

改进型自抗扰控制在 DC/DC 变换器中的应用

李 松, 陈宗祥, 刘 康, 张武林, 陈克难
安徽工业大学 电气与信息工程学院, 安徽省 马鞍山 243032

摘要:针对 DC/DC 变换器在实际应用中不断扩大, 对输入波动、响应速度、稳定性等要求越来越高, 而传统的 PID 控制算法无法在复杂的变换器控制系统中获得理想的控制效果, 以 Buck 变换器为研究对象, 提出了一种改进型自抗扰控制策略。在基于传统的线性自抗扰控制的基础上, 对其进行广义数学分析, 在传递函数中引入自定义的零点, 同时, 对输入通道和测量的干扰, 设计了测量滤波器, 并设计了二阶自抗扰控制器。最后, 搭建以 DSP28377 为控制器的硬件试验平台, 对比分析传统 PI 控制和改进型自抗扰控制受干扰情况下的动态性能, 验证了改进型自抗扰控制的方案可行性, 所提出的改进型控制策略不仅将传统的 PID 控制具有的缺点克服, 又将其结构简单的特点保留。实验结果表明: 较传统的 PID 算法而言, 加载过程中, 调节时间减少 125 μs , 超调量较少 0.8%; 减载过程中, 调节时间减少 165 μs , 超调量减少 2.8%。可以得出改进型自抗扰控制策略不但具备快速和高精度特点, 还具有更好的鲁棒性和抗扰动性能。

关键词:DC/DC 变换器; 自抗扰控制; 改进型自抗扰控制

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **doi:**10.16055/j.issn.1672-058X.2023.0005.005

Application of Improved Active Disturbance Rejection Control in DC/DC Converter

LI Song, CHEN Zongxiang, LIU Kang, ZHANG Wuling, CHEN Kenan

School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Anhui Maanshan 243032, China

Abstract: With the continuous expansion of DC/DC converter in practical application, the requirements for input fluctuation, response speed and stability are higher and higher, while the traditional PID control algorithm cannot obtain ideal control effect in complex converter control system. Taking Buck converter as the research object, an improved active disturbance rejection control (ADRC) strategy is proposed. Based on the traditional linear ADRC, a generalized mathematical analysis is carried out, and a self-defined zero point is introduced into the transfer function. At the same time, for the interference of input channel and measurement, the measurement filter is designed, and the second-order ADRC is designed. Finally, a hardware test platform with DSP28377 as the controller is built, the dynamic performance of traditional PI control and improved ADRC under interference is compared and analyzed, and the feasibility of the improved ADRC scheme is verified. The proposed improved control strategy not only overcomes the shortcomings of traditional PID control, but also retains its simple structure. The experimental results show that compared with the traditional PID algorithm, the adjustment time is reduced by 125 μs and the overshoot is less than 0.8% during the loading process. During the load shedding process, the adjustment time is reduced by 165 μs and the overshoot is reduced by 2.8%. It can be concluded that the improved ADRC strategy not only has the characteristics of high speed and high precision, but also has better robustness and anti-disturbance performance.

Keywords: DC/DC converter; active disturbance rejection control; improved ADRC

收稿日期:2022-03-29 **修回日期:**2021-05-18 **文章编号:**1672-058X(2023)05-0034-07

基金项目:国家自然科学基金项目(61973199).

作者简介:李松(1995—),男,安徽合肥人,硕士研究生,从事电力电子技术研究.

引用格式:李松,陈宗祥,刘康,等.改进型自抗扰控制在 DC/DC 变换器中的应用[J].重庆工商大学学报(自然科学版),2023,40(5):34—40.

LI Song, CHEN Zongxiang, LIU Kang, et al. Application of improved active disturbance rejection control in DC/DC converter [J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2023, 40(5): 34—40.

1 引言

开关电源应用最大范围属于开关电,其对于输出电压要求非常高,即使变换器工作的环境很苛刻,要求开关电源也能够平稳的运行,输出电压就具有较小的纹波。若运行条件发生扰动时,要求输出电压能迅速恢复至稳态。所以开关变换器运行在闭环状态,本文以 Buck 变换器设计闭环系统。

韩京清教授经历十多年对 PID 控制技术和现代控制理论的不断探索,在探索经典控制理论思想精华的基础上,提出了非线性自抗扰控制(NLADRC)策略。自抗扰控制具有适用性强、对数学模型要求低、能明显改善系统性能、鲁棒性强等优点。自抗扰控制主要组成部分有:跟踪-微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)、非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)。由于非线性自抗扰(ADRC)参数较多、调节困难、稳定性难以分析,高志强教授对其进行修改,将其简化为线性自抗扰(LADRC),将参数与控制器带宽相关联,从而简化了控制器调参过程,降低了需整定的参数个数,这使得 ADRC 在各个领域的生产实践中应用更加广泛^[1-4]。

由于 DC/DC 变换器一直是国内外学者研究的热点之一,对其稳态性能和动态性能提出的要求越来越高。国内外学者一直致力于将各种先进的控制算法应用到 DC/DC 变换器上,旨在提高控制性能。因变换器属于强非线性系统^[5-8],而自抗扰控制(ADRC)作为一种先进的控制策略,应用于非线性和线性控制对象都具有极强的适用效果^[9-11]。Buck 变换器在某些特定的参数下,系统会出现混沌现象,由于现有的技术很难对电路的混沌现象进行精确的机理建模^[12-13],文献[14]采用不依赖于精确数学模型的自抗扰控制(ADRC)技术来控制 Buck 变换器中的混沌。ADRC 技术通过将 Buck 变换器的未建模动态视为干扰来估计和补偿这些未建模动态。通过合理选择自抗扰控制器的参数,使 Buck 变换器的混沌状态快速稳定。但对于,自抗扰控制技术的参数选择,是通过逐步调整,获取合适的参数。Boost 升压变换器是典型的非最小相位系统,输入控制量突变时往往不能快速跟踪控制量,甚至变化方向与控制量相反,表现出典型的非最小相位特性。文献[15]改进了常规的自抗扰控制器,提出一种将 Boost 变换器中已知的非最小相位特性处理后直接加入总扰动中,不用扩张状态观测器进行另外估计,实验现象表明该方法有较高的可靠性。但所改进的控制策略,对于其他类型的系统,如时滞和不稳定系统,仍有待研

究,可在未来的研究中进行实验。总体来看,将自抗扰控制运用于 DC/DC 变换器能够实现良好效果。

本文主要对线性自抗扰控制(LADRC)进行数学分析,并进行修改,在推导的传递函数中引入自定义的零点。零点在系统性能的瞬态特性中起着重要作用。不仅增加了零点,还包括导数滤波器,以避免导数带来的高频。此外,还提供了通过输入通道和测量设备的干扰分析。结合智能算法解决自抗扰控制参数整定困难的问题。

2 Buck 变换器

Buck 变换器电路拓扑如图 1 所示。

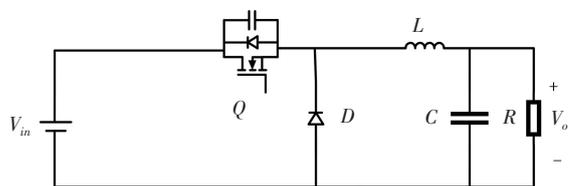


图 1 Buck 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of Buck converter

图 1 中, Q 为主开关管; D 为二极管; L 为电感; C 为输出电容; R 为负载电阻; V_{in} 和 V_o 分别表示输入电压和输出电压。为了简化分析电路,假设 Q 为理想原器件,导通压降以及反向漏电流都不存在。 D 表示导通时占空比, T 表示周期。

变换器工作状态有两种:开关管导通与开关管关断。则有状态空间平均法可得到状态平均方程如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_o \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ D/L \end{bmatrix} V_{in} \quad (1)$$

对式(1)施加扰动,瞬时值为

$$\begin{cases} V_{in} = V_{in} + \hat{V}_{in} \\ D = D + \hat{d} \\ \dot{i}_L = I_L + \hat{i}_L \\ V_o = V_o + \hat{v}_o \end{cases} \quad (2)$$

其中, \hat{V}_{in} , \hat{d} , \hat{i}_L , \hat{v}_o 是扰动量。

将式(2)代入式(1)中可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_o + \hat{v}_o \\ \dot{i}_L + \hat{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o + \hat{v}_o \\ \dot{i}_L + \hat{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ D + \hat{d} \\ L \end{bmatrix} \quad (3)$$

由(3)式得到的扰动方程如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{v}_o \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_o \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ D/L \end{bmatrix} \hat{V}_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \hat{d} V_{in} \quad (4)$$

因为输入电压 V_{in} 是较为稳定,可假设 $\dot{V}_{in} = 0$ 。则由(4)得:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \frac{-\hat{v}_o}{RC} + \frac{\hat{i}_L}{C} \\ \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{-\hat{v}_o}{L} + \frac{\hat{d}}{L} V_{in} \end{cases} \quad (5)$$

对(5)式进行拉氏变换,可求 \hat{d} 的系统开环传递函数:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_{in}}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (6)$$

3 线性自抗扰

自抗扰控制中跟踪-微分器主要是为了获得实际工程里不连续或者含有噪声的输入信号的连续信号,使得控制品质得以提高,使控制器设计变得简化。扩张状态观测器主要是用于解决扰动观测的问题,其基本的思想:将系统中的总扰动扩充成一个全新的状态量,再根据系统的输入、输出重新观测出原系统的所有状态量、扰动的一切状态。线性状态误差反馈控制律采用经典的 PID 控制器来设计,扩张状态观测器可以实时的估计并且补偿内外的总扰动,由此为消除静态误差而设计的积分器就可以省略,线性状态误差反馈控制律就可以设计成 PD 控制器的形式。

线性自抗扰是由高志强团队经过大量仿真实验和研究发现,运用线性函数设计得到的控制器性能也非常的良好,而且参数的整定工作量大大减少,更加适用于实际工程。

在电力电子变换器中,输入往往是固定的数值,常数的微分始终为 0,则微分跟踪器在电力电子系统里仅是软起动的作用,故微分跟踪器的设计可以省略。基本框架如图 2 所示。简化后的线性自抗扰控制(LADRC)控制技术包括线性扩张状态观测器(LESO),线性状态误差反馈控制率(LSEF)。

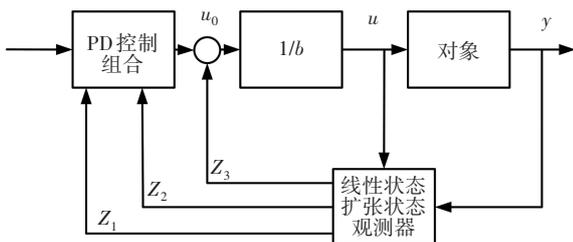


图 2 线性 ADRC 基本结构

Fig. 2 Basic structure of linear ADRC

以二阶控制对象为例:

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, \omega, t) + bu = -a_1 \dot{y} - a_0 y + \omega + bu \quad (7)$$

其中, y, u 为输入以及输出, ω 为扰动。 a_1, a_0, ω 都未知, b 可知部分。则改写为

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + \omega + (b - b_0)u + b_0 u = f + b_0 u$$

其中, $f = -a_1 \dot{y} - a_0 y + \omega + (b - b_0)u$ 为总扰动。选取 $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = f$ 为状态变量,则 $x = [y, \dot{y}, f]^T$ 包含扰动的扩张状态,则式(6)的扩张状态空间表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx \end{cases}$$

其中,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0 \quad 0]$$

与其对应的线性扩张状态观测器(LESO)为

$$\begin{cases} \dot{z} = [A - LC]z + [B, L]u_c \\ y_c = z \end{cases}$$

其中, $u_c = [u \quad y]^T, L$ 为观测器增益矩阵, $L = [3\omega_0 \quad 3\omega_0^2 \quad \omega_0^3]^T, \omega_0$ 为观测器带宽。

由于扩张状态观测器可以实时的估计并加以补偿总扰动。因此,对于线性状态误差反馈控制律(LSEF)的设计,可由传统的 PID 简化为 PD 设计。

可以得到闭环传递函数为

$$G_{cl} = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p}$$

需要设计的 k_p, k_d 是增益矩阵 $K = [k_d, k_p]^T$ 的参数。参数化后, $k_p = \omega_c^2, k_d = 2\omega_c$ 。其中, ω_c 为控制器带宽。

4 自抗扰控制器的数学分析

对线性自抗扰控制器(LADRC)的数学分析如下:给定一个线性的 n 阶线性,传递函数如下所示:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\beta_0 s^{n-1} + \beta_1 s^{n-2} + \dots + \beta_{n-1}}{\alpha_0 s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \dots + \alpha_n} \quad (8)$$

其中, $U(s)$ 和 $Y(s)$ 分别是系统输入和输出信号的拉普拉斯变换。将式(8)改写如下:

$$\alpha_0 \frac{d^n y}{dt^n} + \alpha_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + \alpha_n y = \beta_0 \frac{d^{n-1} u}{dt^{n-1}} + \beta_1 \frac{d^{n-2} u}{dt^{n-2}} + \dots + \beta_{n-1} u \quad (9)$$

将式(9)简化为以下形式:

$$\frac{d^n y}{dt^n} = \beta' u + \delta \quad (10)$$

其中 $\partial \equiv \partial(\dot{y}, \ddot{y}, \dots, \dot{u}, \ddot{u}, \dots, \omega)$ 和 β' 是初 β_{n-1} 的估计值。函数 δ 是由建模量和外部干扰 (ω) 组成的函数。将 δ 视为式(9)中系统的整体干扰。

4.1 传统的控制策略

假设控制策略由如下的数学式推出:

$$u = \frac{-\sum_{i=0}^{n-1} k_i y^{(i)} - \delta_0 + k_0 r}{\beta'} \quad (11)$$

用式(11)代替式(10)中的 u , 得到所需的传递函数如下:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{k_1}{\sum_{i=0}^{n-1} k_{n-i-1} s^{n-i-1}} \quad (12)$$

这是线性自抗扰控制的主要数学概念,其中输出将根据所需的传递函数进行控制,而与初始系统的状态无关。

4.2 改进后的控制策略

式(11)中所推出的传递函数为全极点系统。为了改善瞬态特性,可以添加最小相位零点。此外,为了帮助防止设定点跳跃问题,可以提供输入滤波器。则修改后的控制策略,其拉普拉斯变换形式如下:

$$U(s) = \frac{1}{s} \sum_{i=0}^{n-1} -k_i s^i Y(s) - \delta_0(s) + k_i' F_i(s) R_1(s)$$

其中, $R_1(s) = F_{in}(s)R(s)$ 和 $F_i(s)$ 是高通滤波器,这将有助于零点的添加。系统 $F_{in}(s)$ 是用于平滑设定点变化的输入低通滤波器。

利用这种改进的控制策略,得到的期望传递函数如下:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = F_{in}(s) \frac{\sum_{i=0}^{n-1} k_i' F_i(s)}{s^n + \sum_{i=0}^{n-1} k_{n-i-1} s^{n-i-1}} \quad (13)$$

从式(12)中可以推导出达到零稳态误差的条件是 $k_0' = k_0$ 。

在前面的方程中使用的反馈控制策略是通过线性扩张状态观测器 (LESO) 获得的。则三阶线性扩张状态观测器方程用下列状态方程表示:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \beta' \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} (y - \tilde{y}) \\ \tilde{y} &= \hat{x}_1 \end{aligned} \quad (14)$$

一个二阶线性自抗扰控制(LADRC)需要设计一个三阶扩张状态观测器(LESO)。一般来说,一个 n 阶线性自抗扰可采用 $n+1$ 阶扩张状态观测器。LESO 的标称如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \beta' \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \delta \quad (15)$$

因此,从式(14)中可以得出,状态 x_3 只是总体扰动函数 δ 的表示,而状态 \hat{x}_3 是扩张状态观测器的扩展状态,其目的是估计 δ ,并最终消除它。

4.3 削弱外部干扰

在图 3 中,对整个系统的外部干扰:输入通道 ($d_u(t)$)和测量通道($d_y(t)$)。 b 的值由 β' 给出。则二阶自抗扰控制器的 $y_m(t)$, $d_u(t) = L^{-1}[D_u(s)]$ 和 $d_y(t) = L^{-1}[D_y(s)]$ 之间的广义传递函数如下:

$$\frac{Y(s)}{D_u(s)} = \frac{G_d(s)\Omega_1(s)}{\beta' \Omega_1(s) + G_p(s)\Omega_2(s)} \quad (16)$$

$$\frac{Y(s)}{D_y(s)} = \frac{G_p(s)\Omega_2(s)}{\beta' \Omega_1(s) + G_p(s)\Omega_2(s)} \quad (17)$$

$$\Omega_1(s) = [s^3 + (\gamma_1 + k_1)s^2 + (\gamma_1 k_1 + \gamma_2 + k_0)s]$$

$$\Omega_2(s) = [(\gamma_3 + \gamma_2 k_1 + \gamma_1 k_0)s^2 + (\gamma_3 k_1 + \gamma_2 k_0)s + \gamma_3 k_0]$$

由于 $\Omega_1(s)$ 在原点处有零点,式(15)的作用类似于高通滤波器。相反,在式(15)中, $Y(0) = -D_y(0)$,因此 $y(t)$ 正确跟踪 $d_y(t)$,但符号相反,使得 $y_m(t)$ 不受测量通道干扰。为了研究 $y_m(t)$ 如何受到这些扰动的影响,在式(18)和式(19)中分别得到了 $Y_m(s)$ 与 $D_u(s)$ 和 $D_y(s)$ 之间的传递函数:

$$\frac{Y_m(s)}{D_u(s)} = \frac{G_d(s)\Omega_1(s)}{\beta' \Omega_1(s) + G_p(s)\Omega_2(s)} \quad (18)$$

$$\frac{Y_m(s)}{D_y(s)} = \frac{\beta' \Omega_1(s)}{\beta' \Omega_1(s) + G_p(s)\Omega_2(s)} \quad (19)$$

从式(18)可以看出,虽然式(15)对高频 $d_y(t)$ 有弹性,但 $Y_m(s)$ 和 $D_y(s)$ 之间的传递函数具有高通特性。此外,可以得出式(18)具有高通性质(若不考虑 $G_d(s)$)。因此,需要一个滤波器来处理高频 $d_u(t)$ 和 $d_y(t)$ 。由于式(16)和式(18)具有高通性质,因此,低通滤波器应该提高整个系统去除较低和较高频率的能力。在本文中,测量滤波器($H_l(s)$)位于 $y_m(t)$ 和扩张状态观测器之间,如下:

$$Y_{mf}(s) = H_l(s) Y_m(s) \quad (20)$$

当 $Y_{mf}(s)$ 反馈到线性扩张状态观测器后, $Y_{mf}(s)$ 和

输入量之间的传递函数如下所示:

$$Y_{mf}(s) = \frac{1}{\Delta_{mf}(s)} [G_p(s) F_{in}(s) \sum_{i=0}^{n-1} k'_i F_i(s) R(s) + G_d(s) \Omega_1(s) H_l(s) D_u(s) + \Omega_1(s) H_l(s) D_y(s)] \quad (21)$$

式(21)的 $\Delta_{mf}(s)$ 是系统的修正特征多项式, $\Delta_{mf}(s) = \beta' \Omega_1(s) + G_p(s) H_l(s) \Omega_2(s)$ 。因此, $Y_{mf}(s)$ 对输入通道和测量通道的干扰更具抗干扰能力。

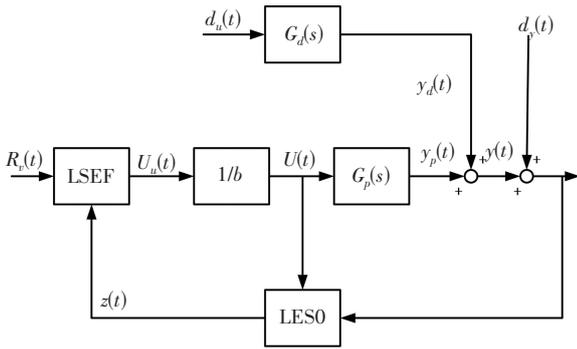


图 3 线性自抗扰控制的框图

Fig. 3 Block diagram of linear ADRC

4.4 Buck 变换器的线性自抗扰控制

由于自抗扰控制算法对于模型的依赖较低,克服了传统控制算法对于精确数学模型的依赖,对系统结构变换,参数范围等因素的容忍度更高。系统在宽负载闭环范围的负载突变的过程中保持较高的稳定性和快速的控制效果。

为了更稳定地提升变换器的动态性能,将采用双闭环控制,电流内环为 PI 控制器,电压外环为线性自抗扰控制器。其控制框图如图 4 所示。

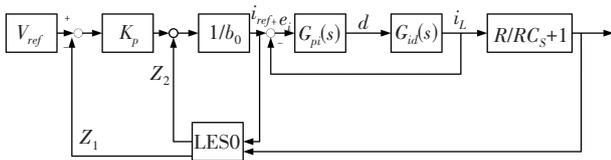


图 4 变换器控制结构框图

Fig. 4 Block diagram of converter control structure

本文设计的 BUCK 参数如下:

输入电压 (V_{in}): 12 V, 输出电压 (V_o): 2.5 V, 电感 (L): 15 μ H, 电容 (C): 200 μ F, 最小电阻负载 (R_{min}): 0.25 Ω , 最大电阻负载 (R_{max}): 0.5 Ω , 开关频率 (f_s): 100 kHz。

通过状态空间方程和关于特定静态点的线性化,可推导出输出电压与电流的传递函数为

$$G_{id}(s) = \frac{i_L}{d(s)} = \frac{V_g(RCs+1)}{LCRs^2+Ls+R}$$

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_g R}{LCRs^2+Ls+R}$$

文献[16]采用了粒子群算法对设计的 LCLC 谐振变换器优化设计。参考该方法,得到一组最优的参数:

$$k_0 = 1.0321 \times 10^4, k_1 = 199.0356, k'_0 = k_0$$

$$k'_1 = 2.7561, \beta' = 1.0894 \times 10^6, \gamma_1 = 900.1563$$

$$\gamma_2 = 27.0147 \times 10^4, \gamma_3 = 27.0562 \times 10^6$$

$$k_p = 2.0256 \times 10^9, k_d = 9.3452 \times 10^4$$

5 实验分析

图 5 是基于 DSP28377 所搭建的实验样机平台,并在图中标注了各个部分的作用。

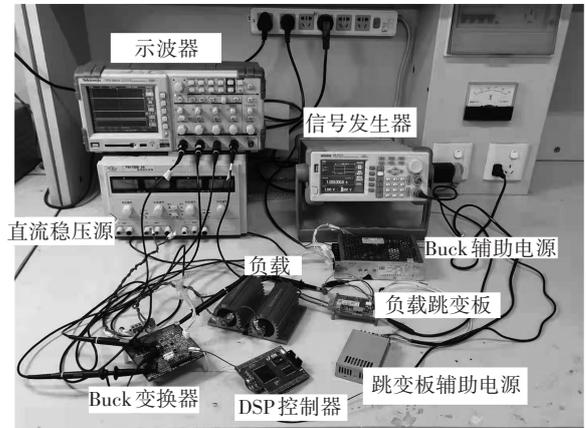


图 5 基于 DSP 的样机实验平台

Fig. 5 Prototype experimental platform based on DSP

从图 6 可以看出,改进型 ADRC 控制的 Buck 变换器可以稳定地工作于设定值 2.5 V。图 7 为 PID 控制的实验波形,其中,CH1 是驱动波形,CH2 是负载跳变信号,CH3 是变换器输出电压 V_o 的波形,CH4 是电流波形。由图可知,当负载由 5 A 跳变至 10 A 时,PID 控制的变换器输出电压需要 225 μ s 恢复稳定状态,输出电压最大跌落量约 660 mv,当负载由 10 A 跳变至 5 A 时,系统需要 330 μ s 恢复稳态,输出电压最大超调量为 790 mv。

在其他条件不改变的基础上,更改 DSP 中的算法,将 PID 更改为改进型 ADRC 算法,进行负载跳变实验。结果如图 8 的波形所示。由图可得,当负载由 5 A 跳变至 10 A 时,改进型 ADRC 控制的变换器输出电压需要 100 μ s 恢复稳定状态,输出电压最大跌落量约 640 mv,当负载由 10 A 跳变至 5 A 时,系统需要 165 μ s 恢复稳态,输出电压最大超调量为 720 mv。

实验结果表明:所提出的改进型自抗扰控制策略,系统的动态性能比传统的 PID 算法更优。加载过程

中,调节时间减少 $125 \mu\text{s}$,超调量较少 0.8% ;减载过程中,调节时间减少 $165 \mu\text{s}$,超调量减少 2.8% 。

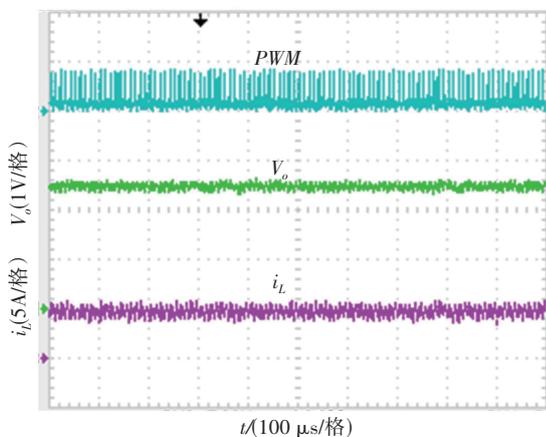
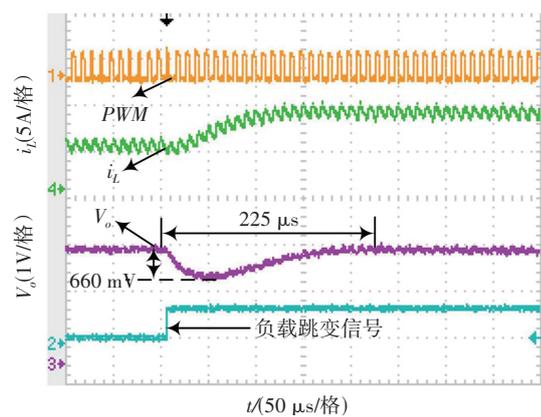
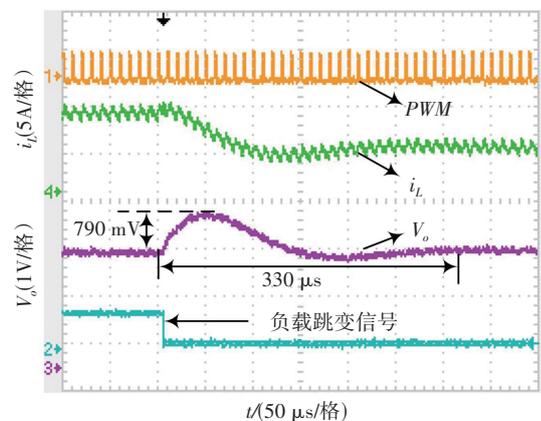


图 6 稳态时基于 ADRC 控制 Buck 变换器波形

Fig. 6 Waveforms of ADRC-based Buck converter at steady state



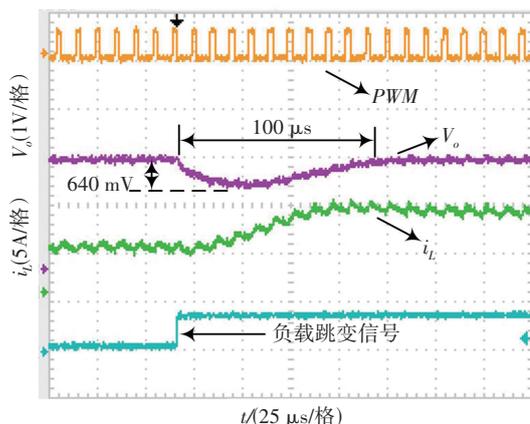
(a) 负载由 5 A 跳变至 10 A



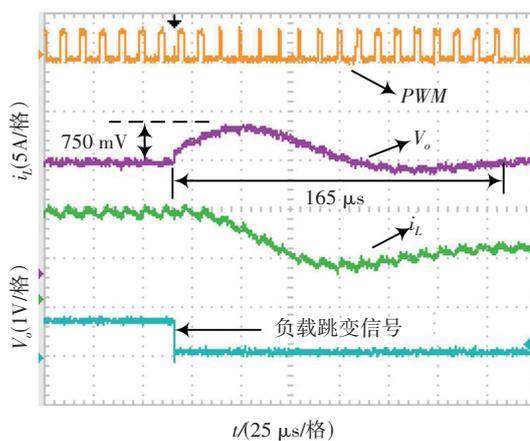
(b) 负载由 10 A 跳变至 5 A

图 7 PID 控制时系统的暂态实验波形

Fig. 7 Transient experimental waveform of the system under PID control



(a) 负载由 5 A 跳变至 10 A



(b) 负载由 10 A 跳变至 5 A

图 8 改进型 ADRC 控制时系统的暂态实验波形

Fig. 8 Transient experimental waveform of the system under improved ADRC control

6 结束语

根据本文分析和实验验证,修改后的控制策略和测量滤波通道的加入可以改善系统的响应。虽然输入滤波器使得控制策略的适用性变得复杂,但可以改善设定点变化频繁。对滤波器结构进行详细的数学分析,将有助于提高 LADRC 的抗干扰能力。除了测量滤波器外,添加最小相位零点的方法也有助于改善系统的瞬态响应,并有助于改进 LADRC 控制策略。

本文根据状态空间平均法建模得到 Buck 变换器的状态方程,后期可以在通过精确的建模方法来提高变换器的动态性能,以及将自抗扰控制算法应用到其他 DC/DC 变换器控制等方面做进一步的研究。

参考文献(References):

- [1] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002(3): 13—18.
HAN Jing-qing. From PID technology to “auto disturbance rejection control” technology [J]. Control Engineering, 2002 (3): 13—18.
- [2] 韩京清. 控制理论——模型论还是控制论[J]. 系统科学与数学, 1989(4): 328—335.
HAN Jing-qing. Control theory: model theory or cybernetics [J]. Systems Science and Mathematics, 1989(4): 328—335.
- [3] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998(1): 19—23.
HAN Jing-qing. ADRC and its application [J]. Control and Decision Making, 1998(1): 19—23.
- [4] 高志强. 自抗扰控制思想探究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498—1510.
GAO Zhi-qiang. Research on the idea of active disturbance rejection control [J]. Control Theory and Application, 2013, 30 (12): 1498—1510.
- [5] 冯光, 黄立培, 朱东起. 异步电机的新型非线性自抗扰控制器的研究[J]. 清华大学学报(自然科学版), 1999(3): 31—34.
FENG Guang, HUANG Li-pei, ZHU Dong-qi. Research on a new nonlinear ADRC for asynchronous motor [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 1999 (3): 31—34.
- [6] 郭强, 周孝信. 可控串补非线性自抗扰控制的参数优化[J]. 电网技术, 1999(11): 28—30.
GUO Qiang, ZHOU Xiao-xin. Parameter optimization of nonlinear active disturbance rejection control of thyristor controlled series compensation [J]. Power Grid Technology, 1999, 11: 28—30.
- [7] ALMER S, FUJIOKA H, JONSSON U, et al. Hybrid control techniques for switched-mode DC-DC converters part I: the step-down topology [C]//American Control Conference. IEEE, 2007, 16 (4): 5450—5457.
- [8] SU Y L, GE X L, XIE D, et al. An active disturbance rejection control-based voltage control strategy of single-phase cascaded H-bridge rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 5182—5193.
- [9] 钱秋朦, 但志宏, 张松, 等. 航空发动机过渡态试验进气压力线性自抗扰控制方法[J]. 航空动力学报, 2019, (10): 2271—2279.
QIAN Qiu-meng, DAN Zhi-hong, ZHANG Song, et al. Linear auto disturbance rejection control method of intake pressure in aeroengine transient test [J]. Journal of Aeronautical Dynamics, 2019(10): 2271—2279.
- [10] 芮宏斌, 曹伟, 王天赐. 基于改进型自抗扰控制的光伏板清洁机器人路径跟踪控制研究[J]. 机械设计, 2021, 38(S2): 79—83.
RUI Hong-bin, CAO Wei, WANG Tian-ci. Research on path tracking control of photovoltaic panel cleaning robot based on improved active disturbance rejection control [J]. Mechanical Design, 2021, 38 (S2): 79—83.
- [11] 马步云, 王婧, 翟化欣, 等. 基于自抗扰技术的储能装置的能量控制器的设计[J]. 华北电力技术, 2016(9): 28—34.
MA Bu-yun, WANG Jing, ZHAI Hua-xin, et al. Design of energy controller of energy storage device based on active disturbance rejection technology [J]. North China Electric Power Technology, 2016(9): 28—34.
- [12] 杨惠. 光伏储能双向 DC-DC 变换器控制策略研究[D]. 西安理工大学, 2018.
YANG Hui. Research on control strategy of photovoltaic energy storage bidirectional DC-DC converter [D]. Xian University of Technology, 2018.
- [13] 刘纬骅, 杨艳, 王冬青. 忆阻负载下 Buck-Boost 变换器的混沌抑制[J]. 电子设计工程, 2021, 29(23): 78—83.
LIU Wei-hua, YANG Yan, WANG Dong-qing. Chaos suppression of Buck boost converter under memristor load [J]. Electronic Design Engineering, 2021, 29 (23): 78—83.
- [14] MEIMEI J, GUOSHAN Z. Chaos control in the Buck converter by using active disturbance rejection control technique [C]//The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015CCDC). IEEE, 2015: 1619—1623.
- [15] AHMAD S, ALI A. Active disturbance rejection control of DC-DC boost converter: a review with modifications for improved performance [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(8): 2095—2107.
- [16] 赵斌, 王刚, 宋婧妍, 等. 基于粒子群算法的 LCLC 谐振变换器优化设计[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(6): 1622—1629.
ZHAO Bin, WANG Gang, SONG Jing-yan, et al. Optimal design of LCLC resonant converter based on particle swarm optimization [J]. Journal of Electronics and Information, 2021, 43 (6): 1622—1629.