

引用格式:陈俊伟,武鹏,李学举,等.两级式 AD/DC 变换器的改进自抗扰控制[J].电力科学与技术学报,2025,40(1):230-236.

Citation: CHEN Junwei, WU Peng, LI Xuejue, et al. Improved active disturbance rejection control for two-stage AC/DC converters[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2025, 40(1): 230-236.

两级式 AD/DC 变换器的改进自抗扰控制

陈俊伟, 武鹏, 李学举, 陈蓓

(上海工程技术大学电子电气工程学院, 上海 201620)

摘要:为改善两级式 AC/DC 变换器的动态性能,提升系统的抗干扰能力,提出两级式变换器的改进自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)。首先,根据开关周期平均法和扩展描述函数法分别对前级功率因数校正(power factor corrector, PFC)电路和后级 LLC(inductor-inductor-capacitor)谐振变换电路进行小信号分析,建立电路的数学模型;随后,将二倍频纹波看作内部扰动,在 ADRC 的基础上加入扰动抑制律,使观测器快速预估扩张状态,进而分析不同扰动抑制律对系统动态性能和抗扰能力的影响,给出控制器参数设计方法;最后,采用仿真实验测试控制器性能。实验结果表明:相较于传统 ADRC 和 PI(proportional integral)控制器,改进 ADRC 能在较低的电流谐波下,改善负载突变时输出电压的超调量和调节时间,提升系统的动态性能。

关键词:两级式 AC/DC 变换器;自抗扰控制;动态性能;扰动抑制律;功率因数校正电路;LLC 谐振变换电路

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2025.01.024 中图分类号: TM46 文章编号: 1673-9140(2025)01-0230-07

Improved active disturbance rejection control for two-stage AC/DC converters

CHEN Junwei, WU Peng, LI Xuejue, CHEN Bei

(School of Electronic and Electrical Engineering, Shanghai University of Engineering Science, Shanghai 201620, China)

Abstract: To improve the dynamic performance of the two-stage AC/DC converter and enhance the system's ability to resist disturbances, an improved active disturbance rejection control (ADRC) method for the two-stage converter is proposed. Firstly, small-signal analyses of the pre-stage power factor corrector (PFC) circuit and the post-stage inductor-inductor-capacitor (LLC) resonant converter circuit are carried out based on the switching cycle average method and the extended describing function method, respectively, and a mathematical model of the circuit is established. Then, by considering the double-frequency ripple as an internal disturbance, a disturbance rejection law is incorporated into the ADRC. This allows the observer to quickly predict the extended state and further study the influences of different disturbance rejection laws on the system's dynamic performance and resistance to disturbances. A method for designing the controller's parameters is also given. Finally, simulation experiments are conducted to test the performance of the controller. The experimental results show that, compared with the traditional ADRC and proportional integral (PI) controllers, the improved ADRC can improve the overshoot and regulation time of the output voltage when the load is abrupt under lower current harmonics, enhancing the dynamic performance of the system.

Key words: two-stage AC/DC converter; active disturbance rejection control; dynamic performance; disturbance rejection law; power factor corrector circuit; LLC resonant converter circuit

AC/DC 变换器是连接电网侧交流电与各类负载所需直流电的重要装置,其在新能源汽车充电、储能以及各种电源系统中被广泛使用^[1-2]。两级式

AC/DC 通常包含功率因数校正(power factor corrector, PFC)电路和 DC/DC 电路。前级 PFC 电路对电网侧输入电流进行校正,并为后级 DC/DC 电

收稿日期:2024-04-01;修回日期:2024-09-03

基金项目:国家自然科学基金(62173222)

通信作者:武鹏(1982—),男,博士,高级工程师,主要从事新能源发电与微电网运行控制等研究;E-mail:wupengsjdl@163.com

路提供稳定的输入电压。后级DC/DC电路实现电气隔离和匹配负载电压的功能,LLC(inductor-inductor-capacitor)谐振变换电路凭借软开关能力、高功率密度等优点成为了后级电路的主流选择^[3-6]。

在传统的两级式AC/DC变换器中,前级PFC电路采用脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)控制,后级LLC谐振变换电路采用脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)控制,前、后两级独立控制,但是LLC谐振变换电路变频工作时存在轻载效率低、开关频率变化大等问题。为此,有学者提出后级LLC定频开环控制,通过调节前级电路的占空比来达到最终输出电压的控制^[7],但是这种控制方法导致系统的动态性能变差。自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)技术是一种基于过程误差来减小输出误差的控制方式,电力电子系统为非线性系统,其受到扰动较多,因此ADRC技术在电力电子系统控制中被广泛应用^[8-10]。文献[11]在AC/DC变换器中的Boost电路引入状态观测器改善输出电压的动态特性;文献[12]针对LLC环路带宽受限、动态性能不佳等缺陷,采用二阶自抗扰控制并通过粒子群算法优化控制参数,改善了系统应对负载跳变的能力;文献[13]对前级Boost、后级LLC定频工作下的两级式电路进行统一建模,提出在PI(proportional integral)控制的基础上加入超前校正装置,以满足级联系统的快速响应要求。

PFC电路为了避免输出电压的二倍频纹波引起输入电流的畸变,电压外环的带宽通常较低^[14-15],同时LLC谐振变换电路为了实现软开关,工作频率低于谐振频率,输出电压随负载改变而变化^[16]。针对两级式AC/DC变换器动态性能不佳的问题,本文在双环控制基础上设计ADRC,通过加入扰动抑制律消除纹波,在提升动态性能的同时保持较低的输入电流谐波,最后搭建仿真模型进行验证。

1 PFC和LLC建模

1.1 PFC的数学模型

AC/DC变换器原理如图1所示,相较于传统的两级式电路,该系统电压外环直接采样最终的输出电压,LLC谐振变换电路工作在定频开环状态下,其远大于Boost电路的响应速度。图1中 V_{in} 为交流输入电压; $D_1\sim D_4$ 为PFC整流桥的4个二极管; L 为PFC升压电感; Q 为PFC的MOS管; D_5 为PFC的

隔离二极管; C_b 为母线电容, V_{cb} 为母线电容两端电压; $Q_1\sim Q_4$ 是逆变电路的4个MOS管; C_s 、 L_s 和 L_m 分别为谐振电容、谐振电感和励磁电感,构成LLC谐振网络; T 为隔离变压器; D_6 、 D_7 为整流二极管; C_o 为输出滤波电容; R 为负载, V_o 为输出电压。

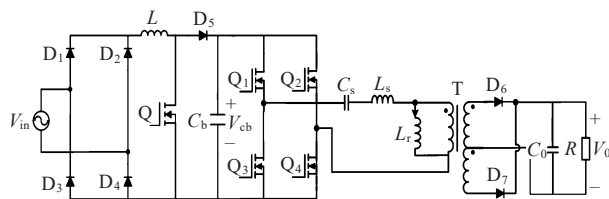


图1 AC/DC变换器原理

Figure 1 Working principle of AC/DC converter

PFC电路工作在电流连续模式下,利用开关周期平均法可得占空比到电感电流以及电感电流到输出电压的传递函数分别为

$$\begin{cases} G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{cb}(s)C_b s + 2V_{cb}/R}{LC_b s^2 - Ls/R + D^2} \\ G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{cb}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{D^2 R - Ls}{-D^2 RC_b s - 2D} \end{cases} \quad (1)$$

式中, \hat{d} 、 D 分别为PFC电路占空比的小信号、稳态分量; \hat{i}_L 为电感电流的小信号分量; \hat{v}_{cb} 为母线电压的小信号分量; s 为传递函数中的复变量。

由于电流环的速度很快, $G_{id}(s)$ 可以简化为 V_{cb}/sL ,根据一个工频周期内功率平衡进行电压环建模,当电感电流跟踪电流参考信号时,可得PFC电路输出电压到误差信号的传递函数为

$$\frac{\hat{v}_{cb}}{\hat{v}_{ea}} = \frac{v_{in}^2}{K_{vin} V_{cb}} \cdot \frac{r_o // Z_L}{1 + sC_b r_o // Z_L} \quad (2)$$

式中, \hat{v}_{ea} 为电压环的误差信号, K_{vin} 为输出电压的采样系数; r_o 为交流小信号阻抗; Z_L 为PFC电路负载低频小信号输入阻抗。

令 $k_{dc} = v_{in}^2 / K_{vin} V_{cb}$,对于LLC类的恒功率负载,式(2)可化简为

$$\frac{\hat{v}_{cb}}{\hat{v}_{ea}} = k_{dc} \frac{1}{sC_b} \quad (3)$$

1.2 LLC建模

LLC动态模型常用扩展描述函数法建模,展开到实数域则是一个七阶系统,文献[17]将谐振电容和电感合并,将模型从七阶降为五阶,文献[18]在此基础上进一步将系统阶数降为三阶。利用基波近似法和戴维南诺顿支路等效法,得到定频工作状态下LLC谐振变换的等效小信号电路,如图2所示。

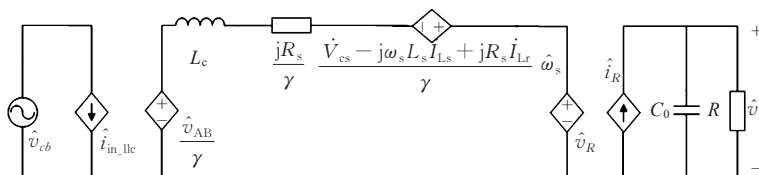


图2 LLC等效电路

Figure 2 LLC equivalent circuit

图2中 \hat{i}_{in_llc} 为LLC输入电流, \hat{v}_{AB} 为谐振腔输入电压; $L_c = L_e + L_s(\gamma - 1)^2/\gamma^2$,其中 $L_e = L_s + 1/(\omega_s^2 C_s)$, $\gamma = 1 + R_s/(\omega_s L_m)$, $R_s = \omega_s L_s - 1/\omega_s C_s$; \hat{V}_{cs} 为谐振电容两端电压, \hat{I}_{Ls} 为谐振电感电流, \hat{I}_{Lr} 为励磁电感电流, \hat{v}_R 为变压器原边电压, \hat{i}_R 为变压器副边电流。当LLC定频工作时,利用状态空间法求得LLC输入电压到输出电压的传递函数为

$$G_{vg_LLC}(s) = \hat{v}_o / \hat{v}_{cb} = \frac{4R(k_r R_e - k_i R_s + k_r L_c s)}{\{\pi [L_c^2 R C_o s^3 + L_c(L_c + R_e R C_o)s^2 + (2L_c R_e + R_e^2 R C_o)s + (R_e^2 + R_s^2)]\}} \quad (4)$$

负载电阻等效到原边后用 R_e 表示, $k_r = 2n/\pi(R_e^2 + \omega_s^2 L_s^2)$ 、 $k_i = 2n/\pi(R_e^2 - \omega_s^2 L_s^2)$ (n 为变压器变比),在MATLAB中对LLC谐振变换电路从输入端到输出端进行扫频建模,如图3所示,可知扫频分析和MATLAB绘制的幅频和相频曲线基本一致,模型的吻合程度较高。

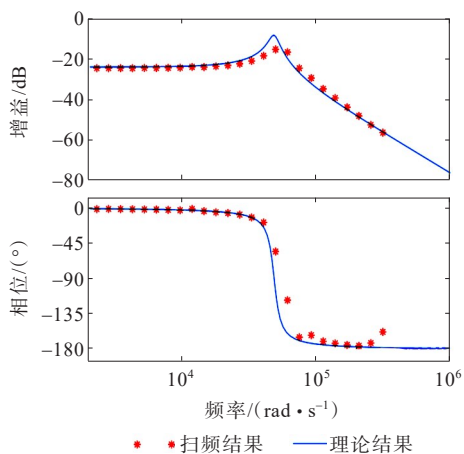


图3 扫频结果

Figure 3 Sweep frequency results

2 控制器设计

2.1 基于ADRC的电压环纹波抑制

PFC电路存在交流输入功率和直流输出功率之间的瞬时功率差,表现为母线电容上二倍频纹波。二倍频纹波会通过电压环最终进入电流环

中,使得输入电流波形畸变,导致总谐波失真(total harmonic distortion, THD)率变大。通常两级式AC/DC变换器可以通过LLC变频控制来改善输出电压的二倍频纹波,但是定频工作下LLC谐振变换电路没有调节纹波的能力。

设计ADRC对两级式AC/DC变换器的电压环进行控制,利用观测器和扰动抑制律消除纹波干扰,在提升系统动态性能的同时降低电流THD。基于ADRC的电压环如图4所示, V_{ref} 为期望输出电压, ω_{cv} 为电压环状态误差反馈控制律, b_{ov} 为电压环控制增益, z_{1v} 、 z_{2v} 为电压环LESO的输出, k 为引入的扰动抑制律,可以衰减二倍频纹波。

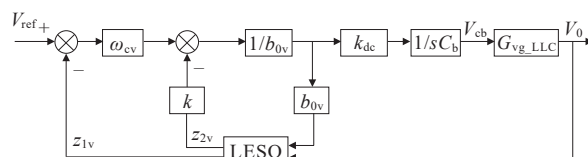


图4 基于ADRC控制的电压环

Figure 4 ADRC-based voltage loop

建立电压环被控对象模型如下:

$$\frac{dV_o}{dt} = (V_{ref} - V_o)k_{dc} \cdot \frac{1}{C_b} \quad (5)$$

将式(5)写成一阶自抗扰范式:

$$\dot{y} = ay + bu + f(y, \omega, t) \quad (6)$$

式中, a 为电压状态系数; y 为输出电压; b 为系统的控制增益,是系统的固有参数; u 为控制输入; $f(y, \omega, t)$ 为包含二倍频纹波的总扰动估计。

设状态变量 $x_1 = y, x_2 = f, h = \dot{f}$,系统的状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Eh \\ y = Cx \end{cases} \quad (7)$$

其中, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0]$, $x = [x_1 \ x_2]^T$ 。

线性扩展状态观测器(linear extended state observer, LESO)采用Luenberger观测器,其表达式为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = Cz \end{cases} \quad (8)$$

其中, $L = [\beta_1 \ \beta_2]^T$, 反映了观测器的收敛速度, $z = [z_1 \ z_2]^T$, 观测器的输出 z_1, z_2 分别跟踪原系统的 x_1 和 x_2 , 通过联立式(8)可得:

$$\dot{x} - \dot{z} = (A - LC)(x - z) \quad (9)$$

令误差 $e_x = x - z$, 根据现代控制理论, 使得误差收敛到 0 的条件为矩阵 $A - LC$ 的全部特征值均小于零, 解得 $\beta_1 = 2\omega_{0v}, \beta_2 = \omega_{0v}^2$, ω_{0v} 为观测器的带宽。 ω_{0v} 越大 LESO 的收敛速度越快, 同时对噪声的放大作用也越明显, 为消除二倍频纹波干扰, 令观测器带宽略大于纹波的频率。 LESO 的状态空间表达式为

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{1v} \\ \dot{z}_{2v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1v} \\ z_{2v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_1 & b_{0v} \\ \beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ u \end{bmatrix} \quad (10)$$

2.2 电压环 ADRC 的频域特性及参数整定

在扰动抑制律的控制下, 得到 LESO 新的输出表达式如下:

$$\begin{cases} z_{1v} = \frac{2\omega_{0v} + \omega_{0v}^2}{(s + \omega_{0v})^2} y + \frac{b_{0v}s}{(s + \omega_{0v})^2} u \\ z_{2v} = \frac{k\omega_{0v}^2 s}{(s + \omega_{0v})^2} y - \frac{k\omega_{0v}^2 b_{0v}}{(s + \omega_{0v})^2} u \end{cases} \quad (11)$$

根据 ADRC 结构, 系统控制输入 u 的表达式为 $[(r - z_{1v})\omega_{cv} - z_{2v}]/b_{0v} (r = V_{ref})$, 将式(11)代入其中, 可得:

$$u = \frac{1}{b_{0v}} \cdot G_1 \cdot (\omega_{cv} r - H \cdot y) \quad (12)$$

$$G_1 = k(s + \omega_{0v})^2 / [ks^2 + (2k\omega_{0v} + \omega_{cv})s]$$

$$H = [(k\omega_{0v}^2 + 2\omega_{0v}\omega_{cv})s + \omega_{cv}\omega_{0v}^2] / (s + \omega_{0v})^2$$

根据式(12)可将 ADRC 结构化简, 如图 5 所示。

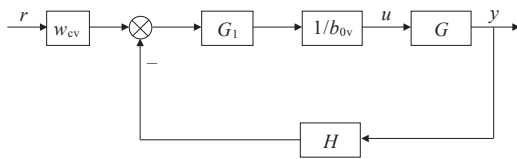


图 5 ADRC 简化控制框图

Figure 5 Simplified control block diagram of ADRC

电压环 ADRC 控制系统闭环传递函数 $G_{vol}(s) = \omega_{cv} G_1 G / [b_{0v}(1 + G_1 GH/b_{0v})]$, 其中 G 为电压环的等效传递函数, 系统的输出表达式为

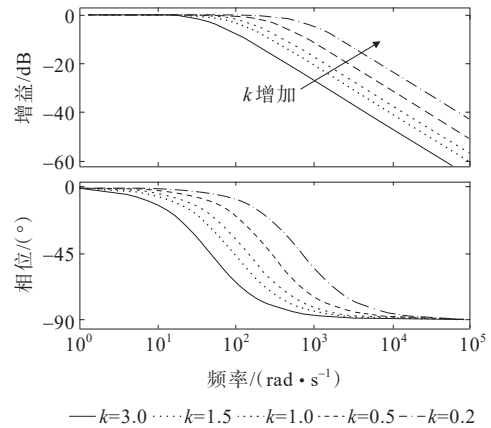
$$Y(s) = \frac{\omega_{cv} G_1}{s + G_1 H} R(s) + \frac{1}{s + G_1 H} F(s) \quad (13)$$

式中, R 为系统的输入; F 为系统的总扰动。

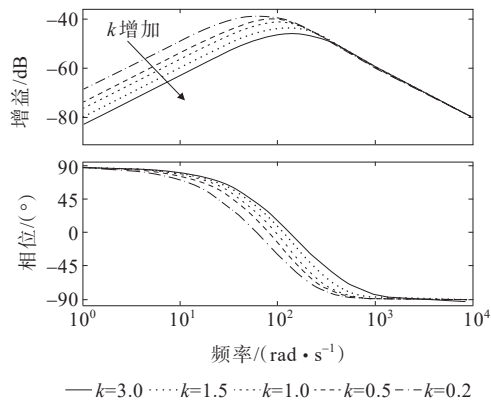
由式(13)可知, ADRC 的输出由输入项和扰动项组成, 扰动项是由观测器的动态观测误差引起的, 是影响控制性能的主要因素。为了消除二倍频纹波干扰, 令观测器带宽略大于纹波频率, 取 $\omega_{0v} = 140$, 剩下待整定的参数为 ω_{cv}, k 。为使得系统稳定, ω_{cv}, k 的取值需满足最小相角裕度和最低增益裕量要求, PFC 电压环带宽取值范围通常为 5~25 Hz, 取电压环期望截止频率 ω_b 为 15 Hz, 期望相角裕度 γ_{PM} 为 45° , 将截止频率和相角裕度代入如下公式:

$$\begin{cases} |G_{vol}(s)|_{s=j\omega_b} = 1 \\ \angle G_{vol}(s)|_{s=j\omega_b} = \frac{-(180^\circ - \gamma_{PM})}{180/\pi} \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)求得 ω_{cv}, k 分别为 $7.6 \times 10^6, 0.79$ 。为了获得更好的系统性能, 需对扰动抑制律的影响进一步分析。保持观测器和控制器带宽不变, 分别令 k 为 0.2、0.5、1.0、1.5、3.0, 可得系统输入项和干扰项关于 k 的频率响应曲线, 如图 6 所示。



(a) 输入项



(b) 干扰项

图 6 电压环关于 k 的幅频特性曲线

Figure 6 Amplitude-frequency characteristic curves of voltage loop with respect to k

由图6(a)可知,随着 k 的增大,系统响应速度加快,但是输入项的高频增益也随着增大,放大了输入项中的高频谐波,进而影响电压环的稳态性能;由图6(b)可知,随着 k 的增大,扰动项相位滞后减小,低频段增益越小系统的抗扰能力越强,高频段增益保持不变,说明LESO对输入项扰动具有良好的抑制能力。合理地设计 k 可以使系统准确快速预估扰动,降低对高频段噪声的灵敏度。折中选取 k 为1.45,校正后电压环Bode图如图7所示,截止频率为20 Hz,相角裕度为 69° 。

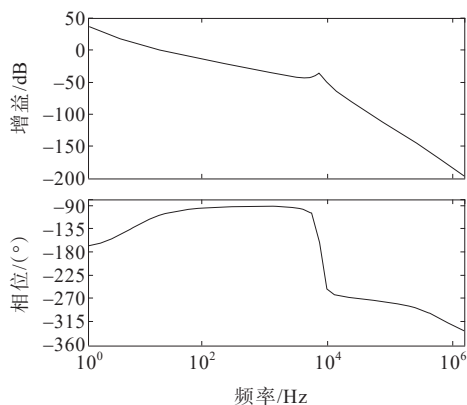


图7 校正后电压环Bode图

Figure 7 Bode diagram of corrected voltage loop

2.3 基于ADRC的电流环设计

两级式AC/DC变换器采用双环控制,电流内环负责对输入电流校正以改善谐波。电流环远远大于电压环的带宽,设计控制回路时可以忽略双环之间的相互影响。基于ADRC控制的电流环,其控制器设计过程与电压环相似,基于ADRC控制的电流环如图8所示, $I_{L,ref}$ 为电流控制参考值, ω_{ci} 为电流环控制器带宽, b_{oi} 为电流环控制增益, z_{1i} 、 z_{2i} 为电流环LESO的输出, u_i 为电流环控制输入。

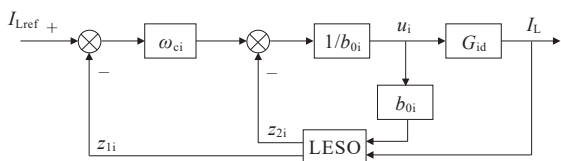


图8 基于ADRC控制的电流环

Figure 8 ADRC-based current loop

电流环和观测器的状态方程分别为

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{(d-1)}{L} \cdot V_{cb} + \frac{V_{in}}{L} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \dot{z}_{1i} = z_{2i} + \beta_{1i}(I_L - z_{1i}) + b_{oi}u_i \\ \dot{z}_{2i} = \beta_{2i}(I_L - z_{1i}) \end{cases} \quad (16)$$

其中, β_{1i} 、 β_{2i} 为电流环LESO的增益。控制增益和控制输入的关系为 $u_i = [\omega_{ci}(I_{L,ref} - z_{1i}) - z_{2i}]/b_{oi}$ 。

对于电流环,选定电感电流为输出变量,选取观测器带宽 ω_{oi} 为 7.3×10^4 ,控制器带宽 ω_{ci} 为 1.8×10^8 ,增益 b_{oi} 为 5.6×10^5 。补偿后电流环开环传递函数 $H_C(s) = H_i(s)G_i(s)G_{id}(s)/b_{oi}$,系统Bode图如图9所示,电流环的相角裕度为 60° ,截止频率为10 kHz。

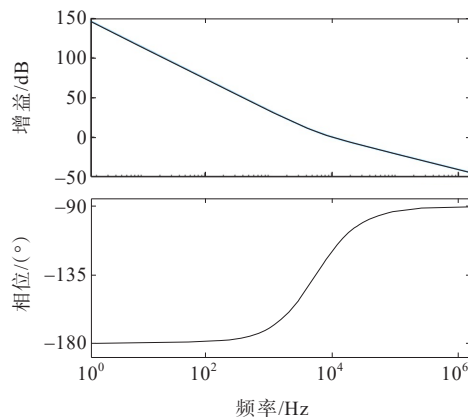


图9 校正后电流环Bode图

Figure 9 Bode diagram of corrected current loop

3 仿真分析

ADRC的电流环和电压环能满足系统稳定的基本要求,为了验证本文所提控制策略在处理负载切换时具有更快的动态响应,在MATLAB中搭建仿真模型,AC/DC变换器参数如表1所示。

表1 AC/DC变换器参数

Table 1 AC/DC converter parameters

PFC升压 电感/H	PFC母线 电容/F	PFC工作 频率/Hz	输出 电容/F	变压器 变比
120×10^{-6}	800×10^{-6}	45×10^3	10^{-3}	16
LLC谐振 电感/H	LLC谐振 电容/F	LLC励磁 电感/H	LLC工作 频率/Hz	
35.9×10^{-6}	53.3×10^{-9}	183.3×10^{-6}	110×10^3	

输入电压为220 V的正弦交流电,期望输出电压为24 V的直流电,同时实现功率因数校正。分别设计改进ADRC、传统ADRC和PI控制器,传统ADRC的其余参数与改进ADRC控制器的一致,仅取消了扰动抑制律的加入,PI参数可以根据式(1)利用频域法获取,控制器参数如表2所示。

表2 控制器参数

Table 2 Controller parameters

ADRC电流环			ADRC电压环		
b_{oi}	ω_{oi}	ω_{ci}	b_{ov}	ω_{ov}	ω_{cv}
5.6×10^5	7.3×10^4	1.8×10^8	1 400	140	7.14×10^{10}
PI电流环 k_{pi}	PI电流环 k_{ii}		PI电压环 k_{pv}	PI电压环 k_{iv}	
0.15	3 300		0.1	7	

改进 ADRC、传统 ADRC 和 PI (proportional integral) 控制下系统的输出电压波形如图 10 所示,3 种控制方案下系统的最终输出电压均稳定。在启动过程中改进 ADRC 下的系统最快进入稳态,PI 控制下的系统最后进入稳态。在 3 种控制方案下,分别测试系统输出功率从 1 500 W 增加到 2 000、2 500 W,从 1 500 W 减小到 1 000、500 W 时的负载跳变,如图 11 所示。

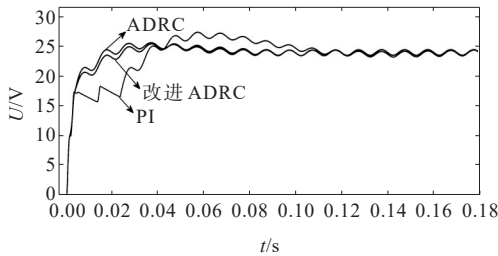
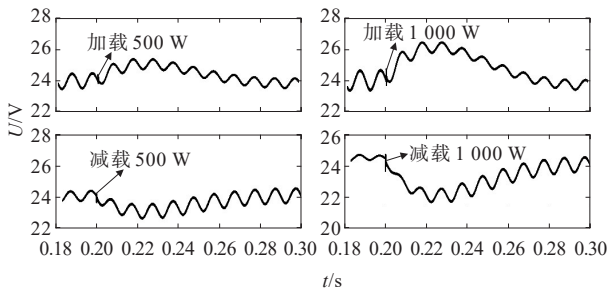
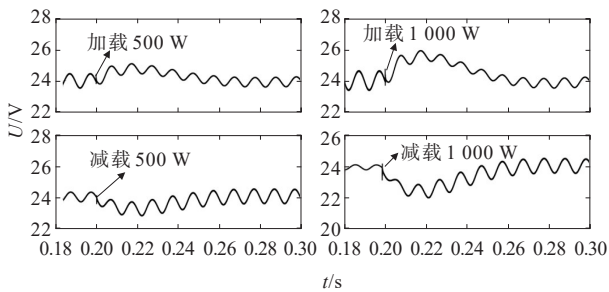


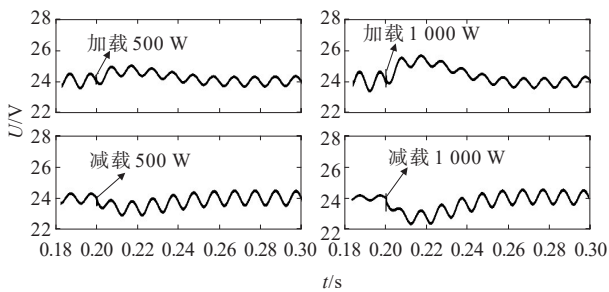
图 10 不同控制方案下系统的输出电压波形
Figure 10 Output voltage waveforms under different control schemes



(a) PI 控制



(b) 传统 ADRC 控制



(c) 改进 ADRC 控制

图 11 3 种控制方案下系统的负载跳变对比
Figure 11 Comparison of load hops under three control schemes

PFC+LLC 的两级式变换器在负载切换时,输出电压会上升/下降,在控制器的调节下,经过一段时间后回归到稳定值。根据图 11 可知,改进 ADRC 下的系统在面对负载变换时,电压超调量最小、调节时间最短以及动态特性最好,具体数值如表 3 所示。

表 3 不同控制方案下系统的性能指标
Table 3 Performance indicators under different control schemes

负载切换情形	PI		ADRC		改进 ADRC	
	$\Delta U/V$	$\Delta t/ms$	$\Delta U/V$	$\Delta t/ms$	$\Delta U/V$	$\Delta t/ms$
加载 500 W	1.38	117.00	1.12	94.96	0.95	69.19
加载 1 000 W	2.39	129.85	2.01	109.20	1.57	79.14
减载 500 W	1.26	77.58	1.08	66.50	0.89	49.78
减载 1 000 W	2.42	114.76	2.05	97.21	1.74	69.95

分别测试不同功率下 3 种控制方案时的输入电流 THD,如图 12 所示,3 种控制方案都能较好地实现功率因数校正。PI 控制下的输入电流 THD 最小,这是由于此时电压环带宽较低,输出电压的二倍频纹波对电流环的影响较小;改进 ADRC 比传统 ADRC 下的输入电流 THD 小。因此,改进 ADRC 能在相同水平的谐波下获得更好的动态性能。

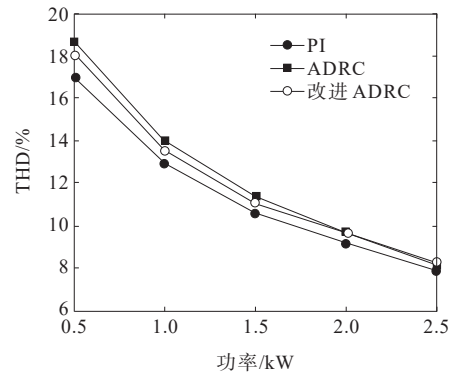


图 12 3 种控制方案下的输入电流 THD 对比
Figure 12 Comparison of THD of input current under three control schemes

4 结语

针对前级 PFC、后级定频 LLC 谐振变换电路的两级式 AC/DC 变换器动态响应不佳等问题,本文提出采用改进自抗扰控制优化系统的控制性能。首先,对两级式变换器的小信号模型进行分析,构建了电流内环、电压外环的双环控制方案;然后,在自抗扰控制的基础上,通过频域分析,设计了扰动抑制律并求解出 ADRC 参数;最后,仿真结果表明:在相同谐波水平下,改进 ADRC 的系统动态性能更佳,调节时间和超调量有效减小。

参考文献:

- [1] 杨嘉伟,易杨,姜浩,等.基于随机载波脉冲宽度调制的变换器群超高次谐波抑制机理[J].中国电力,2023,56(11):160-167.
YANG Jiawei, YI Yang, JIANG Hao, et al. Principle of supraharmmonic elimination based on random carrier sinusoidal pulse width modulation for converter clusters [J]. Electric Power, 2023, 56(11): 160-167.
- [2] 龚仁喜,彭维玉,王保平,等.带感性负载的 Buck-Boost 变换器的非线性行为分析及优化控制[J].电测与仪表, 2024, 61(4): 184-191.
GONG Renxi, PENG Weiyu, WANG Baoping, et al. Nonlinear behaviour analysis and optimal control of buck-boost converter with inductive load[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(4): 184-191.
- [3] 程启明,沈治超,王为涛,等.电网电压不平衡下六边形变换器的微分平坦控制策略[J].智慧电力,2024,52(3): 94-101+109.
CHENG Qiming, SHEN Zhichao, WANG Weitao, et al. Differential flattening control strategy for hexagonal converters under unbalanced grid voltage[J]. Smart Power, 2024, 52(3): 94-101+109.
- [4] 夏潇,龚春阳,包俊,等.宽增益高效率 LLC 谐振变换器拓扑[J].电力系统保护与控制,2023,51(3):99-107.
XIA Xiao, GONG Chunyang, BAO Jun, et al. LLC resonant converter topology with wide gain and high efficiency[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(3): 99-107.
- [5] 颜湘武,刘新新,孙磊,等.LLC 谐振变换器典型分析方法对比[J].电力科学与技术学报,2020,35(4):128-132.
YAN Xiangwu, LIU Xinxin, SUN Lei, et al. Comparison of typical analysis methods for LLC resonant converters [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(4): 128-132.
- [6] 潘健,刘松林,石迪,等.宽电压应用定频 LLC 谐振变换器的 PWM 控制策略[J].电力科学与技术学报,2022,37(5):80-87.
PAN Jian, LIU Songlin, SHI Di, et al. A PWM control strategy of fixed-frequency LLC resonant converter with wide voltage application[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(5): 80-87.
- [7] 李晓菊.基于 LLC 定频控制的直流 UPS 研究[D].秦皇岛:燕山大学,2015.
LI Xiaoju. Research on DC UPS based on LLC fixed frequency LLC control[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2015.
- [8] 周贤富,楼平,陈哲,等.基于标准特征多项式的变电站光储直柔系统双向 AC/DC 变换器控制策略[J].电网与清洁能源, 2024, 40(5): 119-129.
ZHOU Xianfu, LOU Ping, CHEN Zhe, et al. Control strategy of the bidirectional AC/DC converter in the substation PEDF system based on standard characteristic polynomial[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(5): 119-129.
- [9] 孔祥平,宾子君,张雅倩,等.基于电容电压波动补偿的混合型模块化多电平变换器[J].电力工程技术,2023,42(5):214-223.
KONG Xiangping, BIN Zijun, Zhang Yaqian, et al. Hybrid modular multilevel converter based on capacitor voltage fluctuation compensation[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 214-223.
- [10] 王孝洪,吴丰,HOANG Thi Thu Giang,等.线性自抗扰控制在全桥 DC-DC 变换器中的应用[J].控制理论与应用, 2018, 35(11): 1610-1617.
WANG Xiaohong, WU Feng, HOANG Thi Thu Giang, et al. Application of linear active disturbance rejection control in full-bridge DC-DC converters[J]. Control Theory & Applications, 2018, 35(11): 1610-1617.
- [11] YADAV V K, VERMA A K, YARAGATTI U R, et al., High PFC AC-DC system for LED with observer based controller[C]//3rd International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Clean Energy Technologies, Shillong, Meghalaya, India, 2021.
- [12] 陈宗祥,张武林,陈克难,等.LLC 谐振变换器自抗扰控制研究[J].电机与控制学报,2022,26(8):130-138.
CHEN Zongxiang, ZHANG Wulin, CHEN Kenan, et al. Research on active disturbance rejection control of LLC resonant converter[J]. Journal of Electrical Engineering & Control, 2022, 26(8): 130-138.
- [13] 刘彦军,何维,朱东海,等.基于二阶 VSG 的变换器频率支撑能力评估及提升方法[J].电力建设,2024,45(11):102-113.
LIU Yanjun, HE Wei, ZHU Donghai, et al. Evaluation and improving method of frequency support of converters based on second-order VSG section[J]. Electric Power Construction, 2024, 45(11): 102-113.
- [14] SHI L, LIU Y, LUO Y. Adaptive DC-link voltage control of LLC resonant converter[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2018, 3(3): 187-196.
- [15] 于海坤,许建平,张斐,等.提高 PFC 变换器动态响应性能的滤波算法[J].电力电子技术,2010,44(8):34-36.
YU Haikun, XU Jianping, ZHANG Pei, et al. A filtering algorithm to improve the dynamic response performance of PFC converters[J]. Power Electronics, 2010, 44(8): 34-36.
- [16] 倪少军,于铄航,华程,等.基于 PIMC-STATCOM 的低电压配电网电能质量治理[J].供用电, 2023, 40(11): 76-83.
NI Shaojun, YU Shuohang, HUA Cheng, et al. Power quality control of low-voltage distribution network based on PIMC-STATCOM[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(11): 76-83.
- [17] TIAN S, LEE F, LI Q, et al. Small-signal equivalent circuit model of series resonant converter[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, Canada, 2015.
- [18] 刘闯,吕莹,朱帝,等.Boost+LLC 级联型直流变压器统一阻抗建模方法[J].高电压技术,2020,46(7):2278-2286.
LIU Chuang, LYU Ying, ZHU Di, et al. Unified impedance modeling method of cascaded DC transformer based Boost+LLC[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(7): 2278-2286.