

DOI:10.16136/j.joel.2023.10.0521

带 CLC 滤波的反激变换器小信号建模与控制研究

江兴涛^{1,2}, 郭文阁^{2,3*}, 武威^{1,2}, 张立松², 杨哲^{2,3}

(1. 西安石油大学 电子工程学院, 陕西 西安 710065; 2. 中国科学院国家授时中心 时间频率基准重点实验室, 陕西 西安 710600; 3. 西安石油大学 理学院, 陕西 西安 710065)

摘要:为满足大型激光陀螺仪 (ring laser gyroscope, RLG) 中激光器激励源输出高精度、高稳定度的要求, 针对单端反激变换器输出性能较差的问题, 本文在传统反激变换器的输出端增加电感、电容元件, 构成了输出带电容-电感-电容 (capacitor inductor capacitor, CLC) 滤波的单端反激变换器。在此基础上, 采用开关元件平均模型法确定该变换器的静态工作点, 建立电流连续模式 (continuous conduction mode, CCM) 下的四阶小信号模型; 推导出相关传递函数, 并引入相位超前校正环节以提高系统的稳定性; 借助 MATLAB 软件构建比例-积分-微分 (proportion-integral-differential, PID) 控制的系统模型, 完成了对带 CLC 滤波的反激变换器的分析与验证。结果表明, 利用小信号建模理论建立的变换器模型是合理的, 对激光器激励源的优化设计有参考意义。

关键词:反激变换器; 开关元件平均模型法; 小信号模型; 超前校正; 激励源

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 1005-0086(2023)10-1019-07

Research on small signal modeling and control of a flyback converter with CLC filter

JIANG Xingtiao^{1,2}, GUO Wenge^{2,3*}, WU Wei^{1,2}, ZHANG Lisong², YANG Zhe^{2,3}

(1. School of Electronic Engineering, Xi'an Shiyou University, Xi'an, Shaanxi 710065, China; 2. Key Laboratory of Time and Frequency Primary Standards, National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an, Shaanxi 710600, China; 3. College of Science, Xi'an Shiyou University, Xi'an, Shaanxi 710065, China)

Abstract: For large ring laser gyroscope (RLG), lasers require more accurate and more stable excitation power supplies. Aiming at the poor output performance of single-ended flyback converter, a single-ended flyback converter with capacitor-inductor-capacitor (CLC) filter is designed by adding capacitors and inductor to the output end of the traditional flyback converter. On this basis, the static working point of the converter is determined by using the switch elements average model method, and the fourth-order small signal model operating in continuous conduction mode (CCM) is established. The correlation transfer function is derived and the phase leading correction is introduced into the system to improve its stability. The system model of proportion-integral-differential (PID) control is established via MATLAB, and the analysis and verification of flyback converter with CLC filter is completed. The results show that the model established by small signal modeling theory is reasonable and available, which is helpful for the design and optimization of laser excitation power supply.

Key words: flyback converter; switching elements average model method; small signal model; leading correction; excitation power supply

* E-mail: wguo@xsyu.edu.cn

收稿日期: 2022-07-14 修订日期: 2022-11-07

基金项目: 西安石油大学研究生创新与实践能力的培养计划项目 (YCS21212116) 和中国科学院“西部之光”项目“超稳激光频率精密测量” (中科院人字(2018)6 号文件) 资助项目

0 引言

开关变换器因为其结构简单、适应性强等特点而被广泛使用,已成为现代电能变换的重要组成部分。反激变换器作为一种带隔离的 DC/DC 变换器,可认为是 Buck-Boost 变换器的另一类型^[1],虽然其开关效率比其他拓扑结构的 DC/DC 变换器的低,但因其成本低、结构与控制简单的优点而多被应用于小功率场合中^[2-4],如作为 He-Ne 激光器的激励源等。随着功率器件的高频化、集成化,开关变换电路也向着小型化、精密化方向发展。由于反激变换器是一个高阶-离散-非线性-时变系统,经典控制理论已无法满足对它的分析和设计需求,需要对变换器的静态和动态性能进行建模和分析^[5,6],以便于反馈控制网络的设计与优化。

目前 DC/DC 变换器的交流小信号建模分析方法主要有状态空间平均法^[7-11]、开关元件^[2,12]与开关网络^[13,14]平均模型法等。杨可等^[11]则使用状态空间平均法推导了理想反激变换器在电流断续模式(current discontinuous mode, DCM)下的小信号模型。冯丹等^[6]采用状态空间平均法和开关元件平均模型法讨论了非理想条件下反激变换器的数学模型。ÇENGELCI 等^[3]将开关元件平均建模思想用于电流连续模式(continuous conduction mode, CCM)下的脉宽调制(pulse width modulation, PWM)开关模型,提出了峰值电流控制反激变换器的小信号模型,得到了系统传递函数及其零极点。侯庆会等^[14]针对 DCM 下的非理想反激变换器,提出基于开关网络平均模型法的变换器建模方法。张志勇等^[7]对带电感-电容(LC)滤波的反激变换器运用状态空间平均法推导其小信号模型,并设计了单极点单零点补偿网络,以提高稳态精度。

因大型测地激光陀螺仪(ring laser gyroscope, RLG)输出频差信号的质量与激光器输出光功率的稳定程度紧密相关,而传统的单端反激式变换电路输出端只有一个电容进行滤波,导致输出电流、电压稳定性与抗干扰能力较差,直接影响激光器的激光输出质量,无法满足测地 RLG 对所需激光高精度、高稳定度的要求。

针对上述问题,本文在传统反激变换器的输出端增加一级 LC 滤波,构成了带有电容-电感-电容(capacitor-inductor-capacitor, CLC)滤波的单端反激变换器^[7,15],并使用开关元件平均模型法直接对引入非线性特性的开关元件进行建模,完整推导出带有 CLC 滤波的单端反激变换器在 CCM

下的小信号模型及表征其电路特性的开环传递函数、输入和输出阻抗表达式。借助 MATLAB 软件完成了闭环控制回路的补偿网络设计,进一步验证了模型分析的正确性和通用性,为此类变换器在高精度陀螺仪中的应用、设计与优化提供了参考。

1 带 CLC 滤波的单端反激变换器

1.1 反激变换器原理

在分析反激变换器原理时,可将隔离变压器视为一对相互耦合的电感,即将变压器等效为励磁电感和理想变压器的并联^[11],变换器及其变压器的等效形式电路见图 1。

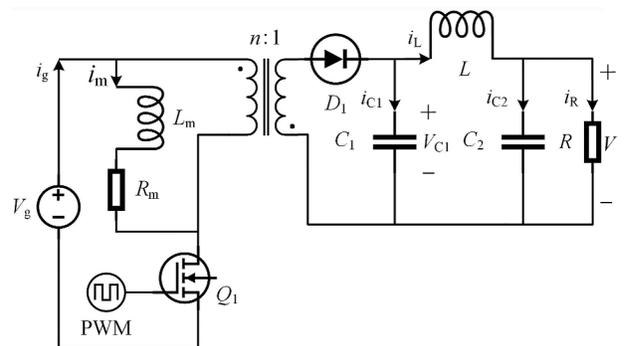


图 1 带 CLC 滤波的单端反激变换器电路图
Fig. 1 Circuit diagram of single-ended flyback converter with CLC filter

图 1 中电感器 L 与电容器 C_2 为在传统反激变换器结构上增加的两储能元件,它们与电容器 C_1 共同构成了 CLC 滤波器,提高负载端的输出稳定性。

当开关管 Q_1 在 PWM 信号的控制下处于通态时,整流二极管 D_1 处于截止状态,流经励磁电感 L_m 和等效串联电阻 R_m 上的电流 i_m 使 L_m 和变压器原边绕组储能;当 Q_1 处于关断状态时,二极管 D_1 导通,一次侧存储的能量经过变比为 $n:1$ 的变压器传递给二次侧,并通过 D_1 对 L 、 C_1 、 C_2 和负载 R 释放。通常将输出电感、电流在一个开关周期内不会下降至零的工作模式称为 CCM。

1.2 CCM 模式下开关元件平均模型法

开关元件平均模型法的分析对象是开关元件,在带 CLC 滤波的单端反激变换器中,开关元件即为 Q_1 与 D_1 。通过求平均、分离扰动和线性化等步骤对大信号等效电路(同时含有直流分量和交流分量)进行分析变换,继而求得小信号交流模型^[1,5]。

1.2.1 开关元件的平均变量模型

首先对 CCM 下的反激变换器小信号交流模型

进行分析,并作如下假设^[16]:系统所施扰动为幅值、频率均较低的小信号扰动;电路中所有半导体器件均为理想器件;电路中所有无源器件均为线性器件。

由图 1 中变换器开关管的两种工作状态可知:

状态 1: Q_1 导通、 D_1 关断,即 $0 \leq t \leq dT_s$ (d 为占空比, T_s 为一个开关周期)时,有:

$$\begin{cases} i_{Q1}(t) = i_g(t) \\ v_{D1}(t) = \frac{v_g(t)}{n} + v_{C1}(t) \end{cases} \quad (1)$$

状态 2: Q_1 关断、 D_1 导通,即 $dT_s < t \leq T_s$ 时,有

$$\begin{cases} i_{Q1}(t) = 0 \\ v_{D1}(t) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

当满足假设条件时,状态变量在一个开关周期内的瞬时值与平均值相等^[5],由平均变量计算式得:

$$i_g(t) = \langle i_m(t) \rangle_{T_s}, \quad (3)$$

$$v(t) = \langle v(t) \rangle_{T_s}, \quad (4)$$

$$\langle i_{Q1}(t) \rangle_{T_s} = d(t) \langle i_g(t) \rangle_{T_s}, \quad (5)$$

$$\langle v_{D1}(t) \rangle_{T_s} = d(t) \frac{\langle v_g(t) \rangle_{T_s}}{n} + d(t) \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}. \quad (6)$$

因此,等效电路中 Q_1 可用式(5)等号右侧的受控电流源代替, D_1 用式(6)等号右侧的受控电压源代替,它们分别作为开关元件 Q_1 和 D_1 的平均变量模型^[1,5]。

1.2.2 其他元件的平均变量模型

由于基尔霍夫定律是对电路的拓扑结构施加的唯一约束,当原电路满足基尔霍夫电流定律与电压方程的瞬时值形式时,相同拓扑结构的平均变量等效电路必然满足对应的基尔霍夫电流与电压方程的平均值形式,故在平均变量等效电路中,电阻、电感与电容的参数应保持不变^[5]。利用元件的平均变量伏安关系对电路中其他元件,如电感、电容、电阻等建立的平均变量模型如下:

$$\langle v_{Lm}(t) \rangle_{T_s} = L_m \frac{d \langle i_{Lm}(t) \rangle_{T_s}}{dt} d(t), \quad (7)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}, \quad (8)$$

$$\langle i_{C1}(t) \rangle_{T_s} = C_1 \frac{d \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{dt}, \quad (9)$$

$$\langle i_{C2}(t) \rangle_{T_s} = C_2 \frac{d \langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt}, \quad (10)$$

$$\langle v_{Rm}(t) \rangle_{T_s} = R_m \langle i_{Lm}(t) \rangle_{T_s} d(t), \quad (11)$$

$$\langle v(t) \rangle_{T_s} = R \langle i_R(t) \rangle_{T_s}. \quad (12)$$

电压源的平均变量^[5]为:

$$\int_t^{t+T_s} v_g(\tau) d\tau = \langle v_g(t) \rangle_{T_s}. \quad (13)$$

1.2.3 平均变量等效电路的建立

经过上述分析,用受控源代替原电路中开关元件,电压源参数和电路中各变量用其平均变量表示,电路结构和其余元件参数不变,得到带 CLC 滤波的单端反激变换器平均变量等效电路,如图 2 所示。

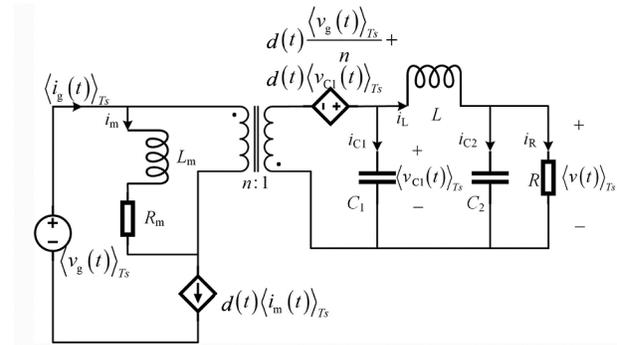


图 2 反激变换器的平均变量等效电路图

Fig. 2 Average variable equivalent circuit diagram of flyback converter

变换器工作在稳定状态时,占空比和电源电压保持不变,即 $d(t) = D$ 、 $v_g(t) = V_g$ 。当电感短路、电容开路时,可以得到该变换器的直流等效电路,见图 3。

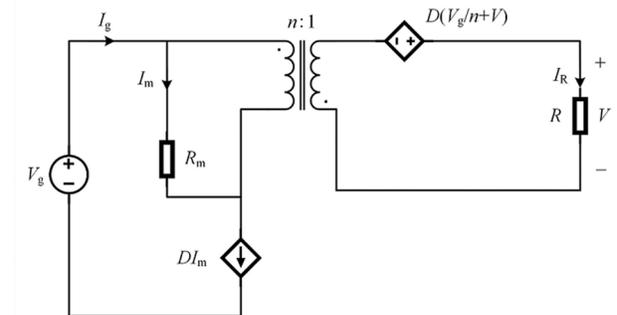


图 3 直流等效电路图

Fig. 3 Equivalent circuit diagram of DC signal

由图 3 可知变量间有如下关系:

$$\begin{cases} \frac{R_m I_m}{n} = D \left(\frac{V_g}{n} + V \right) - V \\ \frac{V}{R} = n(I_g - DI_g) \end{cases} \quad (14)$$

令 $D' = 1 - D$, 并根据上式可得该反激变换器静态工作点 (V, I) 及电压变比 M 为:

$$I_g = I_m = \frac{D}{R_m + n^2 R D'^2} V_g, \quad (15)$$

$$V = \frac{n R D D'}{R_m + n^2 R D'^2} V_g, \quad (16)$$

$$M = \frac{V}{V_g} = \frac{nRDD'}{R_m + n^2RD'^2} \quad (17)$$

1.2.4 小信号等效电路的建立

在输入电压 V_g 和占空比 D 上施加小的交流信号,即:

$$\langle v_g(t) \rangle_{T_s} = V_g + \hat{v}_g(t), \quad (18)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t), \quad (19)$$

将上式中带有微扰量的变量代入至式(5)和式(6),可有:

$$\begin{cases} d(t)\langle i_m(t) \rangle_{T_s} = (D + \hat{d}(t))(I_m + \hat{i}_m(t)) \\ d(t)\left(\frac{\langle v_g(t) \rangle_{T_s}}{n} + \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}\right) = \\ (D + \hat{d}(t))\left(\frac{V_g + \hat{v}_g(t)}{n} + V_{C1} + \hat{v}_{C1}(t)\right) \end{cases} \quad (20)$$

当变换器满足二阶非线性交流小信号远小于一阶交流小信号的假设条件时,可忽略上式的直流项与非线性项:

$$\begin{cases} d(t)\langle i_m(t) \rangle_{T_s} = D\hat{i}_m(t) + I_m\hat{d}(t) \\ d(t)\left(\frac{\langle v_g(t) \rangle_{T_s}}{n} + \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}\right) = \\ D\left(\frac{\hat{v}_g(t)}{n} + \hat{v}_{C1}(t)\right) + \\ \hat{d}(t)\left(\frac{V_g}{n} + V_{C1}\right) \end{cases}, \quad (21)$$

则可得到该变换器的交流小信号等效电路,如图4所示。

1.2.5 传递函数的计算

基于上述分析及图4电路参数,可求得在CCM

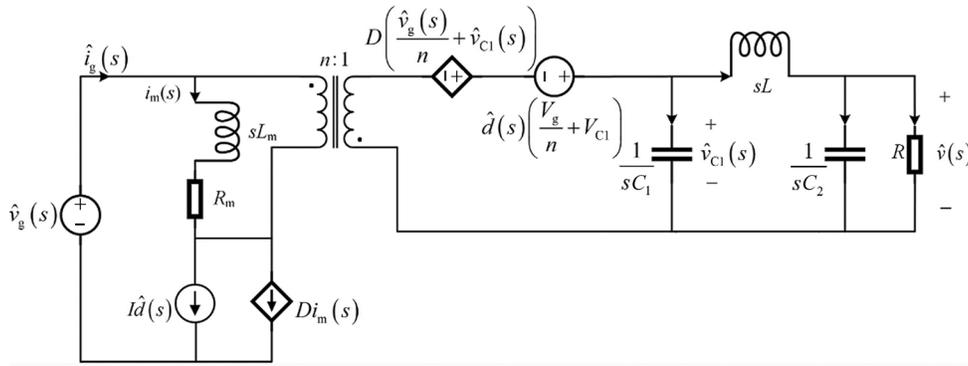


图4 交流小信号等效电路图

Fig. 4 Equivalent circuit diagram of AC small signal

下带有 CLC 滤波的单端反激变换器的输出量到输入量、输出量到控制量的传递函数及开环输入、输出阻抗分别为:

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} =$$

$$\frac{\frac{nDD'}{C_1 C_2 L L_m}}{s^4 + \frac{C_2 R R_m + L_m s^3}{C_2 R L_m} + \frac{(C_1 + C_2) R L_m + C_1 R_m L + n^2 C_2 R L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s^2 + \frac{(C_1 + C_2) R R_m + L_m + n^2 L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s + \frac{R_m + n^2 R D'^2}{C_1 C_2 R L L_m}}, \quad (22)$$

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{\left[-\frac{D}{C_1 C_2 L (R_m + n^2 R D'^2)} s + \frac{n^2 R D'^2 + R_m (1 - 2D)}{C_1 C_2 L L_m (R_m + n^2 R D'^2)} \right] n V_g}{s^4 + \frac{C_2 R R_m + L_m s^3}{C_2 R L_m} + \frac{(C_1 + C_2) R L_m + C_1 R_m L + n^2 C_2 R L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s^2 + \frac{(C_1 + C_2) R R_m + L_m + n^2 L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s + \frac{R_m + n^2 R D'^2}{C_1 C_2 R L L_m}}, \quad (23)$$

$$Z_{in}(s) = \left. \frac{\hat{v}_g(s)}{\hat{i}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{s^4 + \frac{C_2 R R_m + L_m s^3}{C_2 R L_m} + \frac{(C_1 + C_2) R L_m + C_1 R_m L + n^2 C_2 R L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s^2 + \frac{(C_1 + C_2) R R_m + L_m + n^2 L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s + \frac{R_m + n^2 R D'^2}{C_1 C_2 R L L_m}}{\left(\frac{1}{L_m} s^3 + \frac{1}{C_2 R L_m} s^2 + \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L L_m} s + \frac{1}{C_1 C_2 R L L_m} \right) D^2}, \quad (24)$$

$$Z_{out}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_{out}(s)} \Big|_{\hat{v}_g(s)=0, \hat{d}(s)=0} = \frac{\frac{n^2 D'^2}{C_1 C_2 L_m} s}{s^4 + \frac{C_2 R R_m + L_m s^3}{C_2 R L_m} + \frac{(C_1 + C_2) R L_m + C_1 R_m L + n^2 C_2 R L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s^2 + \frac{(C_1 + C_2) R R_m + L_m + n^2 L D'^2}{C_1 C_2 R L L_m} s + \frac{R_m + n^2 R D'^2}{C_1 C_2 R L L_m}} \quad (25)$$

2 基于 MATLAB 的系统仿真

2.1 开环仿真

已知某 He-Ne 激光器所需启辉电压约为 3 kV, 工作电流约为 5 mA, 变换器的直流输入由工频市电经整流后获得。设图 1 中变换器的参数为: $V_g = 310 \text{ V}, V = 3 \text{ kV}, L_m = 1.7 \text{ mH}, L = 20 \mu\text{H}, R_m = 3 \Omega, C_1 = C_2 = 4.7 \text{ mF}, R = 600 \text{ k}\Omega, n = 0.1, f = 4 \text{ kHz}$ 。将上述参数代入式(17)、(22)和(23), 可解得该变换器占空比为 0.4923, 对应系统输出量-控制量的传递函数为:

$$G_{vd}(s) = \frac{-2.2292 \times 10^7 (s - 1.8480 \times 10^6)}{(s^2 + 4612.7^2)(s + 1764.6)(s + 0.1)} \quad (26)$$

由上式可知, 传递函数有两个极点位于复平面的虚轴上, 处于临界稳定状态, 易受外界干扰, 影响系统稳定。同时借助 MATLAB 软件作出开环系统 Bode 图, 见图 5。由图 5 虚线可知, 在系统无补偿时, 反激变换电路的中频段对数幅频特性的幅值裕度为 $-64.1 \text{ dB}@4.61 \times 10^3 \text{ rad/s}$, 相位裕度 γ_0 为 $21.7^\circ@4.39 \times 10^3 \text{ rad/s}$, 说明系统稳定性不佳, 当系统处于复杂环境时, 相位裕度有进一步降低的可能, 危及系统稳定。

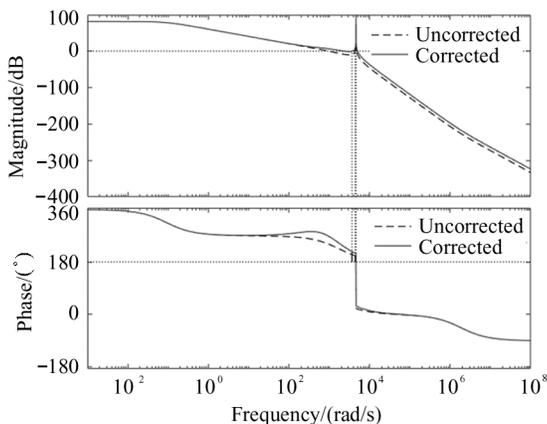


图 5 系统 Bode 图

Fig. 5 Bode diagram of system

2.2 相位超前校正

基于以上分析, 可以看出有必要对系统进行补

偿, 增大其相位裕度, 提高稳定性。因系统低频段幅频特性较好, 要对中频段和高频段的特性予以补偿, 宜考虑相位超前校正。设超前校正传递函数^[17,18]表示如下:

$$G_C(s) = \frac{\alpha K s + 1}{K s + 1} \quad (27)$$

式中, $\alpha = (1 + \sin\varphi_m)/(1 - \sin\varphi_m)$, 最大相位超前角 $\varphi_m = \gamma' - \gamma_0 + \theta$ (θ 表示对因超前校正后截止频率增大原系统相角裕度发生变化的补偿量^[17], 取值范围: $5^\circ \sim 15^\circ$), 校正环节转角频率对应的的时间常数为:

$$K = \frac{1}{\sqrt{\alpha \omega'_c}} \quad (28)$$

式中, ω'_c 为 $10 \lg \alpha \text{ dB}$ 对应的角频率。

若期望相角裕度 γ' 为 $45^\circ, \theta$ 取 6° , 可确定系统所需最大超前角 φ_m 为 29.3° 。

则校正后系统的传递函数表示为:

$$G'_{vd}(s) = G_{vd}(s) G_C(s) \quad (29)$$

借助 MATLAB 软件作出经相位超前校正环节补偿后系统的 Bode 图, 如图 5 实线所示。受截止频率附近相频特性的影响, 此时相位裕度达到 $35.9^\circ@3.68 \times 10^3 \text{ rad/s}$, 相比补偿前增加了 14.2° ; 同时, 系统极点均在复平面的左半平面, 分布更为合理, 系统整体性能和稳定性得到提升。

为进一步分析系统的抗干扰性能, 在超前校正的基础上对其进行 PID 控制^[19], 以添加扰动的方式分析被控系统的输出稳定性。带有 PID 控制环节的系统方框图如图 6 所示, 图中 $H(s)$ 为单位反馈环节。

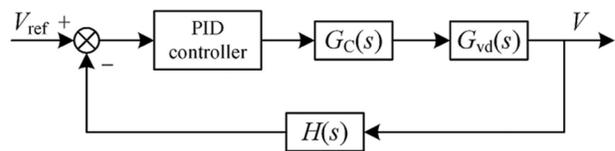


图 6 带超前校正环节的 PID 控制框图

Fig. 6 PID control block diagram with leading correction

分析图 7 所示的电压输出曲线可知: 在系统运行初期, 带有超前校正环节的 PID 控制系统比不含超前校正的控制系统提前 1—2 s 进入稳态, 响应速度快但超调量较大; 当系统同时在 25 s 受到干扰时,

二者输出电压波动幅度一致(由 3 kV 升为 3.3 kV), 而带有超前校正环节的控制系統可以更快地作出反应, 使系統消除干扰尽快恢复。

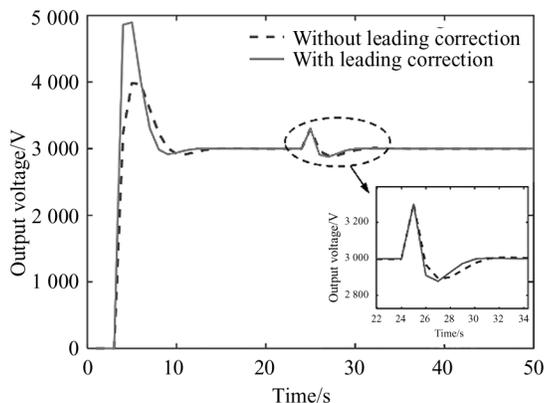


图7 PID 控制系统输出电压曲线

Fig. 7 Output voltage curve of PID controlled system

以上分析表明, 经过相位超前校正的系統电压输出响应特性更优, 且能更稳定地使输出维持在电压期望值, 验证了校正网络设计的合理性。

3 结论

本文针对激光器在高精度、高稳定度场合的使用需求, 在变换器电感 CCM 下, 利用开关元件平均模型法对带有 CLC 滤波的单端反激变换器进行小信号分析和建模, 借助推导出的系統传递函数和 MATLAB 软件对模型进行了计算与分析, 合理地设计了相位超前校正网络与 PID 控制策略, 并通过仿真进一步验证了该四阶小信号模型的正确性。所建立的模型可以较好地反映实际变换器的工作特性, 对基于反激变换器类型的激光器高压直流激励源在不同工作状态下的设计、分析和优化有较大的参考价值。

参考文献:

[1] XU D H. Power electronic system modeling and control [M]. Beijing: China Machine Press, 2005: 20-22, 101-107.
徐德鸿. 电力电子系統建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 20-22, 101-107.

[2] XU S Y, QIAN Q S, SHI R, et al. Sampled-data modeling for PCM and ZVS controlled critical conduction mode (CrCM) active clamp flyback (ACF) converter at variable switching frequency[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67(10): 3588-

3600.

[3] ÇENGELCI E. Small signal audio susceptibility analysis of flyback converter with peak current mode control [J]. Sakarya University Journal of Science, 2018, 22(4): 1157-1162.

[4] CHEN S Y. Small-signal model for a flyback converter with peak current mode control [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(4): 805-810.

[5] ZHANG W P. Modeling and control of switching converter [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2005: 32-39.
张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005: 32-39.

[6] FENG D, REN H B, NING F, et al. Small signal modeling and design for switching power supply converter [J]. Computer Simulation, 2015, 32(11): 141-145+284.
冯丹, 任宏滨, 宁飞, 等. 开关电源变换器的小信号建模设计[J]. 计算机仿真, 2015, 32(11): 141-145+284.

[7] ZHANG Z Y, WANG C F, ZHU S P. Fourth order small signal mathematic model of two-switch flyback converter with CLC output Filter [J]. System Simulation Technology, 2012, 8(1): 79-86.
张志勇, 王春芳, 朱世盘. 带 CLC 滤波的双管反激四阶小信号模型[J]. 系統仿真技术, 2012, 8(1): 79-86.

[8] CHEN Z, DING X B. Research of modeling and control of non-ideal Boost converter based on state space average method [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2021, 44(4): 893-896.
陈昭, 丁喜波. 基于状态空间平均法的非理想 Boost 变换器建模与控制研究[J]. 电子器件, 2021, 44(4): 893-896.

[9] EMADI A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 661-668.

[10] ZHANG W B, TAN X Y, WANG K, et al. Design for boost DC-DC converter controller based on state-space average method [J]. Integrated Ferro-electrics, 2016, 172(1): 152-159.

[11] YANG K, SU S L. Small signal modeling of flyback converter in DCM with state-space averaging method [J]. Telecom Power Technology, 2021, 38(2): 6-9.
杨可, 苏尚流. 基于状态空间平均法的反激变换器 DCM 小信号建模[J]. 通信电源技术, 2021, 38(2): 6-9.

[12] CUI C, LI H M, ZHANG H G, et al. Research on modeling of modified phase-shifted full-bridge DC/DC converters [J]. Application of Electronic Technique, 2018, 44(4): 146-148+152.
崔超, 李红梅, 张恒果, 等. 改进移相全桥 DC/DC 变换器的建模研究[J]. 电子技术应用, 2018, 44(4): 146-148+

- 152.
- [13] XUAN C, XU H F, XIE G J. Modeling and simulation of non-ideal Buck converters operating in CCM[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2012, 35(1): 70-74.
宣传, 徐慧芳, 解光军. CCM 模式下非理想 Buck 变换器的建模与仿真[J]. 电子器件, 2012, 35(1): 70-74.
- [14] HOU Q H, YUE A F, WANG Y, et al. Modeling and design of a magnetic isolation non-ideal flyback converter[J]. Power Electronics, 2018, 52(11): 47-50.
侯庆会, 岳奥飞, 汪洋, 等. 一种磁隔离非理想反激变换器的建模与设计[J]. 电力电子技术, 2018, 52(11): 47-50.
- [15] LIU P H. Small signal analysis of active clamp flyback converters in transition mode and burst mode[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17-21, 2019, Anaheim, CA, USA. New York: IEEE, 2019: 241-248.
- [16] XUE M. Modeling and compensating control of flyback converter based on UC3842 [J]. Microcomputer & Its Applications, 2011, 30(19): 24-27.
薛蒙. 基于 UC3842 的反激变换器建模与补偿控制[J]. 微型机与应用, 2011, 30(19): 24-27.
- [17] LU J C, ZHAO Z, LIU H Y, et al. Automatic control principle[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013: 193-209.
卢京潮, 赵忠, 刘慧英, 等. 自动控制原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013: 193-209.
- [18] ZHANG X, LAI L J, LI Z P, et al. Closed-loop inverse iterative learning control in frequency-domain for electro-magnetic driven compliant micro-positioning platform[J]. Optics and Precision Engineering, 2021, 29(9): 2149-2157.
张旭, 赖磊捷, 李朋志, 等. 电磁驱动柔顺微定位平台闭环频域逆迭代学习控制[J]. 光学精密工程, 2021, 29(9): 2149-2157.
- [19] ZHANG M, CHEN Q, XIE J M. Research on controlling switching power supply based on improved neural network algorithm[J]. Journal of Optoelectronics • Laser, 2021, 32(4): 349-355.
张森, 陈颀, 谢佳明. 基于改进神经网络算法控制开关电源的研究[J]. 光电子 • 激光, 2021, 32(4): 349-355.

作者简介:

郭文阁 (1967—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事激光与光电子学方面的研究.