

文章编号: 1004-4353(2022)04-0293-05

基于线性自抗扰的 DC/DC 升压 变换器的控制策略研究

崔一然, 徐红梅

(延边大学 工学院, 吉林 延吉 133002)

摘要: 为了改善 DC/DC 升压变换器的动态性能和抗干扰能力, 提出了一种基于线性自抗扰控制(LADRC)的双环 DC/DC 变换器控制策略. 首先, 基于状态空间平均法推导出 DC/DC 升压变换器电压外环和电流内环的传递函数; 其次, 通过设计线性扩展状态观测器(LESO)和线性状态误差反馈控制律(LSEF)来实时估计和补偿外部的干扰和内部的不确定性; 最后, 利用仿真实验验证了该控制器的可行性. 实验结果显示, 该控制器比传统双环 PI 控制器具有更佳的鲁棒性和自适应性, 因此该控制器可用于稳定变压器的直流母线输出电压.

关键词: DC/DC 升压变换器; 线性自抗扰控制器; 线性扩张观测器; 状态空间平均法

中图分类号: TM46

文献标识码: A

Research on control strategy of DC/DC boost converter based on linear active disturbance rejection

CUI Yiran, XU Hongmei

(College of Engineering, Yanbian University, Yanji 133002, China)

Abstract: In order to improve the dynamic performance and anti-interference ability of DC/DC boost converter, a control strategy for dual-loop DC/DC converter based on linear active disturbance rejection control (LADRC) is proposed in this paper. Firstly, the transfer functions of the outer voltage loop and inner current loop of the DC/DC boost converter are derived based on the state-space averaging method. Secondly, a linear extended state observer (LESO) and a linear state error feedback (LSEF) are designed to estimate and compensate the external disturbances and internal uncertainties in real time. Finally, the feasibility of the controller is verified by simulation experiment. The simulation results show that the proposed controller has better robustness and adaptability than the traditional double-loop PI controller, so the proposed controller can be used to stable voltage DC output voltage.

Keywords: DC/DC boost converter; linear active disturbance rejection controller; linear extended state observer; state space averaging

0 引言

DC/DC 升压变换器是一种通过调制脉冲宽度来获取期望输出电压的电力变换装置. 由于该

装置具有结构简单、体积小、效率高等优点, 因此在并网发电系统、航空航天、电动汽车、工业仪表等领域被广泛作用^[1-3]. 为降低负载和输入电压扰

收稿日期: 2022-08-16

基金项目: 吉林省教育厅资助科研项目(JJKH20210589KJ)

第一作者: 崔一然(1998—), 女, 硕士研究生, 研究方向为混沌动力学.

通信作者: 徐红梅(1975—), 女, 博士, 教授, 研究方向为混沌动力学.

动对输出电压的影响,学者们对 DC/DC 变换器进行了大量的研究.2022 年,周讯杰^[4]使用 PI 控制算法设计了一种双闭环反馈控制器,该控制器虽然可以稳定输出电压,但 PI 控制的误差反馈会使控制量延迟.目前,除使用 PI 控制器外,提高系统稳定性的控制方法还有滑模控制^[5]、模糊神经网络预测^[6]等,虽然这些方法优于传统的 PI 控制,但由于它们过于依赖控制系统模型的参数以及固有频率等,因此其应用仍受到一定的限制.

自抗扰控制技术(active disturbance rejection control, ADRC)是一种基于现代控制理论的控制策略,因其具有灵敏性、易用性以及基本不依赖对象的数学模型等特点而受到学者们的广泛关注^[7].2018 年,杨惠等将自抗扰控制技术引入于 DC/DC 变换器中,研究显示该非线性自抗扰控制器(NLADRC)可以有效地提高控制系统的效率和抗干扰能力;但由于该控制器的控制参数只能通过试错法和自身经验得到,因此其应用受到一定的限制^[8-9].2018 年,高志强等提出了一种线性自抗扰控制方法(LADRC),该方法可大大简化 ADRC 参数的整定,并可为其他学者研究自抗扰控制提供良好参考^[10].基于上述研究,本文针对 DC/DC 升压变换器设计了一种基于线性自抗扰控制(LADRC)的双闭环控制策略,并通过仿真验证了其具有良好的控制效果.

1 线性自抗扰控制器的设计

1.1 Boost 电路原理

图 1 为 Boost 电路图.图中,Boost 电路由直流电源 U_i 、储能电感 L 、电子开关管 S 、二极管 V_D 以及滤波电容 C 等组成.当 U_i 输入高电平时,开关管 S 导通,电源给电感 L 充电(电感电流逐渐增大,电感储能增加),二极管 V_D 截止,电容 C 单独向负载 R 供电(两端的电压不断减小);当 U_i 输入低电平时,开关管 S 关断,续流二极管 V_D 导通,电源和电感 L 同时为电容 C 充电(电容 C 两端的电压逐渐增加)和向负载 R 供电.

1.2 数学模型的建立

工作状态 1:可控开关 S 导通、二极管 V_D 关断时,电感电流 i_L 和输出电压 v_o 的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [v_i]. \quad (1)$$

工作状态 2:可控开关 S 关断、二极管 V_D 导通时,电感电流 i_L 和输出电压 v_o 的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [v_i]. \quad (2)$$

联立式(1)、(2)后采用状态平均法对式子进行矩阵变换可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [v_i], \quad (3)$$

式中 d 为占空比.对式(3)进行频域变换和小信号建模可得如下 Boost 电路占空比到输出电压的传递函数:

$$G_{vd}(s) = \frac{V(s)}{d(s)} = \frac{V_o(1-D)\left(1 - \frac{sL}{R(1-D)^2}\right)}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2}. \quad (4)$$

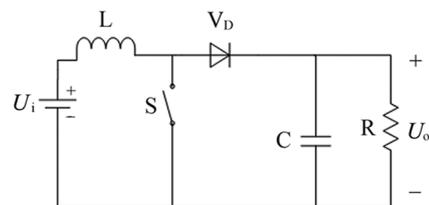


图 1 Boost 电路图

1.3 系统稳定性分析

为了验证开环系统的稳定性,利用式(4)得到的开环传递函数绘制了 Boost 开环传递函数的伯德图,如图 2 所示.由图可以看出,该系统的相位裕度为 -8.22° ,幅度裕度为 -6.35 dB,穿越频率约为 8.96 kHz.由此可知,该系统不稳定,且响应速度较慢.为了提高该系统的性能,本文使用串级 LADRC 对其进行补偿矫正.

1.4 PI 模型的建立

PI 控制的基本结构如图 3 所示,其中 $G_{id}(s)$ 是占空比到电感电流的传递函数, $G_{vi}(s)$ 是电感电流到输出电压的传递函数,电感电流的参考值由电压环 PI 控制器的输出给定.

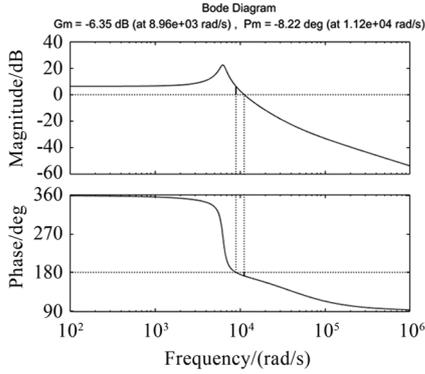


图 2 Boost 开环传递函数的伯德图

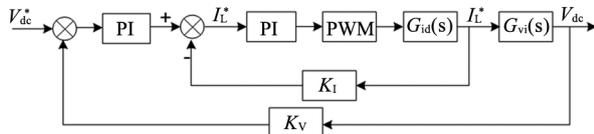


图 3 双环 PI 控制的结构

2 基于 LADRC 的双闭环 Boost 电路的控制策略

2.1 DC/DC 升压变换器自抗扰控制策略的设计

本文所提出的控制策略为电压电流双闭环 LADRC 控制策略. 由式(4)可知, 开环系统的受控对象是一个二阶系统, 因此本文采用由 1 个线性扩张状态观测器(LESO)和 1 个线性状态误差反馈控制律(LSEF)构成的二阶线性自抗扰控制器对输出电压进行控制. 二阶线性 ADRC 的基本结构如图 4 所示. 图 4 中 V_{dc}^* 和 I_L^* 是电压和电流回路的给定信号. LADRC 电压外环由 $H_1(s)$ 和 $G_{c1}(s)$ 组成, LADRC 电流内环由 $H_2(s)$ 和 $G_{c2}(s)$ 组成. 电流回路闭环传递函数为:

$$G_{in}(s) = G_{c2}(s) / (1 + G_{c2}(s)G_{id}(s)), \quad (5)$$

其中 $G_{vd}(s)$ 是占空比到输出电压的传递函数, $G_{vi}(s)$ 是占空比到电感电流的传递函数. 根据式(5), 本文将系统传递函数定义为:

$$G(s) = \frac{H_1(s)G_{c2}(s)G_{id}(s)G_{vd}(s)}{1 + G_{c2}(s)G_{id}(s)} G_{in}(s), \quad (6)$$

2.2 LADRC 模型的建立

LADRC 控制框图如图 5 所示, 其中扩张状态观测器(LESO)用于估计系统的总干扰, z_1 、 z_2 和 z_3 是 LESO 的输出, k_p 、 k_d 和 b_0 是 LADRC 的参数. 在本系统中, LESO 的主要作用是精确跟踪实际电压回路的采样信号 V_{dc} 以及估算出受控系统的内外扰动量.

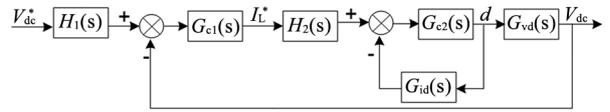


图 4 二阶线性 ADRC 的结构

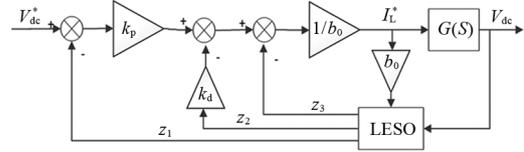


图 5 LADRC 控制框图

根据 LADRC 控制框图(图 5), 本文将 LESO

定义为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - V_{dc}), \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2(z_1 - V_{dc}) + b_0 I_L^*, \\ \dot{z}_3 = -\beta_3(z_1 - V_{dc}), \end{cases} \quad (7)$$

其中 β_1 、 β_2 和 β_3 是观测器增益, b_0 是补偿系数, z_1 是 V_{dc} 的跟踪信号, z_2 是 z_1 的差分信号, z_3 是系统总扰动的跟踪信号. 由公式(7)可知, 通过选择适当的观测器增益, LESO 可以实时跟踪系统的变量.

根据 LADRC 原理得到的状态反馈控制律为:

$$I_L^* = (k_p(V_{dc}^* - z_1) - k_d z_2 - z_3) / b_0, \quad (8)$$

其中 k_p 和 k_d 是 LADRC 的可调参数. 由公式(8)可知, LADRC 的参数及观测器增益会直接影响控制器的性能. 根据文献[11]提出的线性参数调整方法, 本文将上述参数简化为:

$$\beta_1 = 3\omega_0, \beta_2 = 3\omega_0^2, \beta_3 = \omega_0^3; \quad (9)$$

$$k_p = \omega_c^2, k_d = 2\omega_c. \quad (10)$$

其中: 参数 ω_0 是观测器的带宽, 参数 ω_c 是控制器的带宽. 研究^[12]显示: ω_0 的大小与 LESO 跟踪速度有关; ω_0 越大, 跟踪信号 z_1 对输出电压响应就越快, 但 ω_0 过大会使速度响应发生振荡, 进而会造成系统的输出变得不稳定.

补偿后的 bode 图如图 6 所示. 由图 6 可知, 相位裕量从 -8.22 dB 提升到了 11.1 dB, 幅值裕量从 -6.35 deg 提升到了 21.8 deg, 该结果表明系统经补偿后具有良好的稳定性.

3 基于 LADRC 的双闭环控制系统的仿真验证

为了验证本文提出的控制策略的有效性, 将本文提出的控制策略与经典双回路 PI 控制策略

进行了对比(利用 Matlab/Simulink 仿真实验). 图 7 为 LADRC 控制的 Boost 电路图,图 8 为 PI 控制的 Boost 电路图,图 9 为双环 LADRC 电路的仿真模型. 仿真参数为:输入电压 U_i 为 12 V, 储能电感 L 为 1 mH, 滤波电容 C 为 920 μ F, 占空比 d 为 0.5, 开关频率 f 为 300 kHz. 电流环观测器的带宽 ω_o 为 270, 控制器的带宽 ω_c 为 165, 补偿系数 b_o 为 543.5; 电压环观测器的带宽 ω_o 为 8800, 控制器的带宽 ω_c 为 1600, 补偿系数 b_1 为 24000.

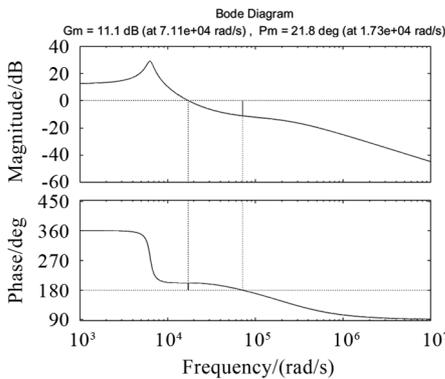


图 6 Boost 闭环传递函数的 bode 图

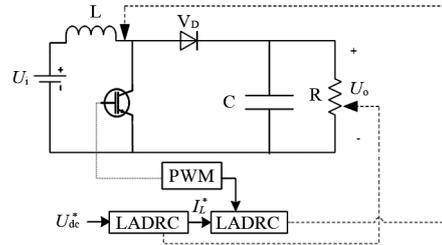


图 7 LADRC 控制电路图

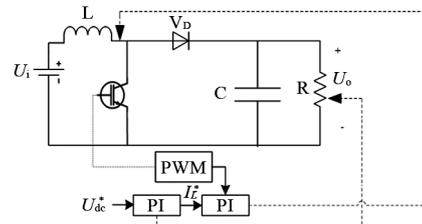


图 8 PI 控制电路图

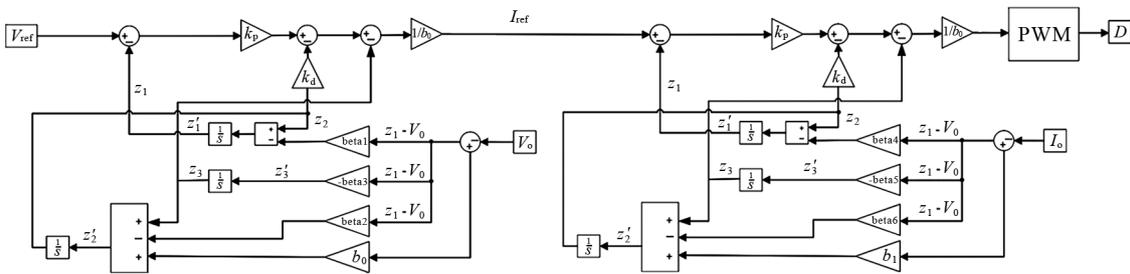


图 9 双环 LADRC 电路的仿真模型

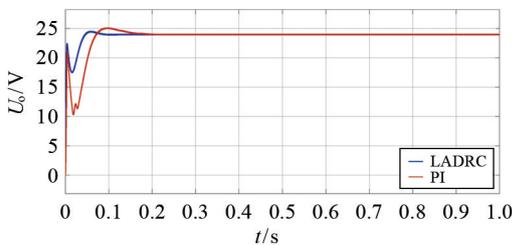


图 10 稳态时输出电压的波形图

3.2 瞬态响应特性

1) 输入电压扰动时的瞬态响应特性. 在 0.3 s 时将输入电压由 12 V 变为 10 V 时两种控制系统的输出电压如图 11 所示. 由图可以看出: 本文提出的控制策略的输出电压由 24.0 V 降至 22.7 V, 超调量为 2.5%, 在 0.36 s 时达到稳定值(24.0 V); PI 控制策略的输出电压由 24.0 V 降至 22.1 V,

3.1 状态响应特性

图 10 为 LADRC 系统和 PI 控制器的输出电压波形. 由图可知, LADRC 系统到达稳态的时间(约 0.1 s)及其超调量显著低于 PI 控制系统, 由此表明 LADRC 系统的稳定性显著优于 PI 系统.

超调量为 7.9%, 在 0.46 s 时达到稳定值(24.0 V). 这表明, 在受到该输入电压干扰时, 本文所设计的控制策略的输出电压响应波动幅值和输出电压达到稳定的时间均显著优于 PI 控制策略.

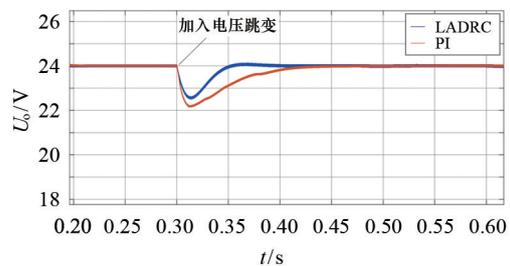


图 11 电压扰动时的瞬态响应

为了进一步验证本文所提出的控制策略的瞬态响应特性, 在 0.3 s 时将输入电压由 12 V 变为 8

V. 改变电压后的两种控制系统的输出电压响应曲线如图12所示.由图12可以看出:本文提出的控制策略的输出电压由24.0 V降至21.2 V,超调量为11.6%,在0.07 s时达到稳定值(24.0 V);PI控制策略的输出电压由24.0 V降至20.1 V,超调量为16.2%,在0.24 s时达到稳定值(24.0 V).该结果与上述实验结果基本一致,由此进一步表明本文所设计的控制策略在受到输入电压干扰时具有良好的抗干扰性和稳定性.

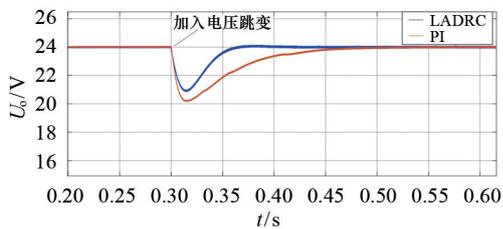
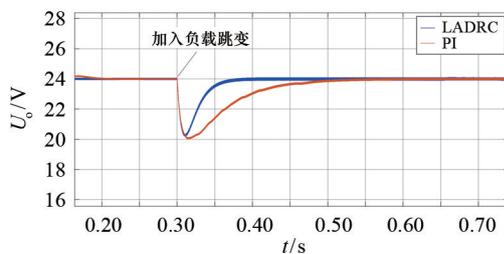
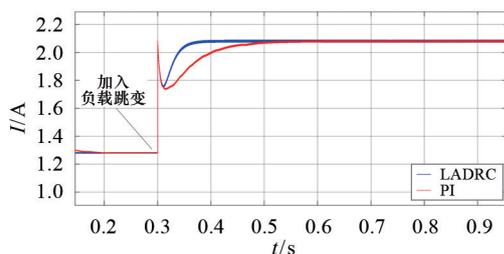


图12 电压扰动时的瞬态响应

2) 负载扰动时的瞬态响应特性. 在0.3 s时将负载阻值由50 Ω 跳变到30 Ω , 由此得到的两种不同控制策略的输出电压和负载电流的响应曲线见图13. 由图13可以看出: 稳态后输出电压为24.0 V, 负载电流为1.3 A; 加入负载后, 负载电流由1.3 A跳变至2.1 A. 同时还可以看出, 本文提出的控制策略的输出电压和电流响应波动幅值均低于PI控制策略, 且响应速度更快. 这表明, 在受到负载扰动时, 本文所设计的控制策略的稳定性和抗干扰性显著优于PI控制策略.



(a) 输出电压



(b) 负载电流

图13 负载扰动时的瞬态响应

4 结论

对本文提出的双环LADRC控制策略进行仿真实验表明, 该控制策略在面对负载电阻和输入电压发生突变干扰的情况下, 其抗干扰能力和快速响应能力显著优于PI控制策略. 因此, 本文提出的控制策略在DC/DC变换器的控制中具有良好的应用前景. 在今后的研究中, 我们将尝试将该控制策略应用到光伏储能系统中, 以此探讨其对光伏储能系统的稳定作用.

参考文献:

- [1] 汪洋, 赵楠, 张捷频, 等. 应用于电力电子变压器的双向DC-DC变换器综述[J]. 大功率变流技术, 2017(4): 31-36.
- [2] 吴学智, 祁静静, 刘京斗, 等. 谐振开关电容DC/DC变换器拓扑研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 655-667.
- [3] 孙凯, 陈欢, 吴红飞. 面向储能系统应用的隔离型双向DC-DC变换器分析方法与控制技术综述[J]. 电工电能新技术, 2019, 38(8): 1-9.
- [4] 周讯杰. Boost电路及双闭环PI控制仿真实验分析[J]. 光源与照明, 2022(4): 168-170.
- [5] HEDLUND M, OLIVEIRA J G, BERNHOFF H. Sliding mode 4-quadrant DCDC converter for a flywheel application[J]. Control Engineering Practice, 2013, 21(4): 473-482.
- [6] CHEN Q, REN X M, OLIVER J A. Identifier-based adaptive neural dynamic surface control for uncertain DC-DC buck converter system with input constraint[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2012, 17(4): 1871-1883.
- [7] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007(1): 24-31.
- [8] 杨惠, 骆姗, 孙向东, 等. 光伏储能双向DC-DC变换器的自抗扰控制方法研究[J]. 太阳能学报, 2018, 39(5): 1342-1350.
- [9] 李继超, 胡文婷, 陈超波, 等. 基于自抗扰控制的风电机组限功率算法研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(5): 118-123.
- [10] 高志强, 李松, 周雪松, 等. 线性自抗扰在光伏发电系统MPPT中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(15): 52-59.
- [11] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202-212.
- [12] 白杰, 朱日兴, 王伟, 等. 基于线性自抗扰控制技术控制器设计的控制方法[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(10): 4149-4153.