



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2409311

引用格式:舒立三. 列车牵引变流器无偏模型预测控制及采样噪声抑制策略[J]. 科学技术与工程, 2025, 25(22): 9363-9370.

Shu Lisan. Unbiased model predictive control and sampling noise suppression strategy on traction converter[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(22): 9363-9370.

电工技术

列车牵引变流器无偏模型预测控制及 采样噪声抑制策略

舒立三

(铁四院(湖北)工程监理咨询有限公司, 武汉 430000)

摘要 列车牵引变流器高压直流母线电压存在电压波动,对牵引系统输出电能质量存在较大影响,因此需提高中间级 DC/DC 变换器的响应速度以减小高低压侧功率耦合。以列车牵引变流器中间级 DC/DC 变换器为研究对象,针对模型预测控制存在的对电路参数高敏感性和易受噪声干扰的固有问题,提出了一种无偏模型预测控制及采样噪声抑制策略。首先对双桥串联谐振变换器的工作原理及稳态误差产生原因进行分析,设计了基于递归最小二乘算法的控制目标反馈校正方法以消除其稳态误差。其次,引入噪声抑制系数,通过简单有效的方法降低了控制量对控制目标的敏感度。进而,采用虚拟电流代替实际电流采样值,进一步降低系统成本。最后搭建实验平台,验证了所提控制策略在稳态和动态性能上的提升。

关键词 隔离式 DC/DC 变换器;模型预测控制;递归最小二乘算法;采样噪声;无电流传感器控制

中图分类号 TM46;

文献标志码 A

Unbiased Model Predictive Control and Sampling Noise Suppression Strategy on Traction Converter

SHU Li-san

(China Railway Siyuan Engineering (Hubei) Supervision Consulting Co., Ltd., Wuhan 430000, China)

[Abstract] The voltage fluctuations in the high-voltage DC bus of the train traction converter have a significant impact on the output power quality of the traction system. Therefore, it is necessary to improve the response speed of the intermediate stage isolated DC/DC converter to reduce the power coupling between the high-voltage stage and the low-voltage stage. Taking the isolated DC/DC converter as the research object, an unbiased model predictive control and sampling noise suppression strategy was proposed to address its inherent problems of high sensitivity to circuit parameters and susceptibility to sampling noise. Firstly, the operation principle of the dual-bridge series resonant converter and the causes of the steady-state errors were analyzed, and a feedback correction method based on recursive least square algorithm was designed to eliminate the steady-state error. Then, the introduction of noise suppression coefficient reduces the sensitivity of the control variable to the control target through a simple and effective method. Furthermore, the virtual current was utilized in predictive model instead of the actual current sampling value, and it further reduces the system costs. Finally, an experimental platform was built to verify the improvement of the proposed strategy in both steady-state and dynamic performance.

[Keywords] isolated DC/DC converter; model predictive control; recursive least square algorithm; sampling noise suppression; current sensorless control

随着中国铁路行业的快速发展,车载高功率密度电力电子变压器(power electronic transformer, PET)成为下一代高速列车的关键装备^[1]。相比于传统工频牵引变流器,PET具有高效率、轻量化、高功率密度等优势^[2-4]。模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)型电力电子变压器的列车牵引系统包括前级 MMC 整流器、中间级隔离

DC/DC 变换器和后级三相逆变器。MMC 直流侧电压高达数十千伏,中间级隔离 DC/DC 变换器通常采用输入串联输出并联(input series output parallel, ISOP)拓扑^[5]。列车运行过程中,高压侧直流母线电压存在电压脉动,影响低压交流侧电能质量,因此提高中间级 DC/DC 变换器响应速度、降低高压母线脉动对低压交流侧电能质量的影响尤为重要。

收稿日期:2024-12-16; 修订日期:2025-05-15

作者简介:舒立三(1984—),男,苗族,湖南怀化人,硕士,副总工程师。研究方向:电力电气化。E-mail:hjz_8267@163.com。

投稿网址:www.stae.com.cn

要^[6]。双有源桥串联谐振变换器(dual-bridge series resonant converter, DBSRC)具有高效率、高功率密度、无直流偏磁等优势,因此本文研究中以该拓扑做为研究对象。

针对中间级直流变换器动态性能的提升,现有文献提出了负载电流前馈控制^[7]、输入电压前馈控制^[8]、模型预测控制^[9-10]等策略,其中模型预测控制(model predictive control, MPC)具有响应速度快、易于增加约束条件、多目标优化等优势,近年来逐渐被应用于电力电子领域。然而模型预测控制本质为开环控制,预测模型的偏差会影响控制目标的精度,且模型预测控制优异的动态性能依赖于其对控制目标偏差的高敏感性,较小的采样噪声即会引起控制量的剧烈变化^[11]。

针对模型预测控制下控制目标存在对电路参数高敏感性的固有问题,现有文献主要通过引入反馈校正的方法解决。文献[12]提出了一种虚拟功率控制策略,使得预测移相角的大小仅与输入输出电压测量值和虚拟功率相关,但虚拟功率的求解依赖比例积分(proportional-integral, PI)控制环路,需要对不同工况下PI参数进行整定。此外,部分文献通过引入参数辨识算法对电路参数代入值进行校正。文献[13]将模型预测控制与递归最小二乘算法结合,实现了预测控制下多模块变换器均功率运行;文献[14]采用梯度下降法对高频变压器漏感进行估计。但上述解决方法均增加了控制器计算负担。

模型预测控制下变换器系统的快速动态响应依赖于其对控制目标偏差的高敏感性,但这也大大降低了其应对外界扰动时的稳定性。文献[15]分析了开关噪声、量化噪声和测量噪声产生的机理及其对变换器的影响,并提出了部分硬件解决方案,但这些方法显著增加了系统成本。部分文献采用软件滤波的方法抑制噪声的影响^[11,16],但其对控制器算力要求较高。文献[17]提出了一种基于虚拟电容的噪声抑制策略,在不增加计算负担的前提下,有效限制了采样噪声对控制量的影响。

针对此现状,现提出一种无偏模型预测控制策略。该策略通过递归最小二乘算法解决由模型参数失配引起的控制目标稳态误差,在此基础上引入噪声容限系数,以极低的计算代价降低控制量对采样噪声的敏感度。首先对DBSRC工作原理进行概述;其次分析传统模型预测控制误差来源,并引入递归最小二乘算法对预测模型进行反馈校正;再次,借鉴文献[17]提出一种简单高效的采样噪声抑制策略,并分析无电流传感器控制的有效性;最后对前文所提方法进行实验验证。

1 工作原理

图1为双有源串联谐振变换器拓扑结构图,其由两组全桥模块(包含开关管 $Q_1 \sim Q_8$ 及其反并联二极管)、高频变压器(匝数比为 $n:1$)、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 组成。 V_1 和 V_2 分别为变换器两侧电压, I_1 和 I_2 分别为变换器两侧电流, C_1 和 C_2 分别为直流侧支撑电容。忽略高频变压器漏感,谐振电容和谐振电感串联阻抗可表示为

$$X_r = 2\pi f_s L_r - 1/2\pi f_s C_r \quad (1)$$

式(1)中: f_s 为开关管 $Q_1 \sim Q_8$ 的开关频率,其大小略大于谐振频率 $\omega_r = 1/2\pi \sqrt{L_r C_r}$ 。

双有源串联谐振变换器通常采用定频移相调制策略对传输功率进行控制,即通过控制各组开关管(以上下两互补开关管为一组)驱动信号相位差,实现功率的双向流动。本文聚焦于变换器动态性能优化,此处不再进行多重移相调制策略分析。图2为单移相调制下系统工作波形。由于三角函数的正交性,不同频次电压与电流乘积为零,而由 L_r 和 C_r 组成的谐振腔端电压 V_r 的频率与谐振频率接近,谐振电流 i_r 接近正弦波,高次谐波含量极少,因此变换器传输功率可由基波分析法近似计算,其近似过程将在下文进行分析。

图3为DBSRC等效电路图。当系统处于稳态时,由于支撑电容的作用变换器两侧电压几乎不变,因此谐振腔端电压可由两不同相位的方波电压

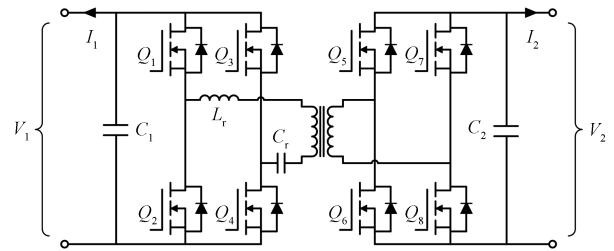
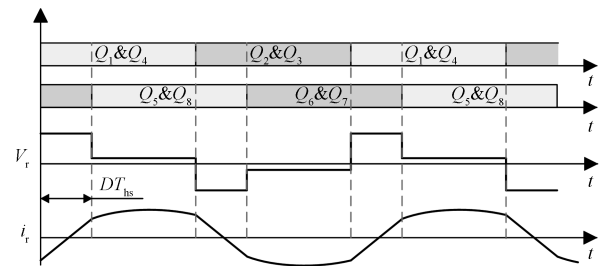


图1 双有源桥串联谐振变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of dual-bridge series resonant converter



i_r 为流过谐振电感的电流; D 为移相占空比; T_{bn} 为半开关周期;

V_r 为谐振电容和谐振电感端电压之和

图2 工作波形

Fig. 2 Operation waveforms

叠加而成。对谐振腔端电压进行傅里叶分解并仅考虑开关频次基波分量,可得

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_1 \\ \dot{U}_2 = \frac{2\sqrt{2}nV_2}{\pi}(\cos\varphi - j\sin\varphi) \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中: $\varphi = \pi D$,其中 D 为图2所示移相占空比大小。

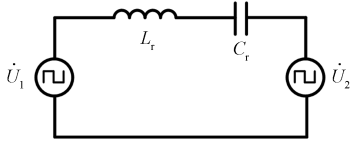


图3 等效电路图

Fig. 3 Diagram of equivalent circuit

流过谐振腔的电流 $\dot{I} = (\dot{U}_1 - \dot{U}_2)/X_r$,其中 $X_r = \omega_s L_r - 1/\omega_s C_r$, ω_s 为开关角频率。变换器有功功率可由端口电压向量和电流向量的共轭复数之积求得,即

$$\dot{S} = \dot{U} \dot{I}^* = P + jQ \quad (3)$$

式(3)中: P 、 Q 分别为端口有功功率和无功功率; I^* 为共轭复数; jQ 为虚部。

联立式(2)和式(3)可得变换器传输功率为

$$P = \frac{8nV_1V_2}{\pi^2 X_r} \sin(\pi D) \quad (4)$$

当移相占空比 $D = 0$ 时,谐振腔端电压为直流量保持不变,谐振电感和谐振电容无能量的储存与释放,变换器无有功功率传输;当移相占空比为0.5或-0.5时,变换器以最大能力进行正向或反向功率传输,若 V_1 保持不变(由前级变换器控制),则 V_2 以最快速度上升或下降。

为进一步探索上述基波分析法所求传输功率与实际传输功率之间的误差,本文研究对实际传输功率的各频次分量进行了对比。通过图4可知,系统传输功率的基波分量远大于其高次谐波分量,且随着传输功率的增加,基波分量占比也随之增大。因此在一般场合下,变换器传输功率可采用式(4)所示的基波分量进行简化。

2 无偏模型预测控制

2.1 传统模型预测控制误差分析

应用于双有源桥串联谐振变换器的传统模型预测控制算法是一种集预测模型与滚动优化的开环控制技术,其控制精度高度依赖于预测模型的准确性。电路系统中存在多种磁性器件,如谐振电感、高频变压器等,其磁导率受工作温度、磁化

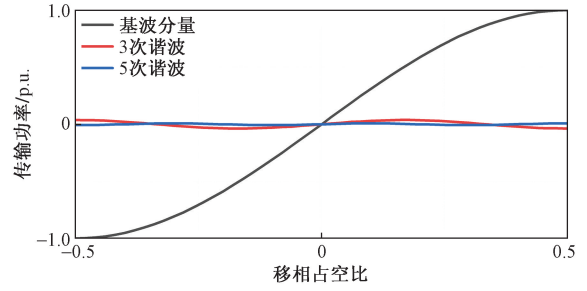


图4 不同频次有功功率对比

Fig. 4 Comparison of active power at different frequency

电流、交流磁场等因素影响,无法确定工作点的精确模型。同时,随着变换器工作时间的增加,电解电容容值也会发生改变,精确地预测模型更难以获得。

当电路实际参数与预测模型完全相同时,以对输出电压 V_2 控制为例,对支撑电容 C_2 列写基尔霍夫电流方程为

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = \frac{P}{V_2} - I_2 \quad (5)$$

式(5)中: v_2 为输出电压 V_2 的瞬时值。

对式(5)进行离散化处理,离散时间为开关周期 T_s ,可得

$$C_2 \frac{v_2(k+1) - v_2(k)}{T_s} = \frac{P}{V_2} - I_2 \quad (6)$$

为保证下一时刻输出电压能够快速跟踪其参考值 V_2^* ,现定义代价函数 $J(k) = [v_2(k+1) - V_2^*]^2$,并令其导数为0,可得

$$\pi D = \arcsin \left\{ \frac{\pi^2 X_r C_2 f_s}{8nV_1} \left[V_2^* - v_2(k) + \frac{I_2}{C_2 f_s} \right] \right\} \quad (7)$$

当式(4)和式(6)中电气参数与电路实际参数一致时,使移相占空比满足式(7)所示,即可使输出电压以最快速度跟踪其参考值。当预测移相占空比计算值在 $(-0.5, 0.5)$ 范围内,输出电压 V_2 理论能够在—个开关周期内达到给定值。

当式(7)所示的电气参数与电路实际参数不一致时,输出电压则会出现稳态误差。现记 V_2 、 X_r 、 C_2 为电路实际值, V_2' 、 X_r' 、 C_2' 为预测模型代入值,对于控制器内预测控制算法,满足

$$V_2'(k+1) = \frac{8n\sin\varphi}{\pi^2 C_2' f_s X_r'} - \frac{I_2}{C_2' f_s} + v_2(k) = V_2^* \quad (8)$$

而对于实际电路,满足

$$V_2(k+1) = \frac{8n\sin\varphi}{\pi^2 C_2 f_s X_r} - \frac{I_2}{C_2 f_s} + v_2(k) = V_2 \quad (9)$$

当采用模型预测控制对下一时刻移相占空比进行预测时,需要控制器根据式(8)实施滚动优化,

此时预测模型中该采样时刻输出电压大小与实际输出电压值相等,即

$$V_2(k+1) = V_2(k) = V_2'(k) = V_2 \quad (10)$$

联立式(8)~式(10),可得

$$\frac{V_2}{V_2^*} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{1 - \frac{X_r - X_r'}{X_r'} \frac{4P}{V_2^{*2} C_2' f_s}} + 1 \right) \quad (11)$$

通过式(11)可以看出,控制目标侧支撑电容及谐振腔参数的偏差均会对控制目标精度产生影响。但当谐振腔阻抗与实际阻抗匹配时,支撑电容容值的偏差不会使控制目标出现稳态误差。因此传统无反馈校正的模型预测控制策略难以避免稳态误差。

2.2 无偏模型预测控制

在传统模型预测控制策略中,式(7)所示预测移相占空比计算过程复杂,且受实际电路参数的影响,对此本节对预测模型进行简化,并采用递归最小二乘算法对预测模型进行反馈校正。

预测移相占空比与当前时刻电压偏差相关,当功率参考突变时,由于支撑电容的作用,输出电压无法立即响应外部扰动,而输出电流能够及时对负载突变情况作出快速响应,因此预测移相占空比的求解与电压偏差和输出电流密切相关。设简化后的控制目标偏差为

$$\Delta V_2 = AD - BI_2 \quad (12)$$

式(12)中: A 为待辨识参数,其大小对控制目标偏差起关键作用,根据式(7)可知 $B = 1/C_2 f_s$ 。

将式(12)采用矩阵形式表达为

$$\begin{cases} \Delta V_2 = \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k) \\ \mathbf{H}(k) = [D \quad I_2] \\ \mathbf{X}(k) = [A \quad -B]^T \end{cases} \quad (13)$$

建立基于递归最小二乘法的数据驱动模型,即

$$\begin{cases} \mathbf{G}(k) = \mathbf{G}(k-1) - \\ \quad \frac{\mathbf{G}(k-1)\mathbf{H}(k)\mathbf{H}(k)^T\mathbf{G}(k-1)}{\lambda + \mathbf{H}(k)\mathbf{G}(k-1)\mathbf{H}(k)^T} \\ \mathbf{X}(k) = \mathbf{X}(k-1) + \\ \quad \frac{\mathbf{G}(k)\mathbf{H}(k)^T}{\lambda} [\Delta V_2 - \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k-1)] \end{cases} \quad (14)$$

式(14)中: \mathbf{G} 为递归计算中间矩阵; λ ($0 < \lambda < 1$)为遗忘因子,表示递归过程中旧数据对于辨识计算的重要性。

λ 越小,系统响应速度越快,但稳定性较差; λ 越大,系统稳定性越好,但其跟踪性能下降,响应速度较慢。模型预测控制具有极快的响应速度,动态性能的略微牺牲在实际应用中可忽略不计,因此后文实验中 λ 取值设置为0.99。

通过式(13)和式(14),可在数个控制周期内对

参数 A 进行精确辨识,以保证输出电压偏差为零。基于递归最小二乘算法的反馈校正环节的引入,使得预测模型不再与电路参数相关,对于任意外部扰动变换器控制目标总能快速跟踪其参考值。

3 采样噪声抑制策略

3.1 噪声抑制系数引入

模型预测控制对控制目标偏差的高敏感性使得控制量对微小的外部扰动也能做出较大的响应,特别是在输出电压存在较大的采样噪声时,移相占空比将在其稳态值附近上下跳变,严重影响电能质量及器件寿命。当移相占空比跳变至较小值时,变换器难以实现软开关,开关损耗增大;当移相占空比跳变至较大值时,瞬时传输功率增加,开关器件电流应力较大。因此,降低移相占空比对输出电压波动的敏感性是提高所提无偏模型预测控制稳定性的关键。

根据式(12)可知,预测移相占空比可表示为

$$D = \frac{\delta V_2}{A} + \frac{B}{A} I_2 \quad (15)$$

式(15)中: δV_2 为输出电压的采样噪声,包括开关处高频电压尖峰、量化噪声、热噪声等。

通过式(15)可以看出,当参数 A 越大,预测移相占空比受测量噪声的影响越小,其稳态工作点附近跳变范围越窄。

假设变换器系统稳态时测量噪声为零,则稳态时移相占空比大小为

$$D = \frac{B}{A} I_2 \quad (16)$$

在电路参数及传输功率确定的情况下,输出电流和移相占空比为固定值,因此 B/A 为一常数。参数 A 由反馈校正环节迭代求出,与 B 取值的大小无关。现定义 B 为噪声抑制系数,当 B 取值较大时,参数 A 的迭代值也较大,对采样噪声的抑制效果也越好。因此,可通过对 B 合理的取值实现采样噪声的抑制,通常 B 取值数倍于 $1/C_2 f_s$ 的大小。

3.2 无电流传感器控制

与单输出电压闭环PI控制相比,模型预测控制需要额外采集输出电流信号,以保证负载突变时移相占空比能够对输出电流变化做出快速响应。电流传感器的应用不仅使成本提高,也增加了系统的故障率。模型预测控制对输出电压偏差较为敏感,输出电压微小的扰动即会引起移相占空比的快速响应,因此无需电流传感器提高其动态性能。

现取虚拟电流 I_v ,满足

$$I_2 = \alpha I_v \quad (17)$$

式(17)中: α 为增益系数; I_v 为常数。

当输出电流发生变化时,增益系数也随之变化。将式(17)代入式(16)可得稳态时移相占空比大小为

$$D = \frac{\alpha B}{A} I_v \quad (18)$$

由3.2节分析可知,无论噪声抑制系数取值的大小,参数A总能与其匹配并保证输出电压偏差为零。虚拟电流的引入可等效为噪声抑制系数B变为原来的 α 倍,不会对控制目标造成影响,实际电路中可设置 I_v 在稳态工作点附近。

4 实验验证

为验证本文所提控制策略的有效性,搭建了双有源桥串联谐振变换器实验平台,实验平台如图5所示,主电路参数如表1所示。样机包括RT-Unit全桥模块、谐振电容、谐振电感与变比为1:1的高频变压器,控制芯片为TMS320F28379D。

4.1 负载切换

为验证所提模型预测控制策略的动态性能,本组实验设置输入输出电压均为100V,负载由40Ω跳变至20Ω,图6分别为PI控制和所提模型预测控制下的实验结果。通过实验结果可以看出,负载切换时PI控制下输出电压恢复时间为72ms,且出

现明显超调,而在所提模型预测控制策略下负载切换时输出电压基本不变,证明了本文所提控制策略具有优异的动态性能。

表1 主电路参数

Table 1 Main circuit parameters

参数	数值
输入电压 V_1/V	100
输出电压 V_2/V	100
开关频率 f_s/kHz	40
谐振电感 $L_r/\mu H$	44
谐振电容 $C_r/\mu F$	1.0
负载电阻 R_L/Ω	20,40



图5 实验平台图

Fig. 5 Picture of experimental platform

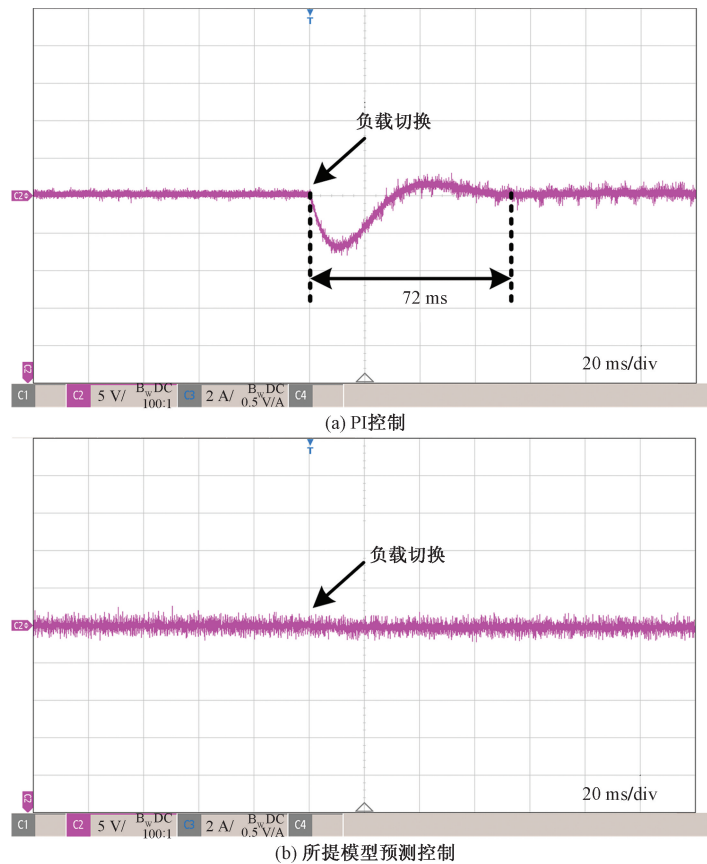


图6 动态性能对比

Fig. 6 Dynamic performance comparison

4.2 输出电压偏差消除

为验证所提模型预测控制策略的稳态性能,实验负载电阻为 $20\ \Omega$,设置传统模型预测控制中谐振腔阻抗代入值 X_r 偏差 50%,所提无偏模型预测控制下预测模型经反馈校正后得到,实验中无需计算电路参数。图 7 为不同预测控制下 DBSRC 稳态工作波形图。实验结果表明,在传统模型预测控制下,由于预测模型的偏差,使得输出电压出现 $0.92\ \text{V}$ 的稳态误差,而在所提无偏模型预测策略下输出电压能够严格跟踪其参考值。上述实验结果验证了所提控制策略的有效性。

4.3 噪声抑制对比

该组实验设置输入输出电压均为 $100\ \text{V}$,负载由 $40\ \Omega$ 跳变至 $20\ \Omega$,图 8 分别为参数 B 为 0.03 和 0.12 时的工作波形。实验结果表明,当负载电阻为 $40\ \Omega$ 时,随着参数 B 的增加,谐振电流应力由 $22.5\ \text{A}$ 降低至 $11.7\ \text{A}$;当负载电阻为 $20\ \Omega$ 时,随着参数 B 的增加,谐振电流应力由 $25.1\ \text{A}$ 降低至 $15.9\ \text{A}$ 。且参数 B 变化前后,负载切换时变换器动态性能几乎不受影响。该实验结果验证了所提控制策略对采样噪声抑制的有效性。

4.4 无电流传感器控制验证

为验证无电流传感器控制的正确性,将引入电流反馈的预测模型与采用虚拟电流控制的预测模型进行对比,实验结果如图 9 所示。在引入虚拟电流前后,输出电压均能够稳定在 $100\ \text{V}$,不会使控制目标出现稳态误差。当负载由 $40\ \Omega$ 跳变至 $20\ \Omega$ 时,采用虚拟电流代替实际电流使得输出电压出现微小波动,电压恢复时间约为 $2.2\ \text{ms}$,但该电压波动范围小于实际输出电压的 5%,因此在实际应用中可忽略不计。

5 结论

为解决传统模型预测控制存在的对电路参数和采样噪声高敏感性的难题,提出了一种基于递归最小二乘算法的无偏模型预测控制及简单有效的采样噪声抑制策略。基于实验结果可以得到如下结论。

(1) 所提无偏模型预测控制策略具有优异的动态性能,在负载突变工况下输出电压能够快速跟踪其参考值,无明显波动。

(2) 在实际电路参数与预测模型代入值出现偏差时,相比于传统模型预测控制,所提控制策略下控制目标不会出现稳态误差。

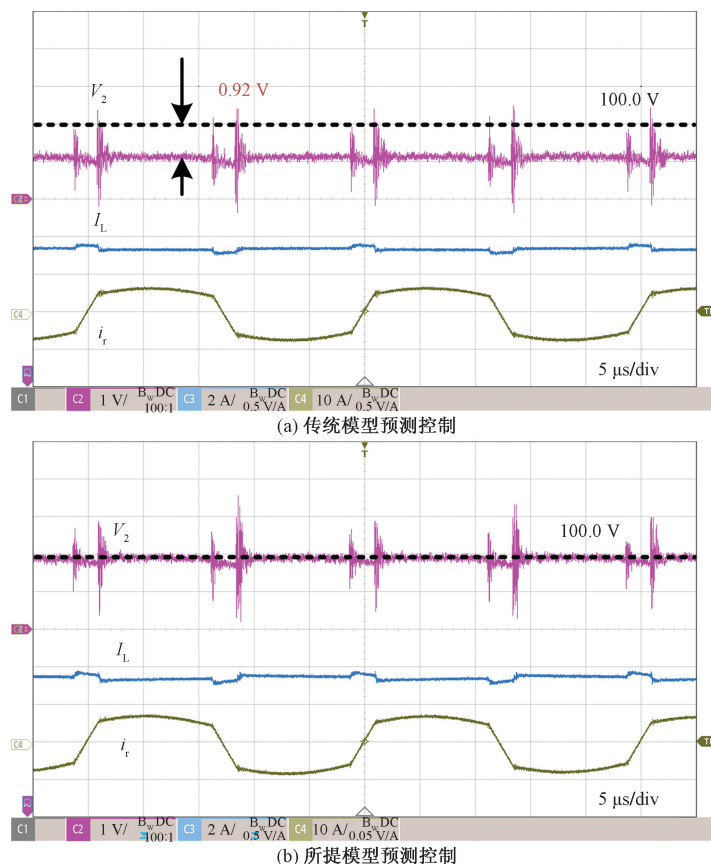


图 7 稳态性能对比

Fig. 7 Steady-state performance comparison

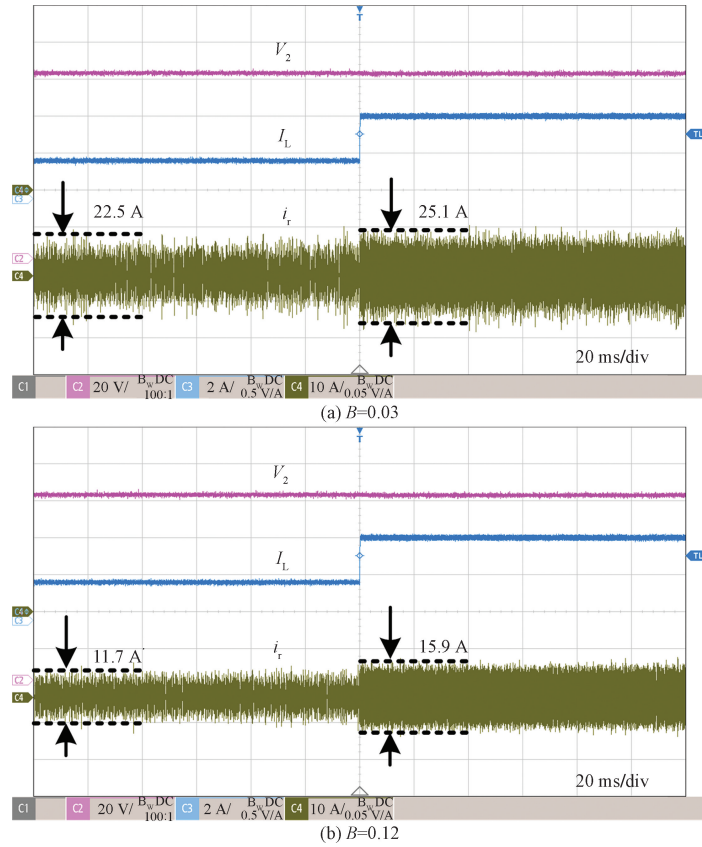


图 8 谐振电流应力对比

Fig. 8 Comparison of resonant current

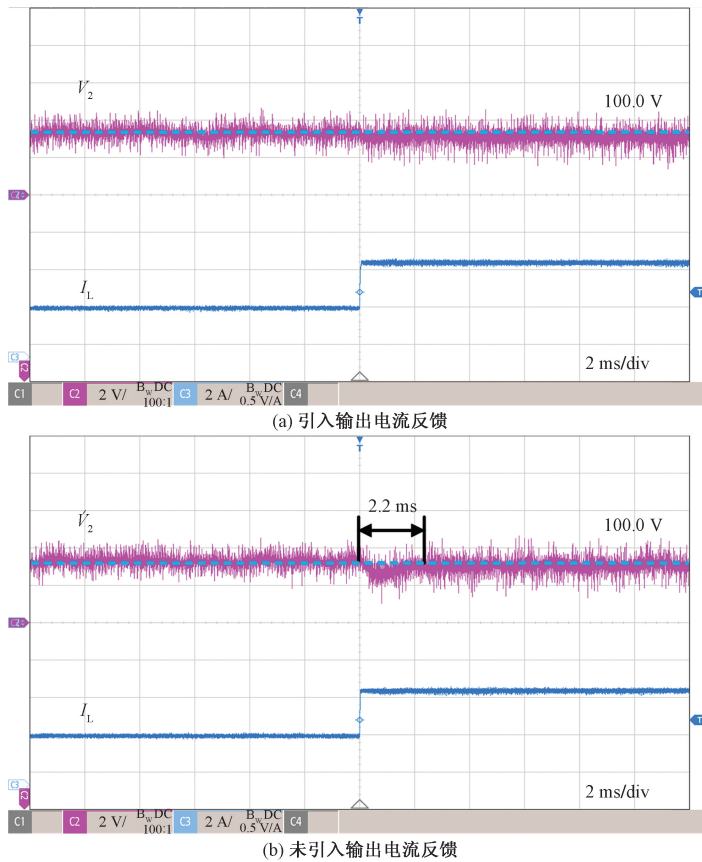


图 9 无电流传感器控制有效性验证

Fig. 9 Verification of the effectiveness of current sensorless control

(3)通过引入噪声抑制系数,以较低的计算代价实现了对采样噪声的抑制,且该方法在无输出电流反馈信号时依然适用。

参 考 文 献

- [1] Gu C Y, Zheng Z D, Xu L, et al. Modeling and control of a multi-port power electronic transformer (PET) for electric traction applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 915-927.
- [2] 王强, 郭伟, 杨策. 含源网络中复合储能式电力电子变压器的协调控制[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(29): 12541-12548. Wang Qiang, Guo Wei, Yang Ce. Coordinated control of composite energy storage power electronic transformer in source network[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(29): 12541-12548.
- [3] 宋平岗, 郑雅芝, 杨声弟, 等. 基于卡尔曼滤波的电力电子变压器直流电压平衡控制[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(6): 2285-2291. Song Pinggang, Zheng Yazhi, Yang Shengdi, et al. Direct current voltage balance control of power electronic transformer based on Kalman filter[J]. Science Technology and Engineering, 2020, 20(6): 2285-2291.
- [4] 刘宏勋, 徐海. 碳化硅电力电子器件及其在电力电子变压器中的应用[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(36): 14777-14790. Liu Hongxun, Xu Hai. Silicon carbide power electronic devices and their applications in power electronic transformer[J]. Science Technology and Engineering, 2020, 20(36): 14777-14790.
- [5] 刘兴华. ISOP 结构的双向隔离 DC/DC 电力电子变压器[J]. 电力电子技术, 2022, 56(12): 32-36. Liu Xinghua. Bidirectional isolated DC/DC power electronic transformer with ISOP structure[J]. Power Electronics, 2022, 56(12): 32-36.
- [6] Dujic D, Zhao C H, Mester A, et al. Power electronic traction transformer-low voltage prototype[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5522-5534.
- [7] Redl R, Sokal N O. Near-optimum dynamic regulation of DC-DC converters using feed-forward of output current and input voltage with current-mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 1(3): 181-192.
- [8] 杨柯欣, 宋文胜, 安峰, 等. 双向有源全桥 DC-DC 变换器电流源模式的快速动态响应控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(8): 2439-2447. Yang Kexin, Song Wensheng, An Feng, et al. Rapid dynamic response control method of dual-active-bridge DC-DC converters in current source mode[J]. Proceedings of CSEE, 2018, 38(8): 2439-2447.
- [9] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 电力电子变压器的双有源全桥 DC-DC 变换器模型预测控制及其功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3921-3929, 4034. An Feng, Song Wensheng, Yang Kexin, et al. Model predictive control and power balance scheme of dual-active-bridge DC-DC converters in power electronic transformer[J]. Proceedings of CSEE, 2018, 38(13): 3921-3929, 4034.
- [10] Song W S, Zhong M, Luo S C, et al. Model predictive power control for bidirectional series-resonant isolated DC-DC converters with fast dynamic response in locomotive traction system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1326-1337.
- [11] Han M H, He H, Wang X T, et al. Current-sensorless model predictive control of dual active bridge converters with kalman filter[C]// IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics. Jinan: IEEE, 2021: 663-667.
- [12] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣, 等. 输出并联双有源全桥 DC-DC 变换器虚拟功率均衡控制方法[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(12): 106-112. An Feng, Song Wensheng, Yang Kexin, et al. Virtual power balance control scheme of dual active bridge DC-DC converters with output-parallel structure[J]. Automation of Electric Power System, 2018, 42(12): 106-112.
- [13] Li X M, Dong Z, Cao Y, et al. Model predictive control with parameter identification for multi-dual-active-bridge converters achieving accurate power balancing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10880-10894.
- [14] Zhu Y, Yang Y, Wen H Q, et al. Model predictive control with a novel parameter identification scheme for dual-active-bridge converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(5): 4704-4713.
- [15] Yang J X, Liu J Q, Zhang J P, et al. Multirate digital signal processing and noise suppression for dual active bridge DC-DC converters in a power electronic traction transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10885-10902.
- [16] 孙孝哲, 张祯滨, 韩明昊, 等. 双有源全桥变换器无电流传感器鲁棒预测控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140. Sun Xiaozhe, Zhang Zhenbin, Han Minghao, et al. An enhanced current sensorless predictive control for dual active bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140.
- [17] Dong Z, Chen Q, Qin J W, et al. Noise tolerance strategy based on virtual capacitor for DC-DC converters with continuous control set model predictive control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 9084-9088.