DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.236 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于 ADRC 的新能源机车辅助电源研究

席 赫[1](中国电源学会会员)，许 国[1](中国电源学会会员)，宋君健[2]，
徐文婧[2]，粟 梅[1]
(1.中南大学自动化学院，长沙 410083；2.中车大连电力牵引研发中心有限公司，大连 116052)

摘要：为实现辅助供电系统的轻量化和高效化，针对新能源机车辅助电源应用场景，对高压大功率 DC-DC 变换电源模块进行了研究。提出了适合高压大功率的三电平升压 TL-Boost(three-level Boost)和输入串联输出并联 ISOP(input series output parallel)全桥 LLC 谐振电路组成的准两级式拓扑及其动态自抗扰算法，详细介绍了其工作原理，并利用自抗扰控制 ADRC(active disturbance rejection control)取代传统比例积分 PI(proportional integral)控制，解决了由于负载波动导致的输出电压不稳定问题，最终实现了辅助电源的高均流和高稳定性运行。最后，搭建了 1 台由 2 个 150 kW TL-Boost+LLC 谐振变换器组成的样机并对其进行验证，实验结果证明了所提 DC-DC 变换器和控制方法的可行性与有效性，具有较高的工程意义。

关键词：输入串联输出并联；LLC 谐振变换器；三电平升压；辅助电源；自抗扰控制

Research on ADRC-based Auxiliary Power Supply for New Energy Locomotives

XI He[1], *Member*, *CPSS*, XU Guo[1], *Member*, *CPSS*, SONG Junjian[2], XU Wenjing[2], SU Mei[1]
(1. School of Automation, Central South University, Changsha 410083, China; 2. CRRC Dalian R&D Co., Ltd., Dalian 116052, China)

Abstract: To achieve lightweight and high-efficiency auxiliary power supply systems, a study was conducted on high-voltage and high-power DC-DC conversion power modules tailored for the application scenarios of new energy locomotive auxiliary power supplies. A quasi-two-stage topology was proposed, consisting of an input series output parallel (ISOP) three-level Boost (TL-Boost) and a full-bridge LLC resonant circuit, suitable for high-voltage and high-power applications. The working principle of this topology was detailed, and in response to the issues with traditional proportional integral (PI) control, an active disturbance rejection control (ADRC) method was proposed, addressing the instability of output voltage due to load fluctuations. This ultimately achieved high current sharing and high-stability operation of the auxiliary power supply. A prototype was constructed, comprising two 150 kW TL-Boost+LLC resonant converters, which was validated. The experimental results demonstrated the feasibility and effectiveness of the proposed DC-DC converter and control method, bearing significant engineering implications.

Keywords: Input series output parallel (ISOP); LLC resonant converter; three-level Boost (TL-Boost); auxiliary power supply; active disturbance rejection control (ADRC)

随着社会经济的进步和“双碳”目标的提出，新能源机车得到了迅速发展，大大降低了污染物排放对环境造成的污染，其中以氢燃料电池和动力电池为主的机车实现了零碳排放，将内燃发电机与动力电池相结合可以实现氮氧化物减排约 1/2、碳氢化物减排约 2/3。辅助供电系统的 DC-DC 变换器

收稿日期：2024-12-28；**修回日期**：2025-02-17；**录用日期**：2025-03-10；**网络首发日期**：2025-03-27
基金项目：国家重点研发计划“一带一路”专项资助项目(2020YFE0202700)
This work is supported by National Key Research and Development Plan “Belt and Road” special project under the grant 2020YFE0202700

的优化设计对实现新能源机车的高效率运行至关重要[1]。目前，辅助供电系统是从中间直流环节取电，电压等级范围是 900~1 800 V，由于机车供电设备众多，其功率等级在 300 kW 左右。当采用工频变压器方案时，其工作频率较低会使设备整体的体积和质量增加，且功率密度较难提升。为实现辅助供电系统的轻量化和高效化，提高电源的开关频率，采用高频变压器替代传统工频变压器[2-5]。

软开关技术是提升辅助供电系统能效水平的关键手段，文献[6]提出基于降压与推挽级联的两级拓扑结构，从而实现宽电压范围内的软开关调节，其两级拓扑可以对宽电压范围拓扑进行应用，但是由于其拓扑的局限性，该结构适合在低压小功率场合使用。输入串联输出并联 ISOP(input series output parallel)架构因其独特的模块化特性，在实现高压输入领域的广泛应用方面展现出巨大潜力，文献[7]在此领域进行了探索，提出了一种基于单变压器的 ISOP 拓扑，根据变压器漏感和匝数比的偏差，利用飞跨电容构成电压平衡电路，需要增加外部器件实现均压，系统变得复杂，且无法实现宽电压输入的应用。ISOP 系统中，输入电压均分和输出电流均流是变换器的 2 个重要控制目标。文献[8-9]利用 ISOP 系统可以采用共同占空比运算来实现功率平衡，显著降低了控制器系统的设计成本，但是对系统的参数较敏感，瞬态过程可能导致系统不稳定；文献[10]针对系统参数的误差提出输入电压均压的控制方法，可以获得等效的输入电压；文献[11]提出了一种基于 Boost+LLC 谐振变换器的拓扑，所提出的 ISOP 系统可以实现良好的输入电压均压，输出电流均流。然而，现有针对 ISOP 系统的研究多集中在共占空比和功率均分控制方面，难以对系统输入电压的瞬态波动和负载波动起到较好的抑制作用。

针对应用于机车辅助电源的高压大功率转换需求，本文提出一种 ISOP 的三电平升压 TL-Boost (three-level Boost)电路和全桥 LLC 谐振电路相结合的拓扑及其动态自抗扰控制 ADRC(active disturbance rejection control)算法。所采用的变换器结构可通过软开关技术实现高频变压器工作频率的提升，减小辅助供电系统的体积。同时提出一种 ADRC 算法，保证了输出电压的稳定性，在辅助供电系统轻量化背景下，具有良好的应用前景。

1　TL-Boost+LLC 级联型 ISOP 拓扑

辅助电源 ISOP 系统前级为 2 组 TL-Boost 交错串联，后级为全桥 LLC 谐振电路，其拓扑如图 1 所示，其中全桥 LLC 可以等效简化为固定变比的直流变压器，为了提高电能转换效率，LLC 谐振电路的开关频率固定不变且小于等于谐振频率。图中：U_{dc} 为输入电压；L 为 TL-Boost 电感；S_{1A} 和 S_{1B} 分别为上级 TL-Boost 电路上、下桥臂的开关管，S_{2A} 和 S_{2B} 分别为下级 TL-Boost 电路上、下桥臂的开关管；D_{1A}、D_{2A}、D_{1B}、D_{2B} 为 TL-Boost 电路的二极管；$u_{C_{11}}$、$u_{C_{12}}$、$u_{C_{21}}$、$u_{C_{22}}$ 为 TL-Boost 电路上的均压电容；S_{11}、S_{12}、S_{13}、S_{14} 为上级全桥 LLC 的开关管；S_{21}、S_{22}、S_{23}、S_{24} 为下级全桥 LLC 的开关管；C_{r1}、C_{r2} 为全桥 LLC 的谐振电容；L_{r1}、L_{r2} 为变压器的漏感；L_{m1}、L_{m2} 为变压器的励磁电感；D_{11}、D_{12}、D_{13}、D_{14} 为上级整流二极管；D_{21}、D_{22}、D_{23}、D_{24} 为下级整流二极管；C_o 和 R_o 分别为输出电容和输出电阻。

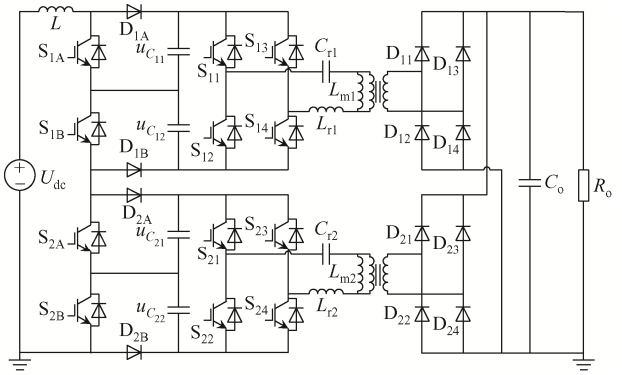


图 1　TL-Boost+LLC 级联型 ISOP 系统

Fig. 1 TL-Boost+LLC cascaded ISOP system

ISOP 拓扑结构耐高压且可在大功率场合应用，能有效降低开关器件的电压和电流应力，但由于系统中各单元模块硬件参数无法保证完全一致，导致模块间运行不平衡，因此需要对其输入电压和

输出电流进行均压、均流控制，降低硬件参数不同对模块均等的影响。对于输出鲁棒性要求较高的系统，传统的比例积分 PI(proportional integral)闭环控制易受系统内外扰动影响，无法实现高精度控制，ADRC 对控制对象的精确模型依赖性较低，并能感知系统扰动对其进行补偿，从而保证控制精度，因此前级 TL-Boost 变换器采用交错控制实现升压电感电流的纹波抑制，并采用 ADRC 算法提升系统的输出性能。为了实现前级输出的稳定，需要保证各分压电容两端电压均等，因此通过动态调整对开关管占空比进行控制，从而为后级全桥 LLC 电路的设计提供了稳定的输入电压，有利于系统参数的调整，具有较高的变换效率[12-19]。

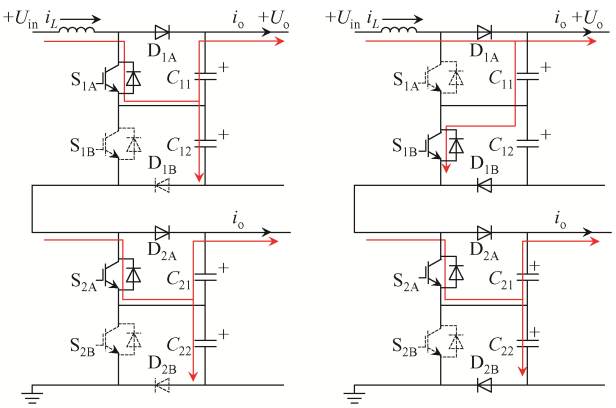
2 拓扑工作模态及特性分析

2.1 TL-Boost 电路

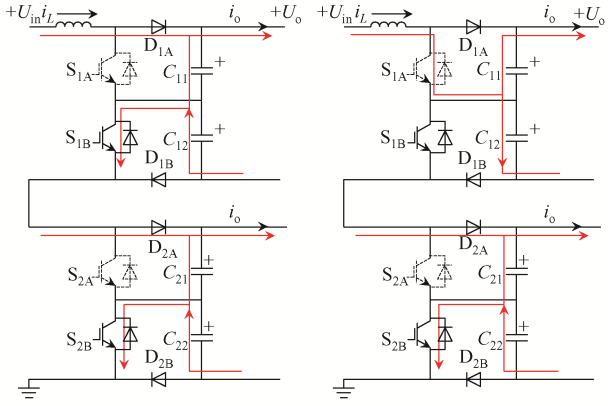
TL-Boost 电路拓扑增加了电平数，可有效降低电压电流谐波，开关管承受的电压比两电平降低了 1/2，具有较小的开关损耗[16-17]。TL-Boost 电路根据开关管占空比 D 的变化可分为 4 种工作模式，本文仅对其中一种模式进行分析，其他模式与之类似。0<D<0.25 模式下，TL-Boost 电路电流流向如图 2 所示。图中：i_L 为 TL-Boost 电感电流；i_o 为 TL-Boost 输出电流；U_{in} 为 TL-Boost 输入电压；U_o 为 TL-Boost 输出电压。

此时加在电感上的电压为

$$U_L = U_{in} - 2U_o < 0 \tag{1}$$



(a) S_{1A}和S_{2A}导通时　(b) S_{1B}和S_{2A}导通时



(c) S_{1B}和S_{2B}导通时　(d) S_{1A}和S_{2B}导通时

图 2　TL-Boost 电路电流流向

Fig. 2 Current flow of TL-Boost circuit

每个开关导通的时间为 DT_s，T_s 为开关周期，紧跟在开关导通时间后的关断时间为$(0.25-D)T_s$，由伏秒平衡可得

$$D = \frac{2U_o - U_{in}}{2U_o} \tag{2}$$

2.2 全桥 LLC 谐振电路

全桥 LLC 谐振电路如图 1 所示，同一桥臂的 2 个开关管互补导通，2 个桥臂的开关管轮流导通，图 1 中 LLC 谐振网络输入端电压为脉冲电压，其频率为谐振开关频率 f_s，采用傅里叶级数对谐振电路输入电压进行展开，可表示为

$$u_{AB}(t) = \frac{4U_{in}}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\cdots}\frac{1}{n}\sin(n\omega_s t) \tag{3}$$

式中：$u_{AB}(t)$为谐振网络输入端电压；n 为谐波次数；ω_s 为开关角频率。

定义全桥 LLC 谐振变换器的直流电压增益 $M = nU_o / U_{in}$，根据基波等效分析法，对交流电压传递函数取幅值可以得到全桥 LLC 变换器的电压增益为

$$M = \left\| \frac{nU_o}{U_{in}} \right\| = \left\| \frac{j\omega_s L_m // R_{eq}}{j\omega_s L_r + 1/(j\omega_s C_r) + j\omega_s L_m // R_{eq}} \right\| \tag{4}$$

式中：L_m 为变压器励磁电感；R_{eq} 为折算到一次侧的交流等效负载电阻；L_r 为等效谐振电感；C_r 为等效谐振电容。

全桥 LLC 谐振变换器的电压增益函数为

$$M(f_{\mathrm{n}})=1\Big/\sqrt{\left[1+\frac{1}{K}\left(1-\frac{1}{f_{\mathrm{n}}^{2}}\right)\right]^{2}+\left[Q\left(f_{\mathrm{n}}-\frac{1}{f_{\mathrm{n}}}\right)\right]^{2}} \tag{5}$$

式中：f_{n} 为归一化工作频率，$f_{\mathrm{n}}=f_{\mathrm{s}}/f_{\mathrm{r}}$，$f_{\mathrm{r}}$ 为谐振频率；K 为电感比，$K=L_{\mathrm{m}}/L_{\mathrm{r}}$；$Q$ 为品质因数，$Q=Z_{\mathrm{r}}/R_{\mathrm{eq}}=\sqrt{L_{\mathrm{r}}/C_{\mathrm{r}}}/R_{\mathrm{eq}}$，$Z_{\mathrm{r}}$ 为谐振阻抗。

LLC 变换器电压增益曲线如图 3 所示。

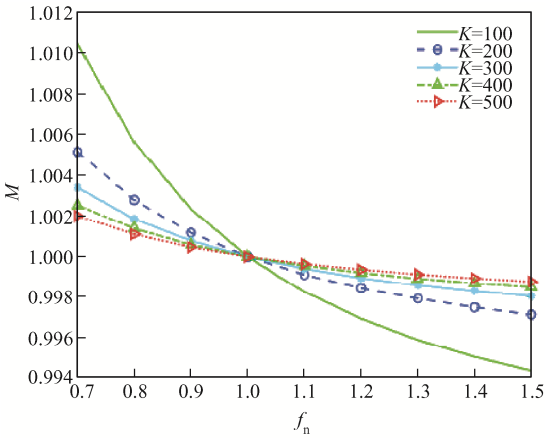


图 3　LLC 变换器电压增益

Fig. 3 Voltage gain of LLC converter

结合式(5)和图 3 可知：K 越大，f_{n} 对电压增益的影响越小，当 f_{s} 一定时，谐振元件对电压增益的影响也越小；Q 越小，f_{n} 对电压增益的影响越小，说明负载变化对电压增益影响较小。因此，选择较大的 K 和较小的 Q，电压增益保持恒定，选择 f_{n} 接近 1，全桥 LLC 谐振变换器的电压增益接近 1，呈现出直流变压器的特性。

3　TL-Boost+LLC 级联型 ISOP 拓扑的 ADRC 算法

TL-Boost 电路的主要功能是输出期望电压并实现电容电压中点电位平衡，对同一桥臂的开关管采用交错控制，在辅助供电系统输入电压发生变化时，调节升压占空比以控制前级交错串联 TL-Boost 电路输出电容电压。受主电路寄生参数差异影响，交错串联 TL-Boost 运行时存在输出电容电压平衡问题，需要引入均压环控制电容电压均等。为了提升辅助电源的输出性能，提出使用 ADRC 算法对 Boost 电感电流进行控制。

根据上述控制目标要求，设计 TL-Boost+LLC 级联型 ISOP 拓扑，其系统框图如图 4 所示。图中：U_{mid} 为系统输出电压；U_{mid}^{*} 为 U_{mid} 的参考值；z_1 为 U_{mid} 的估计值；z_2 为系统扰动量的估计值；i_L^{*} 为电感电流估算的参考值；G_{i1} 和 G_{i2} 分别为 2 组 Boost 电流内环的调节器；D_1 和 D_2 分别为 2 组电流环输出占空比的基准值；d_{d1} 和 d_{d2} 分别为 2 组 Boost 上管的占空比；d_{q1} 和 d_{q2} 分别为 2 组 Boost 下管的占空比；d_{e1} 和 d_{e2} 分别为 2 组变换器内部电容均匀控占空比修正量；G_{n1}、G_{n2} 和 G_{n3} 分别为模块均压调节器与模块 1 与 2 内部均压电容调节器；K_{u11}、K_{u12}、K_{u21}、K_{u22} 分别为电容电压的采样反馈系数；K_{i_L} 为电感电流采样反馈系数；$K_{U_{\mathrm{mid}}}$ 为输出电压采样反馈系数。控制系统采用电压外环、电流内环和均压环三环控制，其中电流内环采用 ADRC，相较于传统的 PI 控制，ADRC 中扩张状态观测器 ESO (extended state observer)可估计和补偿系统内外的总扰动，非线性误差反馈控制律 NLSEF(nonlinear state error feedback)可以根据系统的当前状态动态调整控制输入，从而降低了对系统精确数学模型的依赖，对外界变化或参数波动的敏感度较低、鲁棒性较强。ESO 的输出 z_1 可以较好地估计 U_{mid}，NLSEF 通过 U_{mid}^{*} 与 z_1 的差值及 z_2 完成控制运算，调节 i_L^{*}。ADRC 的设计推导如下。

根据系统拓扑可知输出电压的微分方程为

$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{mid}}}{\mathrm{d}t}=\frac{i_L}{C_{\mathrm{o}}}-\frac{U_{\mathrm{mid}}}{R_{\mathrm{o}}C_{\mathrm{o}}}+f \tag{6}$$

式中，f 为系统扰动量。

根据式(6)构建状态方程，定义控制量 $u=i_L$，选取状态变量 $x_1=U_{\mathrm{mid}}$，设置一个扩展状态变量 $h=\dot{x}_2=\dot{f}$，则

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}u+\boldsymbol{E}h\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{D}u\end{cases} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{x}$ 为状态向量，$\boldsymbol{x}=[x_1\quad x_2]^{\mathrm{T}}=[U_{\mathrm{mid}}\quad f]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{y}$ 为输出向量；$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{-R_{\mathrm{o}}C_{\mathrm{o}}} & 1\\ 0 & 0\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{C_{\mathrm{o}}}\\ 0\end{bmatrix}$；

$\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{C}=[1\quad 0]$；$\boldsymbol{D}=[0]$。

设计 ESO 为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}+\boldsymbol{B}u+\boldsymbol{L}(\boldsymbol{y}-\hat{\boldsymbol{y}})\\ \hat{\boldsymbol{y}}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{z}\end{cases}\tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{z}$ 为 ESO 的状态向量，即对真实状态 x 的估计值；$\boldsymbol{L}$ 为观测器反馈增益向量，$\boldsymbol{L}=[l_1\quad l_2]^{\mathrm{T}}$，$l_1$ 为状态误差反馈增益，l_2 为扰动误差反馈增益。

$\boldsymbol{z}$ 和 $\boldsymbol{x}$ 的误差方程为

$$\begin{cases}\boldsymbol{e}=\boldsymbol{z}-\boldsymbol{x}\\ \dot{\boldsymbol{e}}=(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{e}\end{cases}\tag{9}$$

式中，$\boldsymbol{e}$ 为状态观测误差向量。

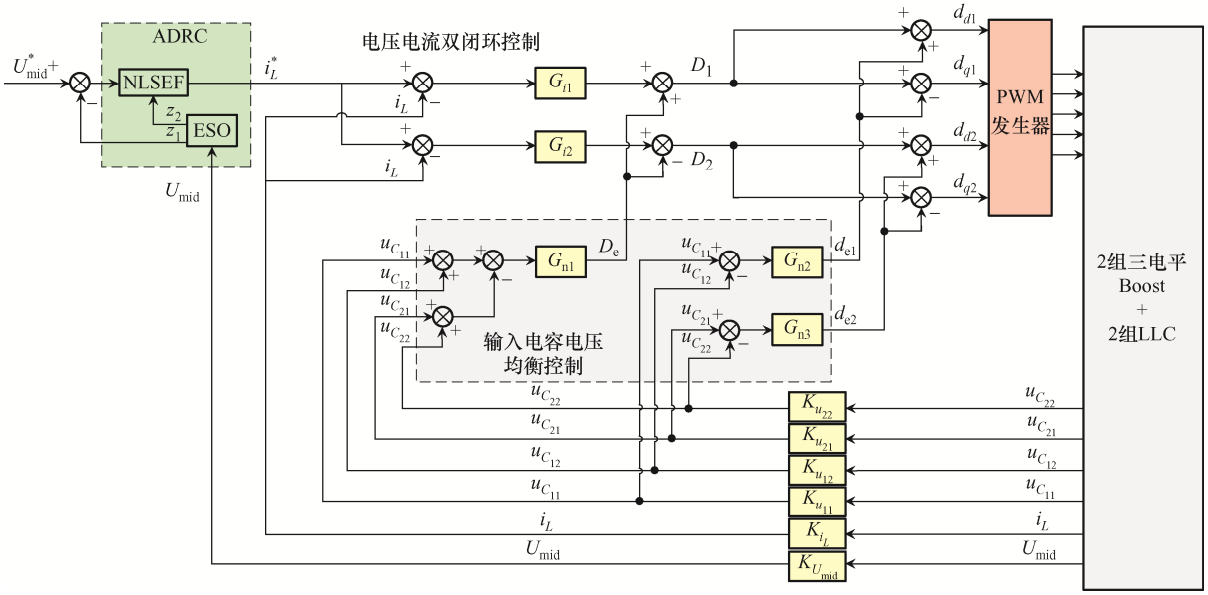


图 4 TL-Boost+LLC 控制系统框图

Fig. 4 Block diagram of TL-Boost+LLC control system

当矩阵 $\boldsymbol{A}$–$\boldsymbol{LC}$ 稳定时，将观测器的极点选择在左半平面$-\omega_o$处(ω_o为观测器带宽)，$z(t)$即可估计出状态变量 $x(t)$，包括 x_1 和 x_2。ω_o越高，系统响应输入变化越快，但同时也可能引入更多的高频噪声。根据观测器的输出，构造 NLSEF[18-19]，即

$$\begin{cases}\boldsymbol{e}=x_1-z_1\\ u=\beta\cdot\mathrm{fal}(\boldsymbol{e},\alpha,\delta)-\dfrac{z_2}{b}\end{cases}\tag{10}$$

$$\mathrm{fal}(\boldsymbol{e},\alpha,\delta)=\begin{cases}|\boldsymbol{e}|^{\alpha}\,\mathrm{sign}(\boldsymbol{e}) & |\boldsymbol{e}|>\delta\\ \dfrac{\boldsymbol{e}}{\delta^{1-\alpha}} & |\boldsymbol{e}|<\delta\end{cases}\tag{11}$$

式中：β 为增益；fal(·)为非线性组合函数；α 为幂次参数；δ 为切换阈值；b 为控制增益。

β 和 α 决定了控制器的强度，适当增加可以提高系统的响应速度和准确性，但过高可能导致系统不稳定或振荡；δ 决定了线性增益和非线性增益的切换点，可以在快速响应和稳定控制之间取得最佳平衡。通过调整参数 β、α、δ 可以改善控制器的控制性能，从而实现电流内环 ADRC，提升辅助电源的输出能力。

4 参数设计、仿真与实验验证

4.1 系统核心参数设计

新能源机车通过中间级取直流电，输入电压范围 900~1 800 V，负载端由多组三相逆变器并联组成，对输出电压要求为 720 V，根据负载的要求，额定功率需达到 300 kW。因此，前级采用交错并联 TL-Boost 对变换器进行升压，降低无源器件电流，从而缩小无源器件的体积，利用 LLC 谐振变换器实现软开关性能并降低开关损耗。系统参数见表 1。

4.2 仿真验证

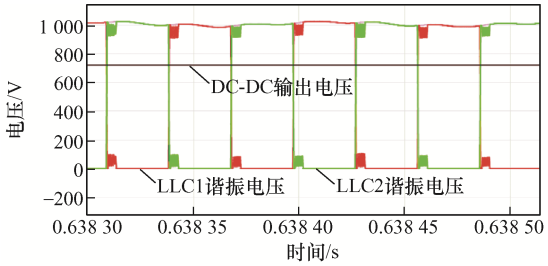
为了验证 TL-Boost+LLC 级联型 ISOP 系统的

性能，搭建仿真模型对系统稳态性能和负载波动进行仿真分析。根据设计需求，设定电流纹波系数小于 0.2，Boost 开关频率为 4.5 kHz，LLC 谐振电路开关频率 f_s=18 kHz，f_n=0.9，则 f_r≈20 kHz，一二次侧匝比 1.35，仿真结果如图 5 所示。

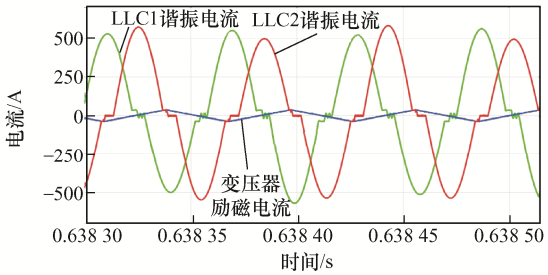
表 1　ISOP DC-DC 变换器参数

Tab. 1 Parameters of ISOP DC-DC converter system

参数	数值
Boost 输入电压/V	900~1 800
Boost 输出电压/V	2 100~2 200
Boost 开关频率/kHz	4
LLC 输出电压/V	650~780
谐振频率/kHz	18
输出功率/kW	300
Boost 升压电感/mH	0.5
Boost 输出电容/μF	264
LLC 串联电感/μH	4.5
LLC 串联电容/μF	15
LLC 并联电感/μH	500



(a) LLC谐振电压和DC-DC输出电压



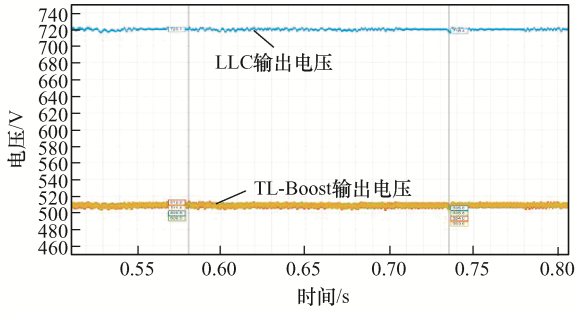
(b) LLC谐振电流和变压器励磁电流

图 5　仿真结果

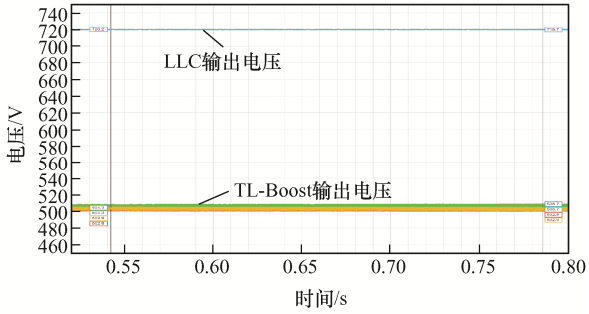
Fig. 5 Simulation results

由仿真结果可见，LLC1 和 LLC2 的谐振电压、谐振电流一致。ISOP 型 TL-Boost+全桥 LLC 拓扑与三环控制相结合，可以实现机车用辅助电源的均压均流控制，保证了输出电压的稳定性。

LLC 采用开环控制，相当于理想变压器，理想变压器仅与输入电压和匝数比相关，当采用传统铁心时，难免会对均流造成影响，此处忽略对匝数比的影响。因此仅考虑前级 TL-Boost 的参数对输出变化的影响，如图 4 所示，由于采用交错串联，通过输出电容电压 ($u_{C_{11}}$、$u_{C_{12}}$、$u_{C_{21}}$、$u_{C_{22}}$) 与输出电压的 1/4 进行比较，进入均压环调节器，并得到各开关管占空比的偏差值 d，再与电流内环占空比的基准值 D_1、D_2 相加减得到开关信号。图 6 所示为电感参数相差 10%、TL-Boost 输出电压最大差值小于 3 V、输入电容容差为 10%时 TL-Boost 的每路输出电压的波形。TL-Boost 输出电压最大差值小于 5 V，电压差值在均压范围以内，考虑器件参数的不一致性，通过占空比的微调可以使输出电压满足均压要求。



(a) TL-Boost电感不一致



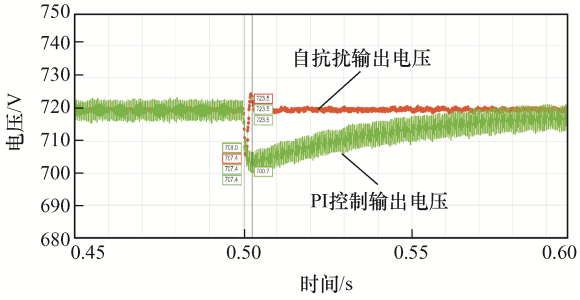
(b) TL-Boost输出电容不一致

图 6　器件参数不一致时的性能结果

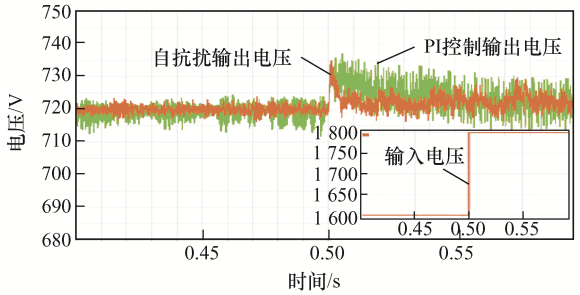
Fig. 6 Performance results with inconsistent device parameters

为了验证系统的输出性能，对 ADRC 算法和 PI 控制算法的运行性能进行对比，系统在 0.5 s 时开始加载，结果如图 7(a)所示。通过对比可以发现，在负载变化时，采用 PI 控制的 DC-DC 变换器的输出电压最低为 700 V，采用 ADRC 的输出电压最低

为 709 V，ADRC 比 PI 控制输出电压精度提升约 1%，并且恢复电压稳定的时间也更短。图 7(b)中输入电压从 1 600 V 突升到 1 800 V，ADRC 输出电压恢复稳定时间比 PI 控制短 35 ms。综上所述，ADRC 有效提升了系统输出的鲁棒性。



(a) 负载突变时



(b) 输入电压突变时

图 7 性能对比结果

Fig. 7 Performance comparison results

4.3 实验验证

基于上述 ISOP DC-DC 变换器的分析和仿真结果，搭建实验样机对其性能进行进一步验证，实验中辅助电源的负载为 5 台 60 kW 的散热风机，实验样机如图 8 所示。

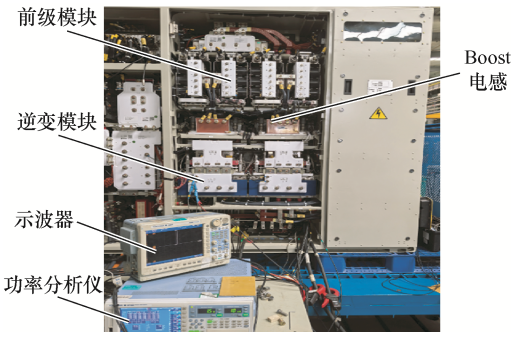
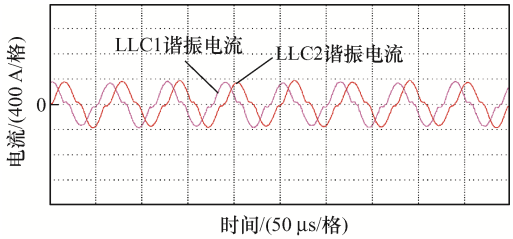


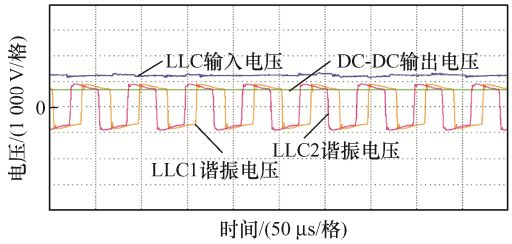
图 8 实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

样机实验结果如图 9 所示，其中谐振电流有效值为 142 A，谐振电压为±1 050 V 的方波，TL-Boost 输出电压为 4 路 525 V±5%，满足 LLC 输入均压，DC-DC 变换器输出电压为 720 V，符合设计要求。



(a) LLC谐振电流

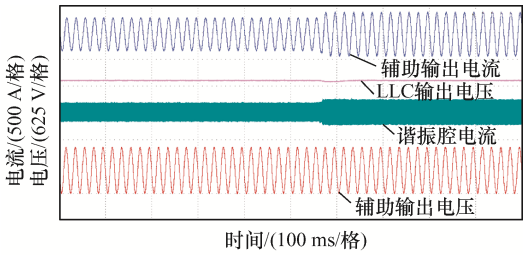


(b) LLC谐振电压、输入电压和DC-DC输出电压

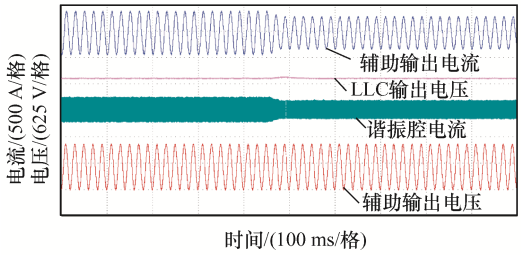
图 9 实验结果

Fig. 9 Experimental results

为了验证 DC-DC 变换器的动态性能，对辅助电源供电系统进行负载投切实验。当负载由 4 台风机投到 5 台风机时，输出负载增加 60 kW；当负载由 5 台风机切到 4 台风机时，输出负载降低 60 kW。LLC 输出电压均保持稳定，20 ms 内电压波动 5 V，实验波形如图 10 所示。



(a) 负载投入



(b) 负载切除

图 10 负载投切实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of load switching

为了验证辅助电源的效率，分别在不同电压等级下进行效率对比，结果如图 11 所示，在 1 000~1 800 V 不同输入电压下，高频辅助输出效率远高于工频辅助的输出效率。

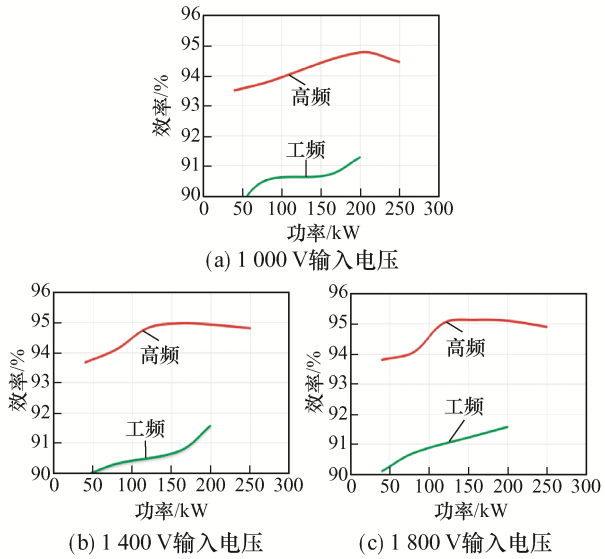


图 11　不同电压等级高频和工频效率对比

Fig. 11 Comparison of efficiency between high frequency and power frequency under different voltage levels

5　结论

本文提出了一种 ISOP 的 TL-Boost 拓扑和全桥 LLC 谐振拓扑相结合的结构及其动态 ADRC 算法。基于变换器的各个工作模态，分析了变换器的传输特性，同时研究了基于动态 ADRC 算法的 ISOP 系统均压均流控制器环路，保障系统在宽输入范围下转换电压的稳定输出，以及动态过程中的扰动抑制能力。搭建了 1 台由 2 个 150 kW TL-Boost+LLC 谐振变换器组成的样机并对其进行验证。

所提方案主要优势可总结如下：①采用交错控制与 ADRC 算法相结合实现 ISOP 系统稳态均压均流，同时提升了输入电压的瞬态波动和负载波动下的性能；②采用软开关技术，降低了系统损耗，减少了功率器件的发热，有效提升了整个系统的效率，全负载效率大于 93.5%；③通过拓扑和控制策略的结合，实现了辅助供电系统的轻量化，具有广阔的应用前景，为新能源机车节能减排提供了重要保证。

参考文献：

[1] Kim J W, Yon J S, Cho B H. Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(3): 536-544.

[2] Shen Posheng, Teng J H, Liu B H. Conversion efficiency enhancement for series parallel power conversion systems [C]// 2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Taipei, China, 2021: 1-5.

[3] Chen Wu, Ruan Xinbo, Yan Hong, et al. DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: Stability, control, and experimental verifications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(6): 1463-1474.

[4] Parvez M, Pereira A T, Ertugrul N, et al. Wide bandgap DC-DC converter topologies for power applications [J]. Proceedings of the IEEE, 2021, 109(7): 1253-1275.

[5] Qu Lu, Zhang Donglai, Zhang Bohan. Input voltage sharing control scheme for input series and output parallel connected DC-DC converters based on peak current control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 429-439.

[6] Zheng Wei, Hu Cong, Zhao Bin, et al. A two-stage DC/DC isolated high-voltage converter with zero-voltage switching and zero-current switching applied in electronic power conditioners [J]. Energies, 2022, 15(17): 6378.

[7] Choi S W, Lee J M, Lee J Y. High-efficiency portable welding machine based on full-bridge converter with ISOP-connected single transformer and active snubber [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4868-4877.

[8] Giri R, Choudhary V, Ayyanar R, et al. Common-duty-ratio control of input-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and load-current sharing [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1101-1111.

[9] Ochoa D, Barrado A, Lázaro A, et al. Modeling, control and analysis of input-series-output-parallel-output-series architecture with common-duty-ratio and input filter [C]//

2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Padua, Italy, 2018: 1-6.

[10] Shi Jianjiang, Luo Jie, He Xiangning. Common-duty-ratio control of input-series output-parallel connected phase-shift full-bridge DC-DC converter modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3318-3329.

[11] Liu Fei, Zhou Guangjun, Ruan Xinbo, et al. An input-series-output-parallel converter system exhibiting natural input-voltage sharing and output-current sharing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1166-1177.

[12] 李加明, 任小永, 周治成, 等. 基于谐振网络优化的双向 LLC-DCX 多模块并联系统均流优化研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2720-2730.
Li Jiaming, Ren Xiaoyong, Zhou Zhicheng, et al. Research on current sharing optimization of bidirectional LLC-DCX multi-module parallel system based on resonant network optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2720-2730. (in Chinese)

[13] 杨瞻森, 马皓, 杜建华. 适用于宽输出范围的混合控制全桥 LLC 电路[J]. 电源学报, 2017, 15(1): 119-124.
Yang Zhansen, Ma Hao, Du Jianhua. Hybrid mode controlled full-bridge LLC series resonant converter for wide output application [J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(1): 119-124. (in Chinese)

[14] 张杰, 杨淋, 邹晨, 等. 可拓展的宽输出变模态交错并联 LLC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 1-10.
Zhang Jie, Yang Lin, Zou Chen, et al. Expandable wide-output variable-mode interleaved parallel LLC converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 1-10. (in Chinese)

[15] 周国华, 邱森林, 张小兵. 宽增益高效率级联式四开关 Buck-Boost LLC 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1103-1115.
Zhou Guohua, Qiu Senlin, Zhang Xiaobing. Cascaded four-switch Buck-Boost LLC converter with wide gain range and high efficiency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1103-1115. (in Chinese)

[16] 孙孝峰, 申彦峰, 朱云娥, 等. 一种 Boost 型宽电压范围输入 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3895-3903.
Sun Xiaofeng, Shen Yanfeng, Zhu Yune, et al. A Boost-integrated LLC resonant converter for wide input voltage range [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3895-3903. (in Chinese)

[17] 冯海兵, 于月森, 戚文艳. 三电平 Boost 变换器软开关技术的研究[J]. 电源学报, 2012, 10(2): 84-89, 94.
Feng Haibing, Yu Yuesen, Qi Wenyan. Research on three level Boost converter soft-switching technology [J]. Journal of Power Supply, 2012, 10(2): 84-89, 94. (in Chinese)

[18] 陈宗祥, 赵欣雨, 张武林, 等. LLC 谐振变换器电荷自抗扰控制策略研究[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 1-9.
Chen Zongxiang, Zhao Xinyu, Zhang Wulin, et al. Research on charge active disturbance rejection control strategy for LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 1-9. (in Chinese)

[19] Gao Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]// Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003. Denver, CO, USA, 2003: 4989-4996.



席赫

作者简介：

席赫(1988—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士研究生。研究方向：高功率密度电源变换器的拓扑与控制。E-mail：xihecrrc@csu.edu.cn。

许国(1990—)，男，中国电源学会会员，博士，教授。研究方向：模块化组合变换器功率均分控制，双向高频隔离 DC-DC 变换器拓扑及其控制。Email：xuguocsu@csu.edu.cn。

宋君健(1985—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：机车辅助供电电源控制技术。E-mail：sjj4319@163.com。

徐文婧(1994—)，女，硕士，工程师。研究方向：机车辅助供电系统及电源拓扑。E-mail：xuwenjing@crrcgc.cc。

粟梅(1967—)，女，博士，教授。研究方向：新能源发电与现代电力电子系统建模、优化与控制。E-mail：sumeicsu@mail.csu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)