DOI:10.12177/emca.2026.229 文章编号:1673-6540(2026)10-1018-10 中图分类号:TM 311 文献标志码:A

三相三电平全桥逆变电源前馈控制参数设计方法

吴由洋[1], 杨国润[1*], 谢沁园[1,2]
(1. 海军工程大学 电磁能技术全国重点实验室,湖北 武汉 430033;
2. 华中科技大学 电气与电子工程学院,湖北 武汉 430074)

Feedforward Control Parameter Design Method for Three-Phase Three-Level Full-Bridge Inverter

Wu Youyang[1], Yang Guorun[1*], Xie Qinyuan[1,2]
(1. National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;
2. School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: **[Objective]** To address the output voltage fluctuation problem of voltage-source inverters during load step-up and step-down transients and break through the core bottleneck of insufficient dynamic response capability and stability, this paper introduces a voltage-current feedforward control method, aiming to effectively suppress voltage fluctuations and improve the overall system performance. **[Methods]** Firstly, an accurate mathematical model of the three-phase three-level full-bridge inverter was established. Secondly, the proportional-integral parameters of the traditional feedback control were designed with the expected bandwidth and phase margin as constraints. Then, the voltage-current feedforward control was introduced, and the optimal feedforward coefficient was derived using Bode plots and pole-zero distribution analysis. Finally, the effectiveness of the proposed method was verified through simulations and experiments. **[Results]** Simulation and experimental results indicated that after introducing the feedforward control, the output voltage fluctuation during load step-up and step-down transients were significantly reduced, and both the dynamic response speed and operational stability were effectively improved, leading to a notable enhancement in the overall system performance. **[Conclusion]** The proposed voltage-current feedforward control design method is correct and feasible, with clear physical significance and strong engineering operability, providing a referable idea for the forward design of control parameters in similar inverters.

Key words: inverter; feedforward control; proportional-integral parameter; feedforward coefficient

摘 要:**【目的】**针对电压源型逆变电源在负载突加突卸过程中存在的输出电压波动问题,为突破其动态响应能力与稳定性不足的核心瓶颈,本文引入电压电流前馈控制方法,旨在有效抑制电压波动并提升系统综合性能。**【方法】**首先,建立三相三电平全桥逆变电源的精确数学模型。其次,以期望带宽和相角裕度为约束条件,完成传统反馈控制比例积分参数的设计。然后,引入电压电流前馈控制,并利用伯德图与零极点分布分析法,推导出最优前馈系数。最后,通过仿真和试验验证所提方法的有效性。**【结果】**仿真与试验结果表明,引入前馈控制后,系统在负载突加突卸过程中的输出电压波动显著减小,动态响应速度与运行稳定性均得到有效提升,系统整体性能得到明显改善。**【结论】**所提电压电流前馈控制设计方法正确可行,物理意义清晰、工程操作性强,为同类逆变电源控制参数的正向设计提供了可借鉴的思路。

关键词:逆变电源;前馈控制;比例积分参数;前馈系数

0 引言

随着新能源机组装机容量的持续增长及其发电量占比的持续提升,中压大容量逆变电源

基金项目:湖北省卓越研究群体项目(2026AFA003)
Supported by the Hubei Provincial Natural Science Foundation Outstanding Research Group Project (2026AFA003)

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

在船舶[1-2]、交直流配电网[3]及新能源微电网制氢[4]等场景中的应用日益广泛。特别是在典型中压直流配电系统中，需经逆变环节将中压直流电转换为低压交流电供负载使用[5-6]。在此过程中，输出电压的电能质量主要取决于逆变电源的性能，而控制参数则是决定逆变电源性能的关键因素。

围绕比例积分（Proportional-Integral，PI）参数设计已有大量研究。传统方法以典型系统整定[7]、根轨迹法[8]和极点配置法[9-10]为代表。典型系统整定将系统近似为 I 型或 II 型系统，利用零极点对消或工程经验公式计算 PI 参数；根轨迹法适用于单参数分析，难以同时考察多参数影响，高阶系统分析困难。文献[9-10]分别针对 LCL 逆变电源采用极点配置法进行参数设计，但前者自由度受限，后者忽略了寄生电阻影响。文献[11]基于 MATLAB/Simulink 中的磁场定向控制自整定模块，通过闭环带宽和相角裕度两个约束自动整定 PI 参数，然而该方法应用具有局限性。为进一步提升参数设计的系统性，D 分割法[12]通过闭环传递函数确定稳定域并结合相角裕度等约束寻优，但在高维参数空间下稳定域求解复杂，工程应用受限。

随着算法的推广应用，许多学者引入优化算法整定 PI 参数。文献[13]采用鲸鱼优化算法求解参数，结构简单但局部收敛精度有限；文献[14]提出改进灰狼算法，平衡全局与局部搜索能力，提升了收敛速度和精度；文献[15]采用遗传算法优化 PI 参数，但收敛速度过慢，临近最优解时可能出现振荡。上述算法在一定程度上克服了试凑法的盲目性，但普遍存在计算量大、解的物理意义不够清晰等问题，在实时性要求较高的场合仍受限制。

在控制策略层面，文献[16]针对永磁同步电机的无差拍电流预测控制提出了一种新型二阶增强型扩张状态观测器，但对系统参数的依赖性较强、鲁棒性较差；文献[17]提出基于有限时间扰动观测器的滑模控制，获得了高鲁棒性与控制精度，但复杂度限制了其推广应用；文献[18]面向 LC 电压型逆变电源，提出基于扰动观测器的负载电流前馈控制。文献[19]提出自抗扰重复控制以改善系统对周期性和非周期性扰动的鲁棒性。为应对弱电网或负载突变导致的扰动问题，现有文献常引入复数滤波器与有源阻尼优化[20]、比例-矢量 PI 控制器[21]及阻抗重塑[22]等复杂控制方法，以重塑系统输出阻抗、增强鲁棒性。与基于扰动观测器的电流前馈控制[18]类似，文献[23]针对虚拟同步整流器，提出了基于状态观测器的负载电流前馈方法；文献[24]则在电流型整流器中引入负载功率前馈。上述研究均在不增加传感器或硬件成本的前提下有效改善了动态响应。

综上所述，现有控制策略虽从不同途径提升了系统性能，但多依赖观测器或复杂控制，参数整定仍较繁琐，且工程实现的简洁性和通用性有待进一步提升。鉴于此，本文以三相三电平全桥逆变电源为对象，结合电压环与电流环的频域指标关系，提出一种 PI 控制参数的正向设计方法，并基于该方法分析电流前馈系数选取对系统性能的影响，对提升逆变电源的动、静态性能具有重要的理论意义与工程价值。最后，在仿真验证基础上，通过一台 20 kW 逆变电源样机验证了所提方法的有效性。

1 逆变电源建模

本文采用的隔离型三相三电平全桥逆变电源拓扑结构如图 1 所示。图中，L_m 为桥臂侧滤波电感；C_f 为滤波电容；L_n 为变压器侧电感；u_{oi} 为变压器副边电压。

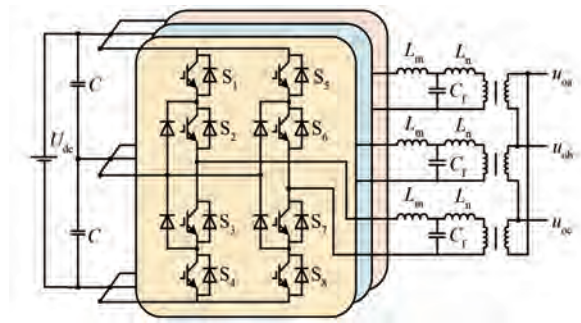


图 1 隔离型三相三电平全桥逆变电源拓扑

Fig. 1 Isolated three-phase three-level full-bridge inverter topology

为便于分析，以单相逆变电路为研究对象进行小信号建模，如图 2 所示。图中，R_d 为串联阻尼电阻；i_{1i} 为桥臂侧滤波电感电流（i=A，B，C）；i_{2i} 为输出侧电流；u_i 为逆变桥输出电压；u_{Cfi} 为电容与阻尼电阻串联支路的电压；u_{Ci} 为电容电压。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

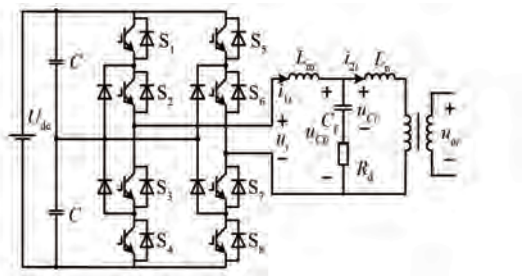


图 2 单相逆变电路等效图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of a single-phase inverter

根据基尔霍夫电压、电流定律,并结合 Park 变换,可得电路方程为

$$\begin{cases} L_{\mathrm{m}}\dfrac{\mathrm{d}i_{1d}}{\mathrm{d}t} = -R_{\mathrm{d}}i_{1d} + \omega L_{\mathrm{m}}i_{1q} - u_{Cd} + R_{\mathrm{d}}i_{2d} + U_{\mathrm{dc}}d_{Gd} \\ L_{\mathrm{m}}\dfrac{\mathrm{d}i_{1q}}{\mathrm{d}t} = -R_{\mathrm{d}}i_{1q} - \omega L_{\mathrm{m}}i_{1d} - u_{Cq} + R_{\mathrm{d}}i_{2q} + U_{\mathrm{dc}}d_{Gq} \\ C_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}u_{Cd}}{\mathrm{d}t} = i_{1d} + \omega C_{\mathrm{f}}u_{Cq} - i_{2d} \\ C_{\mathrm{f}}\dfrac{\mathrm{d}u_{Cq}}{\mathrm{d}t} = i_{1q} - \omega C_{\mathrm{f}}u_{Cd} - i_{2q} \\ L_{\mathrm{n}}\dfrac{\mathrm{d}i_{2d}}{\mathrm{d}t} = R_{\mathrm{d}}i_{1d} + \omega L_{\mathrm{n}}i_{2q} + u_{Cd} - (R_{\mathrm{d}} + R_{\mathrm{Load}})i_{2d} \\ L_{\mathrm{n}}\dfrac{\mathrm{d}i_{2q}}{\mathrm{d}t} = R_{\mathrm{d}}i_{1q} - \omega L_{\mathrm{n}}i_{2d} + u_{Cq} - (R_{\mathrm{d}} + R_{\mathrm{Load}})i_{2q} \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} u_{\mathrm{C}fd} = R_{\mathrm{d}}i_{1d} + u_{Cd} - R_{\mathrm{d}}i_{2d} \\ u_{\mathrm{C}fq} = R_{\mathrm{d}}i_{1q} + u_{Cq} - R_{\mathrm{d}}i_{2q} \end{cases} \tag{2}$$

式中:R_{Load} 为等效至变压器一次侧的纯阻性负载;$u_i = U_{\mathrm{dc}}^{*}d$,$d$ 为等效开关占空比;i_{1d}、i_{1q} 分别为 i_{1i} 经过 dq 变换后得到的 d、q 轴分量,其他下标 dq 同理;ω 为额定角频率。

基于状态空间平均理论,求取静态工作点,施加小信号扰动并作线性化处理,可得到逆变电源小信号模型。由小信号模型可推导得到从占空比 d_{Gd} 到 $u_{\mathrm{C}fd}$ 的传递函数,如式(3)所示:

$$G_{\mathrm{du}} = N(s)/D(s) \tag{3}$$

$$\begin{cases} N(s) = R_{\mathrm{d}}C_{\mathrm{f}}L_{\mathrm{n}}U_{\mathrm{dc}}s^2 + \\ U_{\mathrm{dc}}(L_{\mathrm{n}} + R_{\mathrm{d}}R_{\mathrm{Load}}C_{\mathrm{f}})s + R_{\mathrm{Load}}U_{\mathrm{dc}} \\ D(s) = L_{\mathrm{m}}L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{f}}s^3 + C_{\mathrm{f}}[L_{\mathrm{m}}(R_{\mathrm{d}} + R_{\mathrm{Load}}) + R_{\mathrm{d}}L_{\mathrm{n}}]s^2 + \\ (L_{\mathrm{m}} + L_{\mathrm{n}} + R_{\mathrm{d}}R_{\mathrm{Load}}C_{\mathrm{f}})s + R_{\mathrm{Load}} \end{cases} \tag{4}$$

采用扫频法对小信号模型进行验证,结果如图 3 所示。图中,小信号模型的伯德图与扫频伯德图在包含谐振频率的中低频段吻合良好,验证了理论分析的正确性。

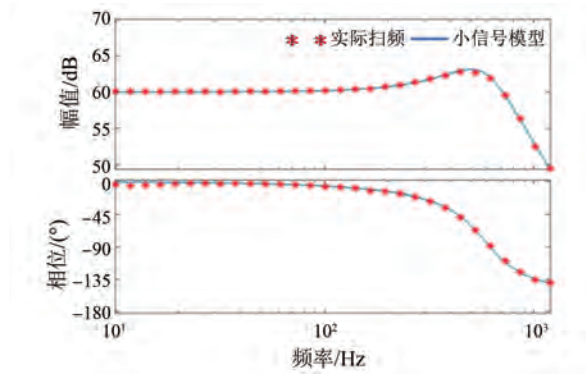


图 3 小信号模型与电路扫频伯德图

Fig. 3 Small-signal model and circuit frequency-sweep Bode plot

2 传统反馈控制参数设计

在传统反馈控制策略中,逆变电源采用交叉解耦和电压电流双闭环控制,控制框图如图 4 所示。图中,$U_{d\mathrm{ref}}$、$U_{q\mathrm{ref}}$ 和 $I_{d\mathrm{ref}}$、$I_{q\mathrm{ref}}$ 分别为 d、q 轴电压给定、电流给定参考值;U_{id}、U_{iq} 分别为 d、q 轴电流环输出量;K_{p_u}、K_{i_u} 分别为电压环比例、积分系数;K_{p_i}、K_{i_i} 分别为电流环比例、积分系数。其中,反馈电压为滤波电容与阻尼电阻支路的电压,反馈电流为桥臂侧滤波电感电流。

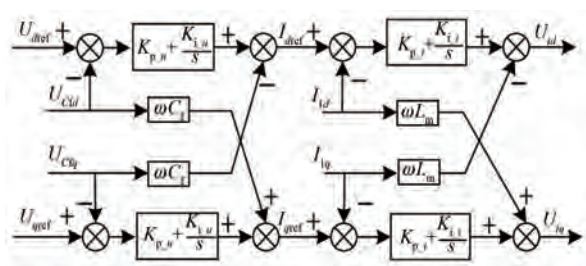


图 4 传统控制策略框图

Fig. 4 Traditional control strategy block diagram

电路解耦后,可将双轴闭环控制模型简化为单轴闭环控制模型,并对其进行标幺化处理,标幺化后的单轴闭环控制框图如图 5 所示。

2.1 电流环参数设计

电流环控制框图如图 6 所示。图 6 中,R_{m} 为电感的寄生电阻;K_u 为电压基准值 U_{norm} 的倒数;I_{norm} 为电流基准值。电流环闭环传递函数为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

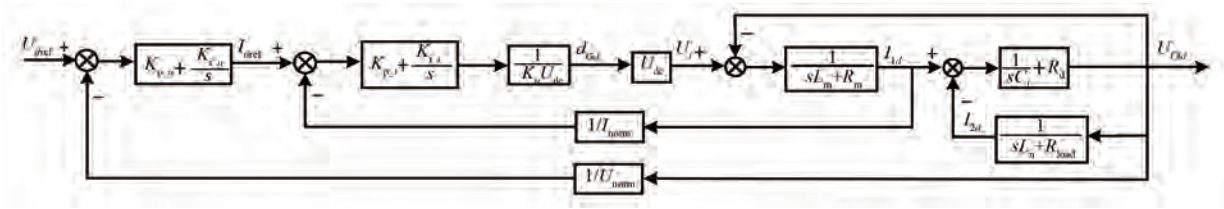


图 5　传统双闭环控制单轴等效框图

Fig. 5　Traditional dual closed-loop control single-axis equivalent block diagram

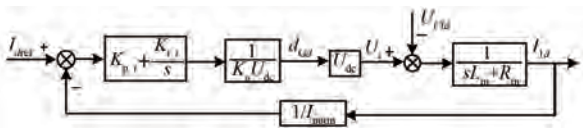


图 6　电流环控制框图

Fig. 6　Current loop control block diagram

$$G = \frac{G_{\mathrm{cPI}} G_{Lm} U_{\mathrm{norm}}}{1 + G_{\mathrm{cPI}} G_{Lm} U_{\mathrm{norm}} / I_{\mathrm{norm}}} \tag{5}$$

$$\begin{cases} G_{\mathrm{cPI}} = K_{\mathrm{p}_i} + \dfrac{K_{\mathrm{i}_i}}{s} \\ G_{Lm} = \dfrac{1}{sL_{\mathrm{m}} + R_{\mathrm{m}}} \end{cases} \tag{6}$$

传统双闭环控制中，电流内环的闭环带宽在工程上的取值范围为 $f_s/10 \leqslant f_{\mathrm{ci}} \leqslant f_s/5$，其中 f_s 为开关频率，f_{ci} 为电流环闭环带宽。根据开环和闭环传递函数的关系，闭环带宽略高于开环截止频率，因此选择电流环开环截止频率为 $f_s/10$ 进行设计，以兼顾快速性与良好的稳定性。不同相角裕度下电流环阶跃响应如图 7 所示。

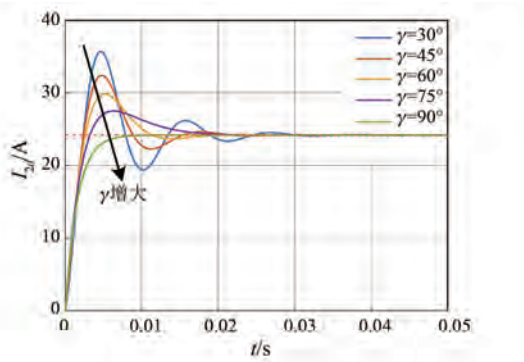


图 7　不同相角裕度下电流环阶跃响应

Fig. 7　Step response of the current loop under different phase margins

由图 7 可知，电流环超调量随相角裕度的增大而减小，考虑离网逆变电源在负载扰动下对低电压超调的要求，选取相角裕度 $\gamma = 80°$，此时能够大幅降低超调且保证系统稳定性。将上述约束条件代入式(7)，即可求得电流环 PI 参数：

$$\begin{cases} \left| G_{\mathrm{cPI}} U_{\mathrm{norm}} G_{Lm} K_i \right|_{s=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{c}}} = 1 \\ \angle G_{\mathrm{cPI}} U_{\mathrm{norm}} G_{Lm} K_i \left|_{s=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{c}}} \right. = -180° + \gamma \end{cases} \tag{7}$$

式中：ω_{c} 为电流环截止频率；K_i 为电流基准值的倒数。

2.2　电压环参数设计

基于上述电流环等效模型，可得电压环控制框图如图 8 所示。为便于分析，将电压扰动的比较点前移至参考电流处。

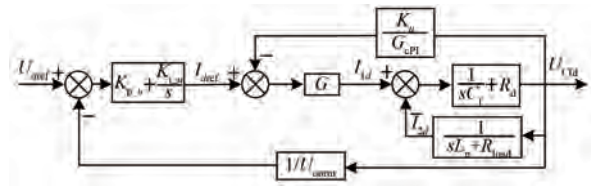


图 8　电压环控制框图

Fig. 8　Voltage loop control block diagram

若不对电流环简化，该闭环传递函数可达 5 阶，设计较为复杂。根据电流环闭环伯德图并忽略二阶谐振，可将其等效为一阶惯性环节 G_1 进行简化处理，如式(8)所示：

$$G_1 = \frac{I_{\mathrm{norm}}}{T_{\mathrm{s}} s + 1} \tag{8}$$

式中：$T_{\mathrm{s}} = 0.001\ 6$。

依据电流环的闭环带宽，选取电压开环截止频率为其 1/10，并设置相角裕度 $\gamma = 60°$，以保证控制系统的稳定性。此时，从 $I_{d\mathrm{ref}}$ 到 $U_{\mathrm{Cf}d}$ 的传递函数为

$$G_{iu} = \frac{G_1 G_{\mathrm{c}} / (1 + G_{\mathrm{c}} G_{Ln})}{1 + K_u G_1 G_{\mathrm{c}} / (1 + G_{\mathrm{c}} G_{Ln}) G_{\mathrm{cPI}}} \tag{9}$$

$$\begin{cases} G_{\mathrm{c}} = \dfrac{1}{sC_{\mathrm{f}}} + R_{\mathrm{d}} \\ G_{Ln} = \dfrac{1}{sL_{\mathrm{n}} + R_{\mathrm{Load}}} \\ G_{\mathrm{uPI}} = K_{\mathrm{p}_u} + \dfrac{K_{\mathrm{i}_u}}{s} \end{cases} \tag{10}$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

根据式(11)可得电压环 PI 参数为

$$\begin{cases} |G_{u\mathrm{PI}}G_{iu}K_u|_{s=\mathrm{j}\omega_c}=1 \\ \angle G_{u\mathrm{PI}}G_{iu}K_u|_{s=\mathrm{j}\omega_c}=-180^\circ+\gamma \end{cases} \tag{11}$$

3 前馈控制参数设计

3.1 前馈系数设计

在传统反馈控制基础上,加入电压前馈,此时电流环控制框图如图 9 所示。其中,k_2 为电压前馈系数。

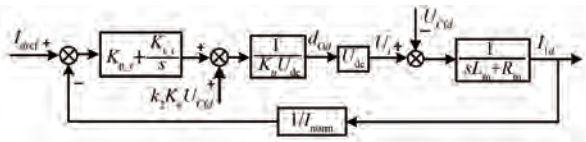


图 9 加入电压前馈的电流环框图

Fig. 9 Current loop block diagram with voltage feedforward

只考虑电压前馈系数时,系统闭环零极点分布如图 10 所示,阻尼振荡频率和阻尼比随着 k_2 的增大而增大。为了获得较好的动态性能,选择阻尼比接近 0.707 的系数,此时电压前馈系数取 0.8。

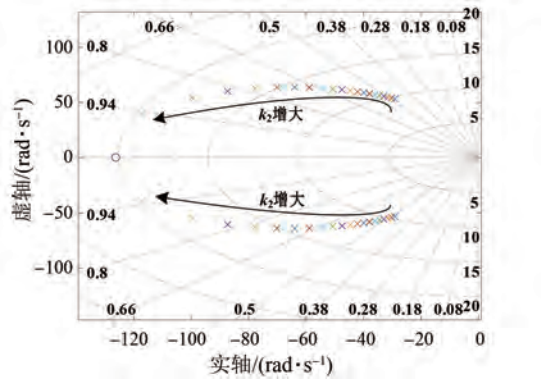


图 10 k_2 变化下的零极点分布图

Fig. 10 Pole-zero map under varying k_2

加入电流前馈后的控制框图如图 11 所示,其中 k_1 为电流前馈系数。负载电流前馈到电压环 PI 控制器后,作为电流内环的参考值,能够提高输出电压的稳定性和响应速度。

为了简化表达式,令 G_2,G_3 为

$$G_2=G_1G_c/(1+G_cG_{Ln}) \tag{12}$$

$$G_3=\frac{G_2}{1+G_2\dfrac{0.2K_u}{G_{c\mathrm{PI}}}} \tag{13}$$

考虑电压电流前馈后的系统开环和闭环传递

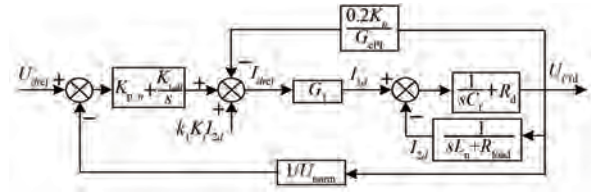


图 11 加入电流前馈的电压环框图

Fig. 11 Voltage loop block diagram with current feedforward

函数为

$$\begin{cases} G_{\mathrm{open}}=\dfrac{G_{u\mathrm{PI}}G_3}{1-k_1K_iG_{Ln}} \\ G_{\mathrm{closed}}=\dfrac{G_{u\mathrm{PI}}G_3}{K_uG_{u\mathrm{PI}}G_3-k_1K_iG_{Ln}+1} \end{cases} \tag{14}$$

图 12 为不同系数下的开环伯德图,随着 k_1 增大,低频段幅值增益提高;图 13 为系统主导极点分布图,阻尼振荡频率随 k_1 增大而升高,阻尼比则逐渐减小。为保证系统具备良好的动、静态性能,期望主导极点的阻尼比接近 0.707,$k_1=1$ 时,阻尼比为 0.717。上述分析表明,k_1 取 1 时系统在幅值特性与阻尼特性之间取得较优平衡。

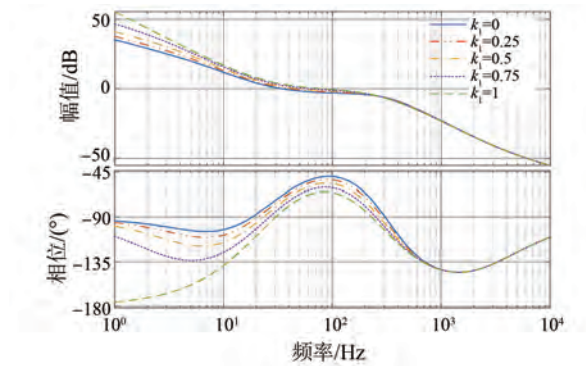


图 12 k_1 变化下的开环伯德图

Fig. 12 Open-loop Bode diagram under varying k_1

3.2 系统时频域对比

图 14 为两种控制下的系统闭环阶跃响应。加入前馈后,上升时间从 19.5 ms 降低至 6.1 ms,稳定时间从 124.3 ms 降低至 39.8 ms,超调降低 10.7%,从时域验证了前馈控制对系统动态性能的提升。

图 15 为传统反馈控制和前馈控制下的伯德图对比。其中,图 15(a)为开环伯德图,反馈控制下开环截止频率为 11.5 Hz;加入前馈后,开环截止频率提升至 81.1 Hz,低频段幅值增益高于纯反

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

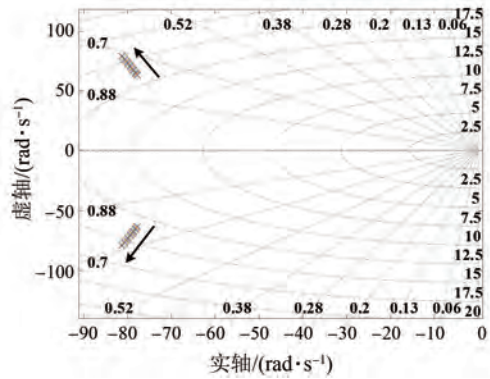


图 13　k_1 变化下的零极点分布图

Fig. 13　Pole-zero map under varying k_1

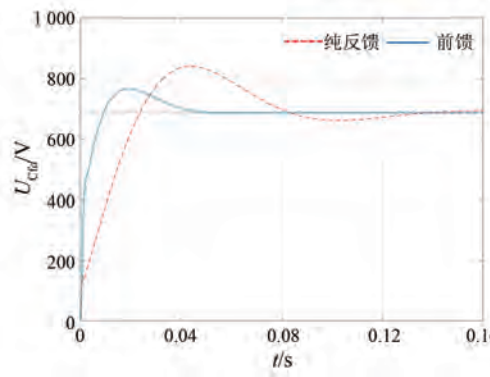


图 14　两种控制下的阶跃响应波形

Fig. 14　Step response waveforms under the two control methods

馈控制；图 15(b)为闭环伯德图，纯反馈控制下闭环带宽为 14.6 Hz，前馈控制下闭环带宽为 43.6 Hz。上述频域特性的改善验证了前馈控制对系统带宽和低频增益的提升作用。

4　仿真分析

搭建三相三电平全桥逆变电源仿真模型，根据理论分析设计的 PI 参数、前馈系数和仿真模型的其他主要参数如表 1 所示。

4.1　稳态性能分析

在稳态测试中，分别采集空载与半载工况下的三相输出电压均方根值(Root Mean Square，RMS)，并采用快速傅里叶分析计算各工况三相总谐波失真(Total Harmonic Distortion，THD)，以评估系统在不同负载下的稳态输出电能质量。三相输出电压 RMS 及三相 THD 如表 2 所示。由表 2 可知，加入前馈后，THD 改善显著，满足逆变电源对低谐波的要求。

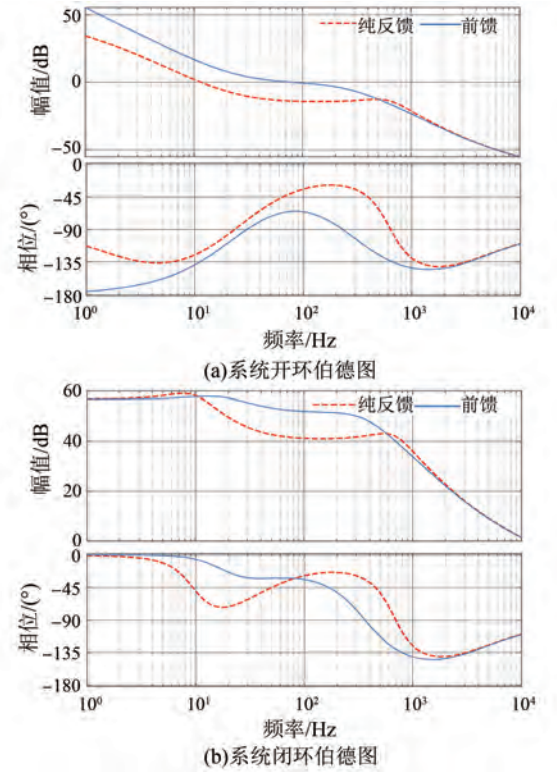


图 15　两种控制下系统伯德图对比

Fig. 15　Comparison of system Bode plots under two control schemes

表 1　20 kW 逆变电源参数

Tab. 1　20 kW inverter parameters

参数名称	参数值
直流输入电压 U_{dc}/V	1 000
开关频率 f_s/Hz	1 000
额定输出电压 U_o/V	390
滤波电感 L_m/mH	6
变压器漏感 L_n/mH	3
滤波电容 C_f/μF	13.5
电压基准值 U_{norm}/V	689.43
电流基准值 I_{norm}/A	24.17
电流前馈系数 k_1	1
电压前馈系数 k_2	0.8
电压环比例系数 K_{p_u}	1.546
电压环积分系数 K_{i_u}	292.5
电流环比例系数 K_{p_i}	0.129 6
电流环积分系数 K_{i_i}	16.374

表 2　仿真稳态数据

Tab. 2　Simulation steady-state data

工况	传统控制		前馈控制	
	RMS/V	THD/%	RMS/V	THD/%
空载	390.2	2.87	390.1	1.88
半载	390.2	3.93	390.1	2.11

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

4.2 动态性能分析

在动态测试中,通过突加、突卸半载考察控制系统的动态调节能力与鲁棒性。两种控制下电压RMS波形如图16所示。

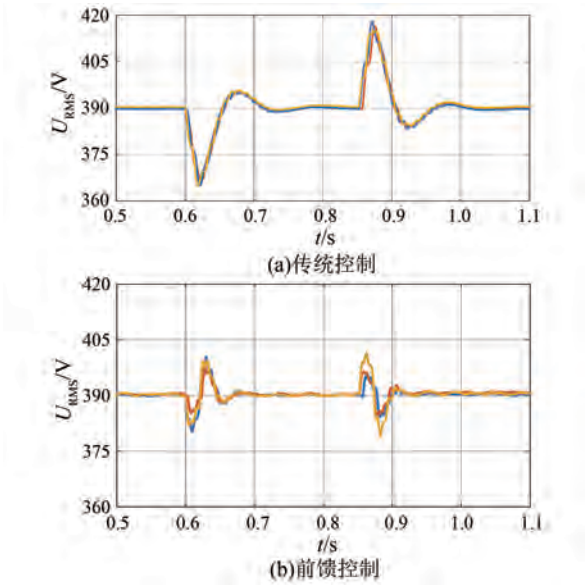


图16 两种控制下电压RMS波形

Fig. 16 Voltage RMS waveforms for the two control methods

系统空载起动,在0.6 s时突加负载,经过0.25 s后突卸负载,以稳态值的±2%作为进入稳态的判据。突加负载时,电压跌落为主要观察目标;突卸负载时,电压超调为主要观察目标,各动态指标如表3所示。其中,ΔU为电压跌落率;ΔU_{OS}为电压超调率;t_d为稳定时间。

由表3可知,突加负载时,加入前馈控制后ΔU从6.39%降至2.58%;突卸负载时,ΔU_{OS}从7.16%降至2.79%,电压整体波动范围更小。同时,稳定时间缩短,响应速度加快,验证了前馈控制的有效性。

表3 仿真动态数据

Tab. 3 Simulation dynamic data

性能指标	突加负载		性能指标	突卸负载	
	传统控制	前馈控制		传统控制	前馈控制
ΔU/%	6.39	2.58	ΔU_{OS}/%	7.16	2.79
t_d/ms	45.4	33.6	t_d/ms	47.6	36.8

图17为反馈控制和前馈控制在电压给定值阶跃下的A相电压RMS对比波形。当电压RMS从380 V阶跃至额定电压390 V时,结果表明前馈控制下,超调更小、上升时间和稳定时间更短,该结论与图15所示的阶跃响应分析结果一致。

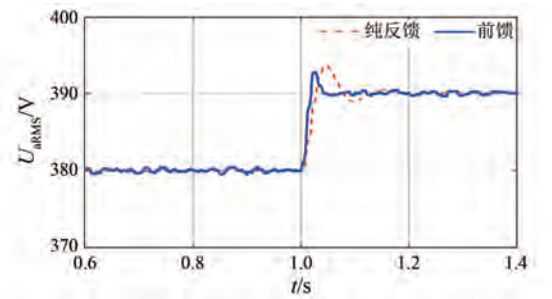


图17 两种控制下的电压给定值阶跃波形

Fig. 17 Voltage reference step waveforms under two control schemes

5 试验验证

为验证所提方法的有效性,在一台20 kW样机试验平台上开展验证试验。样机参数和表1保持一致,样机实物如图18所示,主控芯片为DSP+FPGA。

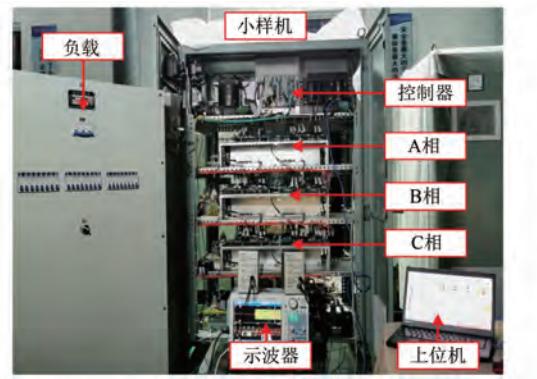


图18 20 kW样机试验平台图

Fig. 18 Photograph of the 20 kW prototype experimental platform

试验选取空载和半载进行稳态测试,记录三相电压RMS和THD,结果如表4所示。结合表2和表4可知,引入前馈控制后,系统的稳定输出电能质量得到了显著提升。

表4 试验稳态数据

Tab. 4 Experimental steady-state data

工况	传统控制		前馈控制	
	RMS/V	THD/%	RMS/V	THD/%
空载	387.9	3.94	388.3	2.51
半载	384.3	2.58	384.6	2.01

动态试验中,采用半载突加与突卸工况,并记录三相电压波形。随后在Matlab/Simulink中对其

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

50 Hz RMS 进行提取，结果如图 19 和图 20 所示。

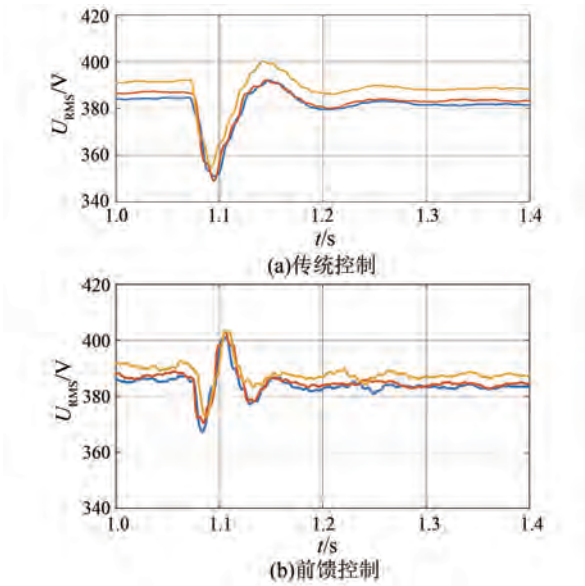


图 19　突加负载电压 RMS 波形

Fig. 19　RMS waveforms of voltage during load step-up

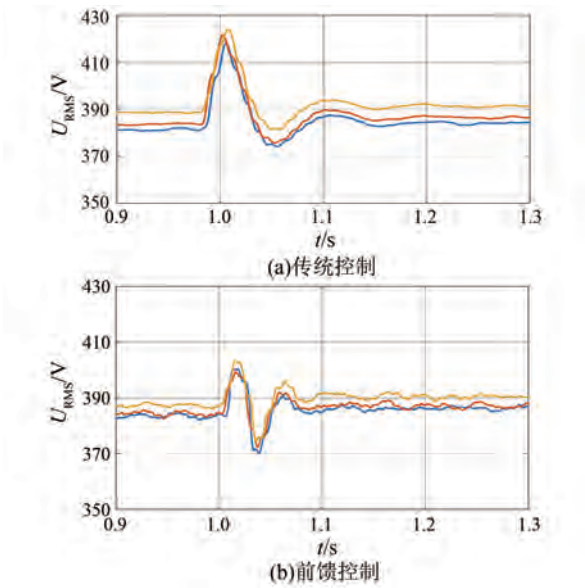


图 20　突卸负载电压 RMS 波形

Fig. 20　RMS waveforms of voltage during load step-down

将表 4 中的 RMS 值视为各工况的稳定值，±2% 作为稳定时间的判据，电压跌落和电压超调按照额定电压 390 V 进行计算，试验动态工况下的性能指标如表 5 所示，验证了前馈控制提升了系统的动态响应能力。

图 21 为两种控制在电压给定值阶跃下的 A 相电压 RMS 对比波形。结果表明，前馈控制的响应速度更快，超调略微降低。

表 5　试验动态性能指标

Tab. 5　Experimental dynamic performance metrics

性能指标	突加负载		性能指标	突卸负载	
	传统控制	前馈控制		传统控制	前馈控制
ΔU/%	10.58	5.78	ΔU_{OS}/%	8.69	3.43
t_d/ms	86.9	39.9	t_d/ms	82.9	36.1

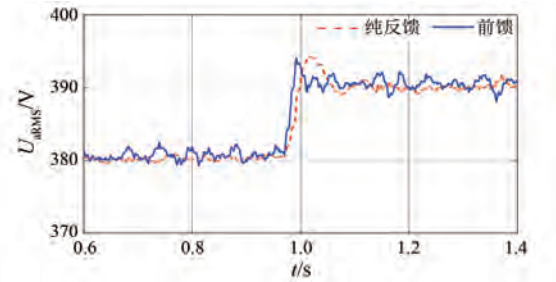


图 21　电压给定值阶跃波形

Fig. 21　Voltage reference step waveforms

6　结语

本文针对电压源型逆变电源在突加突卸负载过程中存在的输出电压波动问题，研究了基于电压电流前馈控制的动态响应提升方法。在建立三相三电平全桥逆变电源数学模型并采用电压电流双环控制策略的基础上，提出了一种以期望带宽和相角裕度为约束的 PI 参数直接设计方法，避免了传统试凑法的盲目性；进而通过伯德图与零极点分布分析，确定了前馈系数，揭示了前馈控制通过提升系统带宽来改善动态特性的内在机理。仿真与试验结果表明，加入前馈控制后，系统在突加突卸负载过程中的电压跌落率和超调率降低，稳定时间缩短，响应速度明显加快，稳态输出电能质量也得到提升。所提方法物理意义清晰、工程操作性强，为同类逆变电源控制参数的正向设计提供了可借鉴的思路。

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

吴由洋进行了理论推导、内容总结与论文撰写；杨国润和谢沁园提供了理论指导、完成了试验测试与数据采集，并对论文进行审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

The theoretical derivation, content summary, and paper writing were carried out by Wu Youyang. The theoretical guidance, experimental testing, data collection, and manuscript revision were carried out by Yang Guorun and Xie Qinyuan. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] 马伟明. 关于电工学科前沿技术发展的若干思考[J]. 电工技术学报, 2021, 36(22): 4627-4636.
Ma W M. Thoughts on the development of frontier technology in electrical engineering [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(22): 4627-4636.

[2] 谢沁园, 王瑞田, 林克文, 等. 基于多次采样的中压大容量逆变电源建模及控制参数全局优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3849-3861.
Xie Q Y, Wang R T, Lin K W, et al. Multisampling based modeling and control of medium-voltage high-power inverter with global optimal method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3849-3861.

[3] 王强钢, 周亦尧, 廖建权, 等. 直流配电网电能质量研究综述[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(7): 193-207.
Wang Q G, Zhou Y Y, Liao J Q, et al. Review on power quality in DC distribution network [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(7): 193-207.

[4] 林今, 程祥, 邱一苇, 等. 可再生能源电解水制氢的组网接入与运营关键技术研究综述[J]. 高电压技术, 2025, 51(5): 2078-2095.
Lin J, Cheng X, Qiu Y W, et al. A review of structure configuration, integration, operation and key technologies of renewable energy power to hydrogen system [J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(5): 2078-2095.

[5] 马伟明. 舰船动力发展的方向——综合电力系统[J]. 海军工程大学学报, 2002, 14(6): 1-5+9.
Ma W M. Integrated power systems—trend of ship power development[J]. Journal of Naval University of Engineering, 2002, 14(6): 1-5+9.

[6] 马伟明, 肖飞, 马凡. 舰船综合电力系统研究进展与应用建议[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(17): 6761-6775.
Ma W M, Xiao F, Ma F. Research progress and application suggestions of vessel integrated power system [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(17): 6761-6775.

[7] 尹志贵. 基于双闭环控制的三相电压型 PWM 整流器的设计与研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
Yin Z G. Design and research of three phase voltage source PWM rectifier on double loop control [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018.

[8] Liu F, Zhou Y, Duan S X, et al. Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4483-4491.

[9] Yin J J, Duan S X, Zhou Y, et al. A novel parameter design method of dual-loop control strategy for grid connected inverters with LCL filter [C] // IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, China, 2009: 712-715.

[10] Dannehl J, Fuchs F W, Thøgersen P B. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2320-2330.

[11] 王伟炳, 宋伟豪. 基于 FOCA 的永磁游标电机 PI 参数自整定[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(7): 94-102.
Wang W B, Song W H. PI parameter self-tuning of permanent magnet vernier motor based on FOCA [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(7): 94-102.

[12] 马遵, 王丹阳, 孟贤, 等. 基于 D 分割的 LCL 型并网逆变器控制参数设计[J]. 电力系统及其自动化学报, 2025, 37(3): 11-18.
Ma Z, Wang D Y, Meng X, et al. D-partition-based design of control parameters for LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2025, 37(3): 11-18.

[13] 赵强强, 李华俊, 叶强. 脉冲发电机鲸鱼优化自适应 PID 励磁控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(3): 65-71.
Zhao Q Q, Li H J, Ye Q. Design of self-adaptive PID using whale optimization algorithm for pulse generator [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(3): 65-71.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[14] 林聪，肖玲斐，陈勇兴. 基于 GWO-PSO 优化的三级式发电机二自由度分数阶 PID 调压控制[J]. 电机与控制应用，2021，48(12)：1-6+20.
Lin C，Xiao L F，Chen Y X. Two-degree-of-freedom fractional-order PID voltage regulation control of three-stage generator based on GWO-PSO optimization [J]. Electric Machines & Control Application，2021，48(12)：1-6+20.

[15] 徐涛，刘新宇，王学鹏. 基于改进 PID 的供暖阀门直流电机控制系统设计[J]. 电机与控制应用，2022，49(12)：28-33.
Xu T，Liu X Y，Wang X P. DC motor control system design of heating valve based on improved PID [J]. Electric Machines & Control Application，2022，49(12)：28-33.

[16] 徐红运，郭凯凯. 基于增强型 LESO 的无差拍电流预测控制系统研究[J]. 电机与控制应用，2025，52(2)：210-220.
Xu H Y，Guo K K. Research on deadbeat predictive current control system based on enhanced LESO [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(2)：210-220.

[17] 王郡，岳国豪，李增豪，等. 基于扰动观测器的双电机同步驱动伺服系统滑模控制[J]. 电机与控制应用，2026，53(2)：168-177.
Wang J，Yue G H，Li Z H，et al. Sliding mode control for dual-motor synchronous drive servo system based on disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application，2026，53(2)：168-177.

[18] 曹文远，韩民晓，谢文强，等. 基于扰动观测器的电压源型逆变器负载电流前馈控制及参数设计方法[J]. 电工技术学报，2020，35(4)：862-873.
Cao W Y，Han M X，Xie W Q，et al. A disturbance-observer-based load current feedforward control and parameter design method for voltage-sourced inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2020，35(4)：862-873.

[19] 郝正杰，刘田震，崔泰赟，等. 基于自抗扰重复控制器的永磁同步电机转速波动抑制策略[J]. 电机与控制应用，2026，53(5)：477-488.
Hao Z J，Liu T Z，Cui T Y，et al. Speed fluctuations suppression strategy for permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection repetitive controller [J]. Electric Machines & Control Application，2026，53(5)：477-488.

[20] 杨明，鲍靖雯，孙岩洲，等. 弱电网下并网逆变器电容电压前馈控制策略[J]. 太阳能学报，2021，42(7)：94-102.
Yang M，Bao J W，Sun Y Z，et al. Capacitor voltage feedforward control strategy of grid-connected inverter in weak grid [J]. Acta Energiae Solaris Sinica，2021，42(7)：94-102.

[21] Geng X H，Liu Z，Dai X C，et al. Robust control scheme based on PCC voltage feedforward and VPI controller for LCL-type grid-following inverters under weak grid condition [C]// 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition，Phoenix，AZ，USA，2024：4759-4767.

[22] 黄通，陈新，张东辉，等. 考虑电压前馈控制的 MMC-HVDC 并网稳定性分析及其阻抗控制优化方法[J]. 中国电机工程学报，2023，43(23)：8987-8999.
Huang T，Chen X，Zhang D H，et al. MMC-HVDC integrated system stability analysis and impedance optimization method with consideration of voltage feed-forward control [J]. Proceedings of the CSEE，2023，43(23)：8987-8999.

[23] 王仕欣，曹鑫，钱胜南，等. 基于负载电流前馈的虚拟同步整流器控制策略[J]. 电力电子技术，2025，59(3)：1-5+10.
Wang S X，Cao X，Qian S N，et al. A load current feedforward control strategy for virtual synchronous rectifier [J]. Power Electronics，2025，59(3)：1-5+10.

[24] 何黎鹏，郭强，肖蕙蕙，等. 含负载前馈补偿的电流型 PWM 整流器改进无差拍控制[J]. 电工技术学报，2024，39(2)：501-513.
He L P，Guo Q，Xiao H H，et al. Improved deadbeat control of current-source PWM rectifiers with load feed-forward compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2024，39(2)：501-513.

收稿日期：2026-06-22
收到修改稿日期：2026-07-16

作者简介：
吴由洋(2002—)，男，硕士研究生，研究方向为电力电子与电力传动，S25180809@nue.edu.cn；
*通信作者：杨国润(1990—)，男，博士，副研究员，研究方向为中压大容量 DC/DC 和 DC/AC 变换器建模与控制，Thomasyang23@nue.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.