 结 论

本文在传统模型预测控制的基础上,提出了一种基于自适应模型预测控制的 T 型三电平并网控制方法,对并网系统控制进行了优化,并得出以下结论:

通过自适应控制对系统模型的参数整定,降低了参数扰动对系统控制的影响。

相比于传统的 FCS-MPC 控制,此方法有效提高了输出电流纹波、中点电位平衡和共模电压控制。

参考文献

[1] NGUYEN LE H P, PHAM D K, NGUYEN N V. Analyses, modelling, and SVPWM control of a three-level T-NPC inverter to reduce common-mode voltage under open-circuit fault in a neutral-point switch[J]. IEEE Access, 2024, 12:104708-104727.

[2] MURUGAN O G, PANDARINATHAN S, LAKSHMANAN S A, et al. A new PWM technique with single phase switched-capacitor high-gain multilevel inverter for photovoltaic applications[J]. IEEE Access, 2024, 12: 191573-191585.

[3] 叶满园,陈乐,康力璇. 基于载波自由度的改进载波移相 PWM 技术[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3):

134-142.

YE M Y, CHEN L, KANG L X. Improved carrier phase shift PWM technology based on carrier degrees of freedom[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3): 134-142.

[4] 侯波,刘唐旺. 基于非线性扰动观测器的三相 PWM 整流器滑模控制[J]. 电子测量技术, 2024, 47(15): 89-100.

HOU B, LIU T W. Nonlinear disturbance observer-based sliding-mode control for three-phase PWM rectifiers[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(15): 89-100.

[5] 陈铭芸,何怡刚,赵莹莹. 基于开关状态的三电平 NPC 整流器开路故障诊断[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(7): 62-71.

CHEN M Y, HE Y G, ZHAO Y Y. Open-circuit fault diagnosis of three-level NPC rectifier based on switching states[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(7): 62-71.

[6] LUO S H, WU F J, WANG G ZH. Single-stage hybrid three-level DAB type resonant AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(1):799-807.

[7] YEPES A G, DOVAL-GANDOY J, TOLIYAT H A. Improvement in DC-link utilization with reduced current and torque deterioration for five-phase drives by combination of circulating-current filters and simple carrier-based PWM based on closed-form expressions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(2):960-971.

[8] 裘星熠,胡亮灯,郭城,等. 三电平多相 H 桥变频器中点电压调控方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(4): 1550-1563.

QIU CH Y, HU L D, GUO CH, et al. Neutral-point voltage control method of three-level multi-phase H-bridge inverter[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2025, 45(4): 1550-1563.

[9] LIU Z CH, CHENG X Y, PENG X K, et al. A review of common-mode voltage suppression methods in wind power generation [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2024, 203: 114773.

[10] SUN X D, ZHU Y L, CAI Y F, et al. Optimized-sector-based model predictive torque control with sliding mode controller for switched reluctance motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 39(1): 379-388.

[11] 王勋嵩,李锐华,许嘉杰,等. 基于冗余矢量的 T 型三电平双向变换器中点电位平衡模型预测控制[J]. 高电压

- 技术, 2024, 50(3): 1264-1271.
- WANG X S, LI R H, XU J J, et al. Model predictive control for midpoint potential balance of T-type three-level bidirectional converter based on redundant vector [J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 1264-1271.
- [12] 张建忠, 胡路才, 徐帅. 一种零序电压注入的 T 型三电平逆变器中点电位平衡控制方法 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 807-816.
- ZHANG J ZH, HU L C, XU SH. Neutral potential balance control method of T-type three-level inverter with zero-sequence voltage injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 807-816.
- [13] 徐晓娜, 王奎, 李永东. 基于调制波分解的背靠背三电平变换器共模电压消除方法 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2957-2969.
- XU X N, W K, LI Y D. A common-mode voltage elimination method based on modulation signal decomposition for the back-to-back three-level converter [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2022, 42(8): 2957-2969.
- [14] 周冠卿, 张国荣, 解润生, 等. 改进的三电平逆变器变虚拟空间矢量调制策略 [J]. 电力系统自动化, 2023, 47(1): 172-182.
- ZHOU G Q, ZHANG G R, XIE R SH, et al. Improved variable virtual-space-vector modulation strategy for three-level inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(1): 172-182.
- [15] 薛贵景, 刘计龙, 李科峰, 等. 有源中点钳位三电平逆变器中点电位优化控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(10): 3996-4007.
- XUE G J, LIU J L, LI K F, et al. Optimized control strategy for the neutral point potential of ANPC-3L inverter [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2025, 45(10): 3996-4007.
- [16] 郑伟杰, 周扬忠, 钟天云, 等. 基于扩充虚拟矢量的永磁同步电动机模型预测直接转矩控制 [J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(7): 296-304.
- ZHENG W J, ZHOU Y ZH, ZHONG T Y, et al. Model predictive instantaneous torque control of permanent magnet synchronous motor based on finite voltage vector set optimization [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(7): 296-304.

作者简介

宋腾飞, 硕士, 主要研究方向为电力电子技术、多目标模型预测控制等。

E-mail: 107552301538@stu.xju.edu.cn

阿依姑扎丽·吐鲁洪(通信作者), 副教授, 研究生导师, 主要研究方向为电力电子变换及控制技术、高频变压器设计、新能源发电及控制等。

E-mail: lazugia@xju.edu.cn

徐志森, 硕士, 主要研究方向为电力电子技术、高频变压器等。

E-mail: 107552304527@stu.xju.edu.cn

常清普, 硕士, 主要研究方向为电力电子技术、制氢电源等。

E-mail: 107552304482@stu.xju.edu.cn