

带恒功率负载的 DAB 变换器 有源阻尼自抗扰控制*

邹咏希¹, 肖文勋¹, 于玮², 丘东元¹, 杜贵平¹

1. 华南理工大学电力学院, 广东 广州 510641
2. 易事特集团股份有限公司, 广东 东莞 523808

摘要: 双有源桥(DAB)变换器后接恒功率负载(CPL)时, 呈现负阻抗特性, 易导致系统奇点进入右半平面, 从而出现振荡和不稳定。针对这一问题, 本文基于DAB的降阶平均模型和CPL等效模型, 提出了一种基于有源阻尼的改进自抗扰控制策略。该方法在DAB输出端设计了并联虚拟导纳以主动补偿CPL的负阻抗特性, 并在此基础上对线性扩展状态观测器(LESO)和线性自抗扰控制(LADRC)的结构进行了重构, 以达到消除负阻抗带来的负面影响和增强鲁棒性的目的。实验表明, 与传统的比例积分控制和LADRC方法相比, 所提方案显著消除了输出电压的振荡, 缩短了暂态调节时间, 提高了系统稳定性。

关键词: 双有源桥; 恒功率负载; 有源阻尼; 自抗扰控制

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 2097-0137(XXXX)XX-0001-08

Active-damping-based active disturbance rejection control for dual-active-bridge DC-DC converter with constant power loads

Zou Yongxi¹, Xiao Wenxun¹, Yu Wei², Qiu Dongyuan¹, Du Guiping¹

1. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China

2. East Group Co., Ltd., Dongguan 523808, China

Abstract: With the advantages of high power density, galvanic isolation, and soft-switching capability, the dual-active-bridge (DAB) DC-DC converter has been widely used in modern DC microgrids and renewable-energy systems. However, when a DAB converter supplies a constant power load (CPL), the load exhibits negative incremental impedance, which can drive the system poles into the right-half plane, thereby causing oscillations and instability. To address this issue, this paper proposes an active-damping-based improved active disturbance rejection control strategy, developed from the reduced-order averaged model of the DAB converter and the equivalent CPL model. A shunt virtual admittance is designed at the DAB output to actively compensate the negative impedance introduced by the CPL. On this basis, the linear extended state observer (LESO) and the linear active disturbance rejection control (LADRC) structure are reconfigured to simultaneously mitigate the adverse effects of negative impedance and enhance robustness. Experimental results show that, compared with conventional PI control and standard LADRC, the proposed method effectively

* 收稿日期: 2026-03-01 录用日期: 2026-04-07 网络首发日期: XXXX-XX-XX
基金项目: 国家自然科学基金联合基金(U24B20101); 东莞市重点领域研发项目(20221200300022)
作者简介: 邹咏希(2001年生), 女; 研究方向: 电力电子; E-mail: epyongxi_zou@mail.scut.edu.cn
通信作者: 肖文勋(1979年生), 男; 研究方向: 电力电子; E-mail: xiaowx@scut.edu.cn

全文阅读



ZR20260051

suppresses output-voltage oscillations, shortens the settling time, and improves system stability.

Key words: dual active bridge; constant power load; active damping; active disturbance rejection control

随着可再生能源并网和直流微电网技术的发展,双有源桥(DAB)DC-DC变换器因其功率密度高、电气隔离易实现和软开关特性等优点,成为了双向DC-DC变换器研究的热点(Xu et al., 2021; Shao et al., 2022)。在许多直流系统应用中(如电动汽车供电网络、直流微电网等)DC-DC变换器的后级变换器通常受到严格控制,以满足性能要求,这使得DC-DC变换器的输出端呈现恒功率负载的特性。但恒功率负载的V-I特性曲线具有负斜率,呈现负阻抗特性,会严重影响DC-DC变换器的稳定性(Liu et al., 2018; Jin et al., 2017; 张光儒等, 2025)。

现有控制策略主要包括比例积分控制(PI)、模型预测控制(MPC)、滑模控制(SMC)和线性自抗扰控制(LADRC)等。PI控制(Qin et al., 2014; Tiwary et al., 2019)较为依赖精确的电路参数,如辅助电感值、负载大小等,当参数有偏差时,系统的动态性能会大幅下降。相比PI控制,虽然模型预测控制具有能减小超调、提高动态响应速度,直接将约束考虑在优化问题中实现多目标协同优化等优点,但仍然依赖精确的建模和电路参数,鲁棒性较差(杜接澳等, 2024; Akbar et al., 2021)。滑模控制是一种强鲁棒性的非线性控制方法,结构简单、对系统参数和扰动不敏感。但滑模控制会产生抖振的问题,使得输出电压在给定值附近产生高频振荡,从而影响系统的性能。王盼等(2025)对DAB变换器的传统滑模控制策略进行了改进,采用了超螺旋滑模算法,消除了抖振现象,但所设计的控制律结构复杂,参数整定困难。与上述控制策略相比,线性自抗扰控制策略(王武等, 2022)是一种对系统模型具有强鲁

棒性、较好动态稳态性能的控制方法。但一般的线性自抗扰控制策略未考虑到输出侧呈现恒功率特性的情况。

因此,基于DAB变换器的降阶平均模型和恒功率负载等效模型,本文设计了有源阻尼环节。通过将该有源阻尼环节与LADRC策略融合,改进了线性扩展状态观测器(LESO)的增益、结构和控制律,使得DAB变换器在恒功率负载下能消除振荡,实现强稳定性。最后,搭建实物实验平台,验证了所提控制策略的有效性。

1 DAB变换器工作原理及模型建立

1.1 DAB变换器的工作原理

DAB变换器的拓扑结构如图1所示,变压器两侧各有一个全桥变换器, MOS管 S_1-S_4 组成原边桥, S_5-S_8 组成副边桥。原副边桥两端分别并联电容 C_1 、 C_2 。两全桥之间通过变比为 $1:n$ 的高频隔离变压器耦合,实现电气隔离与升降压。能量在原、副边桥臂产生的方波相位差驱动下,经辅助电感 L_s 在高低压侧之间传输。

采用单移相调制(SPS)的DAB变换器在一个开关周期内的平均传输功率为

$$P = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} v_s(t) i_L(t) dt = \frac{nv_i v_o}{2f_s L_s} D_1 (1 - |D_1|), \quad (1)$$

式中 f_s 是变换器开关频率; $T_{hs}=1/(2f_s)$ 为半个开关周期的时间,由于双有源桥变换器的电感电流和桥臂输出电压具有半周期对称性,因此只需分析半个周期即可得到一个开关周期内的平均传输功率。 v_i 、 v_o 分别为输入和输出电压; v_s 为副边桥的输出电压; i_L 为辅助电感上的电流; n 为变压器变比, D_1 是原、副

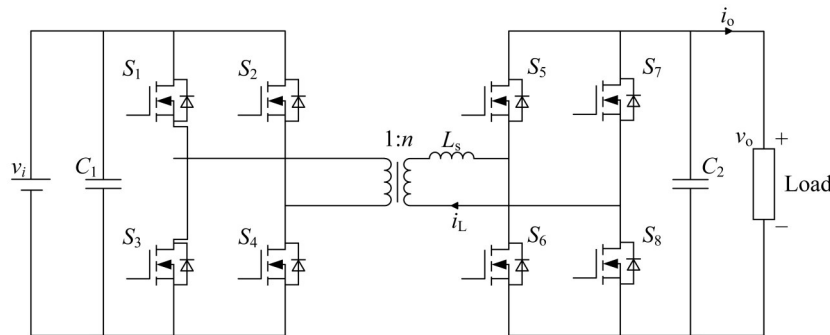


图1 双有源桥DC-DC变换器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of dual-active-bridge DC-DC converter

边全桥输出电压波形之间的外移相比。 $D_1 > 0$ 时 DAB 变换器正向传输功率; $D_1 < 0$ 时 DAB 变换器反向传输功率。

在三移相调制 (TPS) 下, 不仅可以通过外移相比 D_1 改变两侧全桥输出电压波形之间的相位差, 还可以通过全桥变换器内移相 D_2 、 D_3 改变全桥输出电压波形的脉宽, 从而在保证功率传输需求的同时能够降低电流应力、提高变换器效率。此时, 外移相比 D_1 的正负不能作为功率流向的判断依据。三移相调制下, DAB 变换器的功率可用统一谐波形式表示如下 (Shah et al., 2019):

$$P = \sum_{j=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{4v_o^2 T_s \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma}{(j\pi)^3 k L_s}, \quad (2)$$

式中 $k = jv_i/v_o$ 为电压转换比; $\alpha = jD_2\pi/2$; $\beta = jD_3\pi/2$; $\gamma = jD_f\pi/2$; $D_2 \in [0, 1]$ 为初级桥内移相比; $D_3 \in [0, 1]$ 为次级桥内移相比; $D_f \in [-1, 1]$ 为基波外移相比, 是两侧全桥变换器输出电压基波分量的移相比。

由式(2)可知, 三移相调制下 DAB 变换器功率流向取决于基波外移相比 D_f 的正负, 而不是 D_1 。 D_f 与 D_1 、 D_2 、 D_3 的关系为 $D_f = D_1 + \frac{1}{2}(D_3 - D_2)$; 当调制为单移相时, $D_f = D_1$ 。

1.2 DAB 变换器降阶平均模型的建立

对一个周期内的变换器输出电流进行平均化, 得:

$$\langle i_{b2} \rangle = \frac{P}{V_o} = \frac{nv_i D_1 (1 - D_1)}{2f_s L_s}.$$

当负载为电阻时, 输出端口处的动态微分方程为

$$C_2 \frac{dv_o}{dt} = \langle i_{b2} \rangle - \frac{v_o}{R_L}, \quad (3)$$

式中 R_L 为负载电阻值。

对式(3)作小信号化, 得到 DAB 变换器降阶平均模型为

$$\frac{d\tilde{v}_o}{dt} = \frac{nV_i(1 - 2D_{10})}{2f_s L_s C_2} \tilde{d}_1 - \frac{1}{R_L C_2} \tilde{v}_o, \quad (4)$$

式中 \tilde{d}_1 和 \tilde{v}_o 分别为外移相比 D_1 和输出电压 v_o 的小信号量; D_{10} 和 V_i 为外移相比 D_1 和输入电压 v_i 的稳态值。

1.3 线性自抗扰控制策略

线性自抗扰控制将系统视为积分环节和扰动的对象, 通过线性扩展状态观测器实时估计总扰动并补偿。

根据式(4)中给出的降阶平均模型, 将输出电

压动态写成一阶积分环节和扰动的形式如下:

$$\dot{v}_o = b_0 u + f, \quad (5)$$

式中 u 为控制量。在 TPS 调制下, 采用基波外移相比 $u = D_f$ 作为控制量更具有物理意义。 b_0 为名义增益; f 为总扰动, 包含内移相比 D_2 、 D_3 带来的影响、建模误差、参数变化、未建模动态、负载扰动等。

由降阶平均模型, 可得名义增益 b_0 为

$$b_0 = \frac{nV_i}{2f_s L_s C_2} (1 - 2D_{10}).$$

控制量为

$$u_0 = \frac{K_p(v_{\text{ref}} - z_1) - z_2}{b_0}.$$

针对式(5)中的一阶 LADRC, 设计二阶 LESO 如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + b_0 u + \beta_1 (v_o - z_1), \\ \dot{z}_2 = \beta_2 (v_o - z_1), \end{cases}$$

式中 z_1 、 z_2 分别为输出电压 v_o 和总扰动 f 的观测量; β_1 、 β_2 为观测器增益。

用带宽法整定 LESO, 将观测器的奇点配置在 $(s + \omega_0)^2 = 0$ 处, 即

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0, \\ \beta_2 = \omega_0^2, \end{cases}$$

式中 ω_0 为观测器带宽。传统线性自抗扰控制策略的控制图如图 2 所示。

2 基于有源阻尼的改进自抗扰控制策略

当负载为恒功率负载时, DAB 变换器的降阶平均模型变为

$$\frac{d\tilde{v}_o}{dt} = \frac{nV_i(1 - 2D_{10})}{2f_s L_s C_2} \tilde{d}_1 + \frac{P_{\text{CPL}}}{C_2 V_o^2} \tilde{v}_o,$$

式中 P_{CPL} 为恒功率负载功率值; V_o 为输出电压 v_o 的稳态值。

从而, 可以得到占空比到输出电压的传递函数为

$$G_{\phi v}(s) = \frac{\frac{nV_i}{2f_s L_s} (1 - 2D_{10})}{C_2 s - \frac{P_{\text{CPL}}}{V_o^2}},$$

传递函数 $G_{\phi v}(s)$ 的奇点为 $s = P_{\text{CPL}} / (C_2 V_o^2)$, 奇点将使系统不稳定。其根本原因在于恒功率负载在小信号意义下呈现负阻抗特性, 显著削弱端口阻尼, 并诱发母线电压振荡甚至崩溃。因此, 本文首先在输出端引入虚拟导纳补偿, 通过等效并联虚拟电阻来

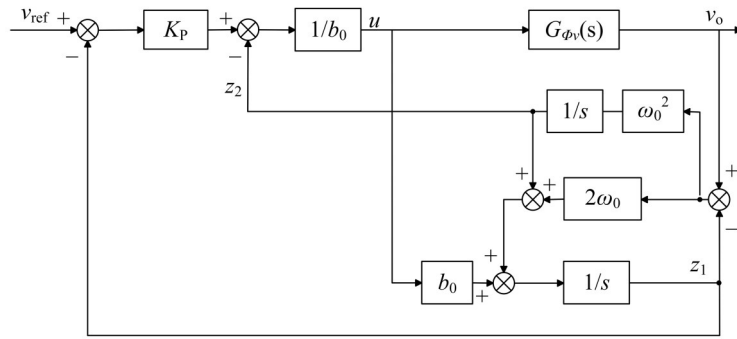


图2 线性自抗扰控制策略的控制框图

Fig. 2 Control block diagram of the linear active disturbance rejection control

抵消 CPL 带来的负阻抗特性,并将右半平面奇点移至左半平面以实现稳定。在系统稳定的基础上,进一步将虚拟导纳补偿融入 LADRC 控制结构中。

2.1 虚拟导纳补偿的设计

恒功率负载在稳态工作点 (V_o, I_o) 处可以等效为等效电阻 Z_{CPL} 和等效受控电流源 i_{CPL} 两部分。为提升端口阻尼并将右半平面奇点移回左半平面,如图 3 所示,在输出电容 C_2 两端并联虚拟导纳 Y_v , 并联虚拟导纳后的占空比到输出电压的传递函数为

$$G_{dv}(s) = \frac{nV_i}{2f_s L_s} (1 - 2D_{10}) \cdot \frac{1}{C_2 s + Y_v - \frac{P_{CPL}}{V_o^2}}$$

此时,传递函数 $G_{dv}(s)$ 的奇点为 $s = P_{CPL}/(C_2 V_o^2) - Y_v/C_2$, 所设计的并联的虚拟导纳应满足 $Y_v > P_{CPL}/V_o^2$ 。这相当于将负导纳用虚拟并联导纳的方式抵消,使端口的等效阻抗重新变为正实数,以满足稳定性要求。这种方法在提高系统稳定性的同时,不影响 DAB 变换器的效率。

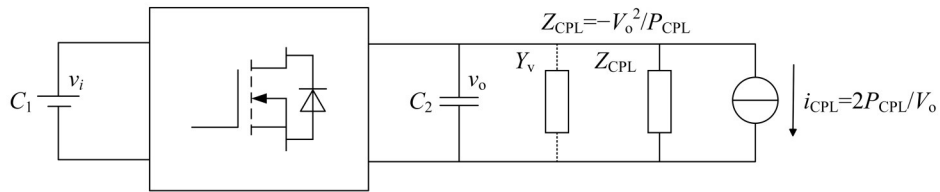


图3 并联虚拟阻抗示意图

Fig. 3 Schematic of shunt virtual-impedance compensation

2.2 改进的自抗扰控制策略

为了实现并联虚拟导纳,同时减少传感器的数量,本文采用输出电压反馈的方式来完成注入虚拟导纳,如图 4(a)所示。进一步地,将流经虚拟导纳上的虚拟电流折算为控制输入量,如图 4(b)所示,则实现注入虚拟导纳后的控制量应在原控制量的基础上减去相应折算量:

$$u = u_0 - \frac{Y_v}{b_0 C_2} v_o. \quad (6)$$

恒功率负载下,总扰动 f 包括恒功率负载引入的干扰 $P_{CPL} v_o / V_o^2$ 以及建模的误差、电路参数变化等引起的干扰,即

$$f = \frac{P_{CPL}}{V_o^2} v_o + w. \quad (7)$$

将式(6)、(7)代入式(5),总扰动 f 中恒功率负

载引入的无法收敛项 $P_{CPL} v_o / V_o^2$ 被虚拟阻抗补偿项抵消,剩下的干扰 w 可以被扩展状态观测器良好地估计。将输出电压动态写成一阶积分环节和扰动的形式:

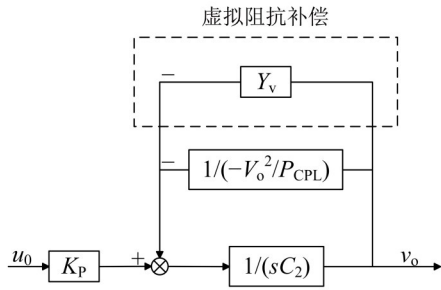
$$\dot{v}_o = b_0 u + f = b_0 u_0 + w + \left(-\frac{Y_v}{C_2} v_o + \frac{P_{CPL}}{V_o^2} v_o \right).$$

为保证当干扰得到良好的估计和补偿时,注入虚拟导纳后的系统也能被简化为单积分器 $\dot{v}_o = K_p(v_{ref} - v_o)$,需要对控制量 u 和 LESO 的结构进行修改。改动后的 LESO 形式为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = a_0 z_1 + z_2 + b_0 u + \beta_1 (v_o - z_1), \\ \dot{z}_2 = \beta_2 (v_o - z_1), \end{cases}$$

式中 $a_0 = Y_v / C_2$ 为虚拟阻抗给观测器结构带来的影响。

(a) 恒功率负载下 DAB 变换器输出端虚拟阻抗补偿控制框图



(b) 并联虚拟阻抗补偿等效归算至控制输入的等效控制框图

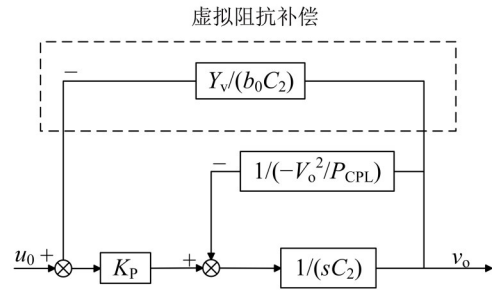


图 4 有源阻尼控制结构及等效变换框图

Fig. 4 Active-damping control structure and equivalent transformation block diagram

当观测器经过良好整定收敛时, z_1 趋近于 v_o , z_2 趋近于总扰动 f , 系统足单积分器的形式。同样地, 用带宽法整定观测器, 则观测器增益为

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 + a_0, \\ \beta_2 = \omega_0^2. \end{cases}$$

最终, 得到基于有源阻尼的改进自抗扰控制策略 (AD-LADRC), 如图 5 所示。为实现良好的动态性能, 必须保证快观测、慢控制的分离原则, 并提升扰动收敛速度与抗噪性。观测器收敛速度应该快于控制器, 因此通常将观测器带宽 ω_0 取为 3~10 倍的控制器带宽 ($\omega_c = K_p$), 即 $\omega_0 = (3 \sim 10)\omega_c$ 。

基波外移相比由图 6 所示的 AD-LADRC 计算得出。为减小电流应力, 提高传输效率, 采用 TPS 调制下电流应力优化调制策略 (Huang et al., 2016) 计算内移相比 D_2, D_3 , 内移相对模型造成的影响将由 AD-LADRC 补偿。

3 实验验证

搭建基于 TMS320F280039C 的 DAB 变换器实

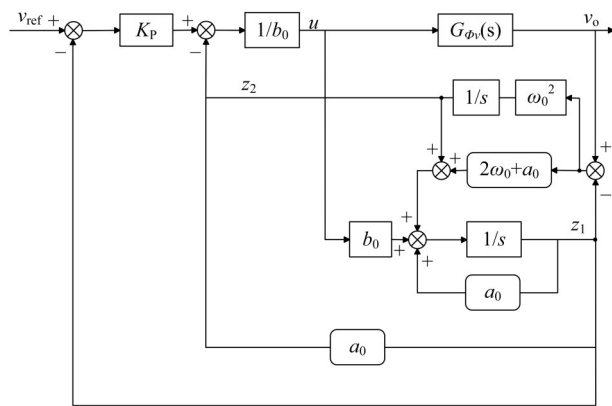


图 5 基于有源阻尼的改进自抗扰控制框图
Fig. 5 Control block diagram of the proposed active-damping-based improved ADRC

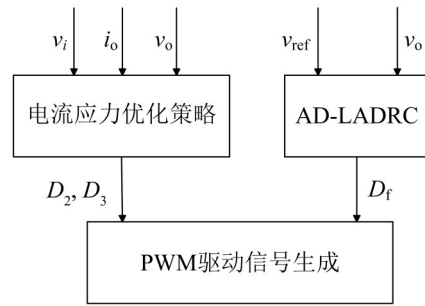


图 6 TPS 调制下 AD-LADRC 控制框图

Fig. 6 Control block diagram of the AD-LADRC based on triple-phase-shift (TPS) modulation

验平台。在实验平台上实现 PI 控制、LADRC 和 AD-LADRC 控制策略, 3 种控制方法的参数按相同带宽整定。样机参数见表 1。

表 1 样机参数

Table 1 Prototype parameters

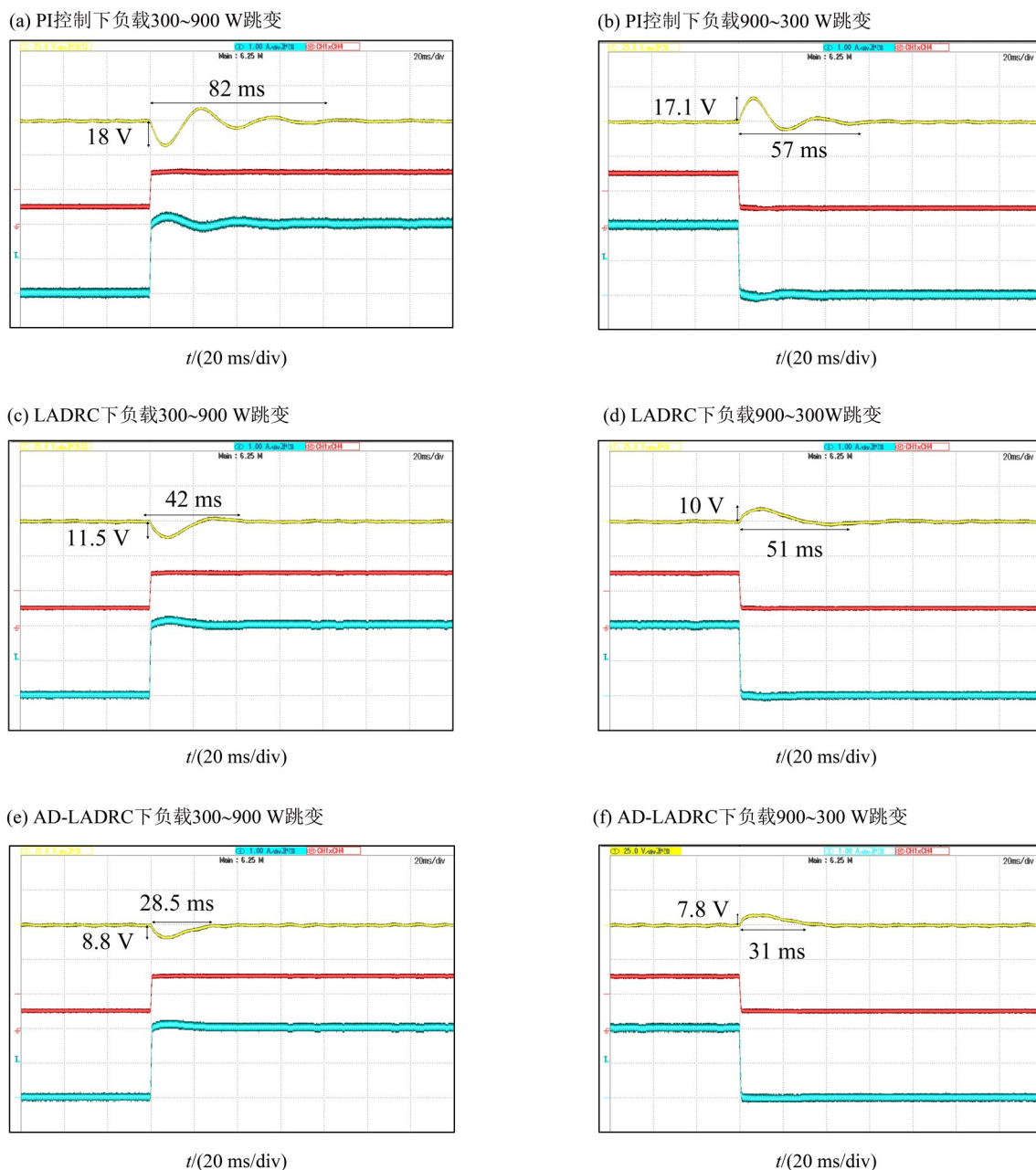
项目	参数	项目	参数
滤波电感 $L_s/\mu\text{H}$	28	变压器变比 n	8
低压侧电容 C_1/mF	5.486	输入电压 v_i/V	48
高压侧电容 $C_2/\mu\text{F}$	470	输出电压 v_{oi}/V	300
开关频率 f/kHz	100	主控芯片	TMS320 F280039C

3.1 恒功率负载跳变实验

图 7 展示了三种控制策略在恒功率负载在 300~900 W 之间升降时的波形。如图 7(a)、(b) 所示, PI 控制下负载跳变时, 输出电压出现较大的振荡, 最大电压变化量分别约为 18 V 和 17.1 V, 电压稳定时间分别为 82 ms 和 57 ms。如图 7(c)、(d) 所示, 相比于 PI 控制, LADRC 输出电压的振荡显著减弱, 最大电压变化量分别缩小至 11.5 V 和 10 V, 电压稳定时间分别缩短至 42 ms 和 51 ms。如图 7(e)、(f) 所示,

AD-LADRC在LADRC的基础上,基本消除了输出电压的振荡,电压稳定时间也大幅减小,最大电压变化量分别缩小至8.8 V和7.8 V,电压稳定时间分

别缩短至28.5 ms和31 ms。实验表明,所提AD-LADRC策略在恒功率负载跳变工况下的稳定性大幅提升。



图中波形从上到下分别为输出电压 v_o (25 V/div、输出功率 P_o (600 W/div) 和输出电流 i_o (1 A/div)

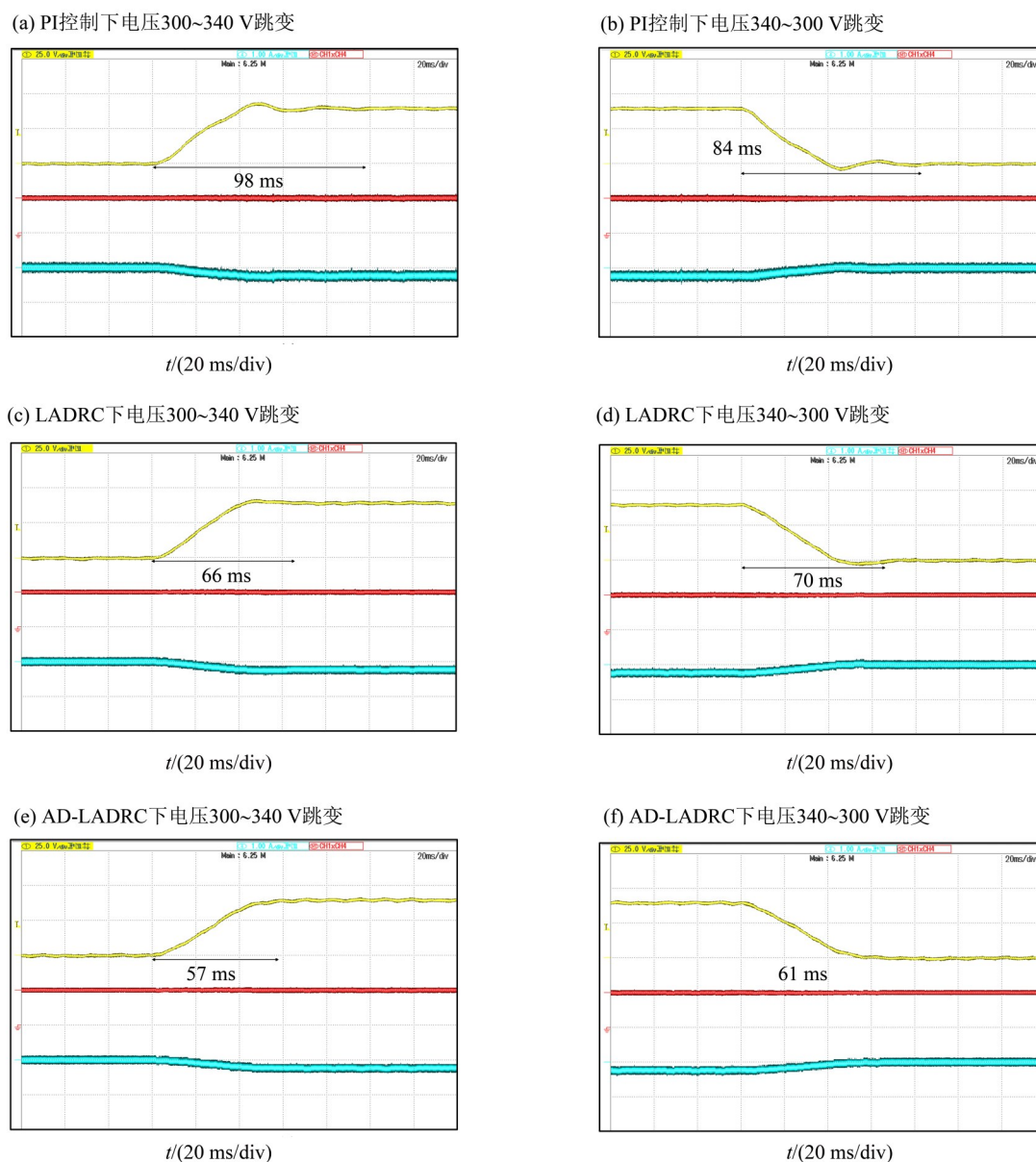
图7 恒功率负载跳变实验波形

Fig. 7 Waveforms of constant-power-load step-change tests

3.2 输出电压参考跳变实验

图8展示了输出电压参考值在300~340 V之间升降时的波形。如图8(a)、(b)所示,PI控制下输出电压达到稳态值之前有明显的振荡,并且电压稳定时间较长,分别为98 ms和84 ms。如图8(c)、(d)所

示,LADRC输出电压达到稳态值之前的振荡有明显减弱,超调量也有所降低,电压稳定时间也有所缩短。如图8(e)、(f)所示,AD-LADRC输出电压达到稳态值之前无振荡,无超调,电压稳定时间进一步缩短为57 ms和61 ms。实验表明,所提AD-



图中波形从上到下分别为输出电压 v_o (25 V/div)、输出功率 P_o (600 W/div) 和输出电流 i_o (1 A/div)

图8 恒功率负载下输出电压参考值跳变实验波形

Fig. 8 Waveforms of output-voltage reference step tests with CPL

LADRC策略在输出电压参考跳变工况下的稳定性大幅提升。

4 结论

针对DAB变换器在恒功率负载条件下易失稳的问题,本文提出了一种基于有源阻尼的改进自抗扰控制策略。通过在输出端并联虚拟导纳,有效抵消了恒功率负载带来的负阻抗,使得系统端

口阻抗恢复正值。结合扩展状态观测器实时估计并补偿扰动,本文方法不仅保持了LADRC结构简单、鲁棒性强的优点,而且进一步增强了系统对CPL扰动的抑制能力。实验结果表明,AD-LADRC方案在负载突变和参考跳变工况下的振荡情况和恢复稳定时间均显著优于传统PI和LADRC控制。此外,该方法易于进行参数整定,具有良好的可行性。

参考文献:

- 杜接澳, 张裕铭, 唐维溢, 2024. 双有源桥变换器多移相调制模型预测控制研究[J]. 电力电子技术, 58(12): 99-101.
- 王盼, 朱继贻, 叶高翔, 等, 2025. 基于超螺旋滑模控制的双有源桥DC-DC变换器电流应力优化控制[J]. 高电压技术, 51(3): 1295-1306.
- 王武, 雷文浩, 蔡逢煌, 等, 2022. 结合电流应力优化的双有源全桥DC-DC变换器自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 37(12): 3073-3086.
- 张光儒, 张家午, 范迪龙, 等, 2025. 电动汽车充放电对直流微电网稳定性影响分析[J]. 电力电子技术, 59(4): 94-99.
- Akbar S M, Hasan A, Watson A J, et al, 2021. Model predictive control with triple phase shift modulation for a dual active bridge DC-DC converter [J]. IEEE Access, 9: 98603-98614.
- Huang J, Wang Y, Li Z, et al, 2016. Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional DC-DC converter [J]. IEEE Trans Ind Electron, 63(7): 4169-4179.
- Jin Z, Meng L, Guerrero J M, 2017. Constant power load instability mitigation in DC shipboard power systems using negative series virtual inductor method [C]//43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China: 6789-6794.
- Liu Z, Su M, Sun Y, et al, 2018. Stability analysis of DC microgrids with constant power load under distributed control methods[J]. Automatica, 90: 62-72.
- Qin H, Kimball J W, 2014. Closed-loop d-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters [J]. IEEE Trans Power Electron, 29(2): 1006-1017.
- Shah S S, Bhattacharya S, 2019. A simple unified model for generic operation of dual active bridge converter [J]. IEEE Trans Ind Electron, 66(5): 3486-3495.
- Shao S, Chen L, Shan Z, et al, 2022. Modeling and advanced control of dual-active-bridge DC-DC converters: A review [J]. IEEE Trans Power Electron, 37(2): 1524-1547.
- Tiwary N, Venkataramana N N, Panda A K, et al, 2019. Direct power control of dual active bridge bidirectional DC-DC Converter [C]//2019 International Conference on Power Electronics, Control and Automation. Delhi, India: 1-4.
- Xu Q, Vafamand N, Chen L, et al, 2021. Review on advanced control technologies for bidirectional DC/DC converters in DC microgrids [J]. IEEE J Emerg Sel Top Power Electron, 9(2): 1205-1221.

(责任编辑 王海蓉)