

文章编号: 2095-4980(2025)04-0393-10

基于改进 PSO 算法的高增益 DC/DC 变换器小信号模型辨识

陈 佳¹, 郭玉祥¹, 刘红霞^{*2}, 王佳豪¹, 宋久旭¹

(1. 西安石油大学 陕西省油气井测控技术重点实验室, 陕西 西安 710065; 2. 西安微电子技术研究所, 陕西 西安 710018)

摘 要: 高增益 DC/DC 变换器在新能源发电和直流微网中具有良好的应用前景, 而良好的动态特性是其应用的基础。与传统开关变换器相比, 高增益变换器建模存在计算量大和模型阶数高等难题。本文基于系统辨识的高增益变换器系统建模新方法, 在分析三绕组 Boost-Forward 变换器工作原理基础上, 采用状态空间法建立变换器的小信号模型, 并对建立模型正确性进行仿真验证。重点分析了状态空间法建模误差的来源, 使用最小二乘法初步提取变换器的小信号模型, 系统模型精确度为 91.43%; 进而使用改进粒子群(PSO)算法精确提取小信号模型, 系统模型辨识精确度为 94.62%。数值实验结果证明了本文辨识方法的正确性。该结果对复杂变换器的建模和控制回路设计有较高参考价值。

关键词: 高增益 DC/DC 变换器; 频域辨识; 最小二乘法; 改进粒子群算法

中图分类号: TN712

文献标志码: A

DOI: 10.11805/TKYDA2024533

Small signal model identification for high step-up DC/DC converter with improved PSO algorithm

CHEN Jia¹, GUO Yuxiang¹, LIU Hongxia^{*2}, WANG Jiahao¹, SONG Jiuxu¹

(1. Shaanxi Key Laboratory of Measurement and Control Technology for Oil and Gas Wells, Xi'an Shiyou University, Xi'an Shaanxi 710065, China; 2. Xi'an Microelectronics Technology Institute, Xi'an Shaanxi 710018, China)

Abstract: High-gain DC/DC converters have a promising application prospect in new energy generation and DC microgrids, and good dynamic characteristics are the foundation of their applications. Compared with traditional switching converters, high-gain converters face challenges such as high computational complexity and high model order in modeling. A new modeling method is proposed for high-gain converters based on system identification. It analyzes the working principle of the three-winding Boost-Forward converter and establishes a small-signal model of the converter using the state-space method. The correctness of the established model is verified through simulation. The sources of modeling errors in the state-space method are analyzed. The small-signal model of the converter is initially extracted using the least squares method, with a system model accuracy of 91.43%. Subsequently, an improved Particle Swarm Optimization(PSO) algorithm is employed to accurately extract the small-signal model, achieving a system model identification accuracy of 94.62%. Numerical experimental results demonstrate the correctness of the proposed identification method. The results have high reference value for the modeling and control loop design of complex converters.

Keywords: high step-up DC/DC converter; frequency domain identification; least squares method; improved particle swarm optimization algorithm

以石油为代表的化石能源不仅面临枯竭的危险, 而且导致了较严重的环境问题。新能源的迅速发展为实现 2030 年“碳达峰”与 2060 年“碳中和”目标提供了有效支撑^[1-2], 但太阳能和生物能等新能源的输出电压普遍较低, 很难满足当前新能源并网和将来在直流微网中应用的需求。高增益 DC/DC 变换器已成为电力电子技术的研究

收稿日期: 2024-09-06; 修回日期: 2024-12-09

基金项目: 陕西省重点研发计划资助项目(2022GY-135)

*通信作者: 刘红霞 email:m19829312383@163.com

究热点^[3-4]。在级联、开关电容、开关电感和耦合电感等诸多实现高增益的技术中^[5-7]，耦合电感可通过绕组的匝比和占空比调控电压增益，且电路结构简单，可靠性高，被认为是最有应用前景的高增益技术^[8]。良好的暂态特性是高增益 DC/DC 变换器应用的基础，而为了实现高增益引入的电感和电容等储能元件显著增加了变换器建模和控制回路设计的难度。

DC/DC 变换器的建模方法可分为白盒法和黑盒法两大类。白盒法从变换器的工作原理出发，通过变换器在一个开关周期内状态的加权平均、施加扰动和分离变量，得到变换器的小信号模型。通过对变换器中状态变量(电感电流和电容电压)和开关元件电流与电压进行处理，形成状态空间平均法、开关元件与开关网络平均法^[9-11]。这些方法在传统变换器的建模中得到广泛应用，且取得了良好效果，如降压变换器、升压变换器、正激变换器和反激变换器等^[12-13]。但在高增益 DC/DC 变换器建模中，由于储能元件数量的增加导致计算量和模型阶数急剧增加，使变换器建模难度增大。黑盒法开关变换器建模主要有基于时域系统辨识和基于频域系统辨识两种^[14-15]。时域系统辨识的开关变换器建模主要通过测量变换器在阶跃信号作用下的响应，提出变换器的小信号模型；频域系统辨识方法通过测量或仿真得到小信号频率特性，提取相应的传递函数。频域系统辨识可直接提取变换器的小信号模型，精确度更高。当前大部分开关电源仿真软件，如 Saber、PSIM 和 Simplis 等的交流分析功能都可以精确地仿真变换器的交流特性，基于交流分析的系统辨识是建立高增益 DC/DC 变换器小信号模型的理想方法。

本文以三绕组高增益 DC/DC 变换器为研究对象，采用状态空间法建立变换器的小信号模型；重点分析传统建模方法在高增益 DC/DC 变换器建模中存在的问题，进而采用改进粒子群(PSO)优化算法提取变换器的小信号模型，并设计控制回路。仿真验证了建立模型和设计控制回路的正确性，相关结果对高增益 DC/DC 变换器的设计具有较高的参考价值。

1 三绕组耦合电感高增益 DC/DC 变换器工作原理

三绕组升压正激(Boost-Forward)变换器的拓扑结构如图 1 所示^[16-17]。变换器的核心是三绕组耦合电感，3 个绕组电感量分别为 L_1 、 L_2 和 L_3 ，相应匝数分别为 n_1 、 n_2 和 n_3 。绕组 2 和二二极管 D_{m1} 与钳位电容 C_{m1} 构成倍压单元 1，钳位电容 C_{m1} 两端的电压直流量为 $U_{C_{m1}} = (n_2/n_1) \times U_{in}$ 。类似地，绕组 3 构成倍压单元 2，以进一步提升变换器增益。

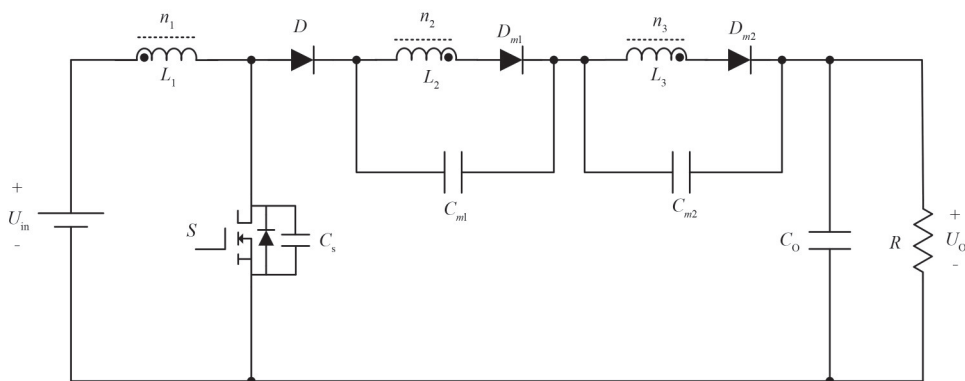


Fig.1 Three-winding Boost-Forward converter

图 1 三绕组 Boost-Forward 变换器

为研究变换器工作原理，首先假设 Boost-Forward 变换器工作在连续导电模式(Continuous Current Mode, CCM)下；为简化分析过程，进行如下近似：

- 1) 输出滤波电容的容量足够大，可认为在每个开关周期内电压近似不变，即忽略了电容的纹波；
- 2) 耦合电感在绕制过程中，3 个绕组间的耦合显著，漏感较低，在模态分析中忽略漏感对电路的影响。

三绕组 Boost-Forward 变换器在一个开关周期内的工作过程可分为 6 个工作模态。变换器的关键元件波形如图 2 所示。

模态 1($t_0 \sim t_1$)：当开关管 S 导通时，二极管 D 关断，倍压单元 1 和 2 中的二极管 D_{m1} 和 D_{m2} 导通。变换器等效电路如图 3(a) 所示，耦合电感和钳位电容的储能主要发生在这个模态，流过耦合电感 3 个绕组的电流接近线性增大，钳位电容 C_{m1} 和 C_{m2} 两端电压增大。负载 R 能量来源于输出滤波电容 C_o ，因而输出电压略有降低，在输出滤波电容较大时通常可忽略。

模态 2($t_1 \sim t_2$)：变换器工作在连续导电模式下，开关管 S 和二二极管 D 可认为是单刀双掷开关，模态 2 对应过程

为开关管 S 关断和二极管 D 导通的暂态过程。由于开关管 S 和二极管 D 开关暂态过程持续时间非常短,3个绕组的电流没有变化,在变换器工作原理的分析中相应模态可忽略。从这个模态开始,由于二极管 D 的导通,能量开始向负载传递,输出电压略有增大。

模态3($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻,开关管 S 已彻底关断,二极管 D 导通,耦合电感和钳位电容中存储能量向输出滤波电容和负载传递,等效电路如图3(b)所示,变换器的输出电压略有上升。在这个模态下,耦合电感3个绕组两端电压极性与模态1相比发生反转,使二极管 D_{m1} 和 D_{m2} 反偏关断,绕组 L_2 和 L_3 的电流减小到零。

模态4($t_3 \sim t_4$): 在该模态下,功率器件只有二极管 D 导通,其他元件都处于截止状态。三绕组耦合电感和钳位电容 C_{m1} 和 C_{m2} 存储的能量向输出滤波电容 C_o 和负载 R 传递,等效电路如图3(c)所示,负载两端的电压有所增大。

模态5($t_4 \sim t_5$): 随着 t_4 时刻开始,金属氧化物半导体场效应晶体管(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET)栅极的驱动信号到来,开关管 S 进入导通的暂态过程,相应的二极管 D 进入关断暂态过程。模态5对应暂态过程与模态2相反。

模态6($t_5 \sim t_6$): 开关管 S 的导通使耦合电感两端电压的极性反相,二极管 D_{m1} 和 D_{m2} 进入导通过程,可认为是模态3的逆过程,等效电路如图3(d)所示。

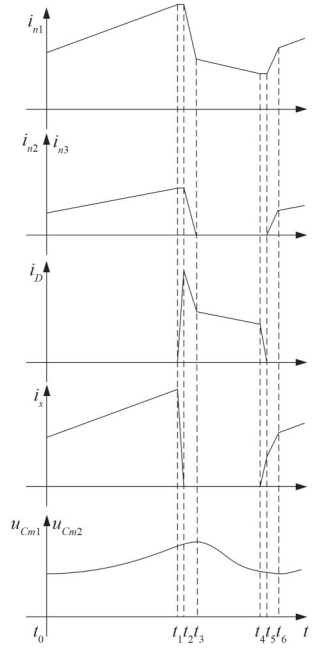


Fig.2 Key waveforms of the converter

图2 变换器关键波形

2 基于状态空间法高增益DC/DC变换器的小信号建模

在三绕组 Boost-Forward 变换器 6 个工作模态中,变换器主要通过模态 1 和模态 4 进行能量的传递和存储;模态 2、3、5 和模态 6 持续的时间相对开关周期很短,因此只分析模态 1 和模态 4 两种工作方式,进行状态空间建模。

当变换器工作在模态 1 时, MOS 管 S 闭合, 二极管 D 关断, 根据基尔霍夫定律得到此时的状态方程为:

$$\begin{cases} U_{in} = L_1 \frac{di_1}{dt} - M_{12} \frac{di_2}{dt} - M_{13} \frac{di_3}{dt} \\ U_{Cm1} = M_{12} \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - M_{23} \frac{di_3}{dt} \\ U_{Cm2} = M_{13} \frac{di_1}{dt} - M_{23} \frac{di_2}{dt} - L_3 \frac{di_3}{dt} \\ C_{m1} \times \frac{dU_{Cm1}}{dt} = i_2; C_{m2} \times \frac{dU_{Cm2}}{dt} = i_3; C_o \times \frac{dU_{C_o}}{dt} = -\frac{U_{C_o}}{R} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_1 、 i_2 、 i_3 为变换器顺时针方向电感对应电流; M_{12} 、 M_{13} 、 M_{23} 为 3 个绕组两两之间对应互感; U_{Cm1} 、 U_{Cm2} 分别为电容 C_{m1} 和 C_{m2} 两端电压; U_{C_o} 为输出滤波电容电压。

类似地, 可建立变换器工作在模态 4 时的状态方程:

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{U_{C_o} - U_{Cm1} - U_{Cm2} - U_{in}}{L_1} \\ \frac{di_2}{dt} = 0; \frac{di_3}{dt} = 0 \\ C_{m1} \times \frac{dU_{Cm1}}{dt} = -i_1; C_{m2} \times \frac{dU_{Cm2}}{dt} = -i_2; \\ C_o \times \frac{dU_{C_o}}{dt} = i_1 - \frac{U_{C_o}}{R} \end{cases} \quad (2)$$

在完整开关周期内, 考虑 2 个模态在占空比 d 和 $1-d$ 下的加权平均, 建立三绕组 Boost-Forward 变换器的状态方程:

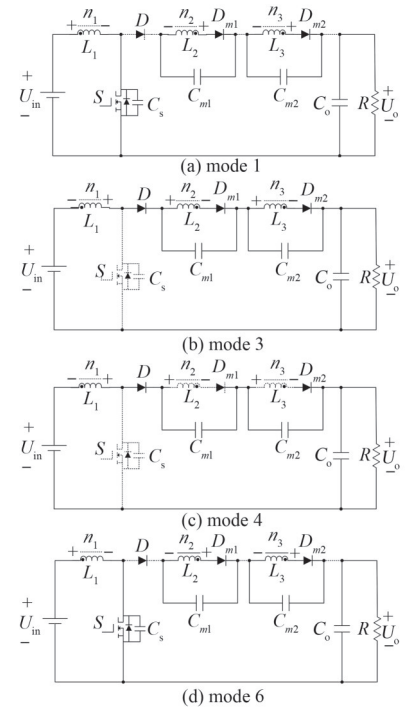


Fig.3 Modes of operation of the converter

图3 变换器工作模态

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (3)$$

式中：状态变量为 $\mathbf{x} = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ U_{Cm1} \ U_{Cm2} \ U_{Co}]^T$ ；输入为 $\mathbf{u} = [U_{in}]$ ，输出为 $\mathbf{y} = [U_{Co}]$ ，状态空间平均系数矩阵为：

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1-d) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{(L_3 M_{12} - M_{13} M_{23}) L_1 d - a(1-d)}{a L_1} & \frac{(L_2 M_{13} - M_{12} M_{23}) L_1 d - a(1-d)}{a L_1} & \frac{1-d}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{(L_1 L_3 - M_{13}^2) d}{a} & \frac{(M_{12} M_{13} - L_1 M_{23}) d}{a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{(M_{12} M_{13} - L_1 M_{23}) d}{a} & \frac{(L_1 L_2 - M_{12}^2) d}{a} & 0 \\ \frac{d-1}{C_{m1}} & \frac{d}{C_{m1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{d-1}{C_{m2}} & 0 & \frac{d}{C_{m2}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1-d}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2 (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{(M_{23}^2 - L_2 L_3) d}{a} & \frac{1-d}{L_1} & \frac{(M_{13} M_{23} - L_3 M_{12}) d}{a} & \frac{(M_{12} M_{23} - L_2 M_{13}) d}{a} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T;$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2 (1-d) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]; \quad a = L_3 M_{12}^2 + M_{13} (L_2 M_{13} - 2 M_{12} M_{23}) + L_1 (-L_2 L_3 + M_{23}^2)。$$

式中： $\mathbf{A}_1$ 、 $\mathbf{A}_2$ 分别为模态 1 和模态 4 的系统矩阵； $\mathbf{B}_1$ 、 $\mathbf{B}_2$ 分别为模态 1 和模态 4 的输入矩阵； $\mathbf{C}_1$ 、 $\mathbf{C}_2$ 分别为模态 1 和模态 4 的输出矩阵。

对式(3)的状态方程施加扰动，将状态变量分成直流分量和交流扰动两部分。分离出交流分量，进而推导出变换器的小信号模型，如式(4)所示：

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{E}\hat{d} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{F}\hat{d} \end{cases} \quad (4)$$

式中： $\mathbf{E} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}$ ； $\mathbf{F} = (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}$ ， $\mathbf{X}$ 、 $\mathbf{U}$ 分别为直流时的状态变量和输入变量。

对式(4)取拉氏变换，可得变换器小信号传递函数为：

$$G_1(s) = \left. \frac{Y(s)}{d(s)} \right|_{u(s)=0} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{E} + \mathbf{F} \quad (5)$$

式中： s 为拉普拉斯变换中的复频率变量； $\mathbf{I}$ 为六阶单位阵。

为验证状态空间法模型的正确性，建立三绕组耦合电感 Boost-Forward 高增益 DC/DC 变换器的仿真模型(图 4(a))，仿真器件参数均采用理想模型，即不考虑漏感、寄生电容等参数影响。仿真变换器的参数如表 1 所示。

根据表 1 中的参数和前面的建模方法计算变换器传递函数，得到的传递函数如式(6)所示。从计算结果可以看出，变换器的传递函数已退化为 4 阶。这主要是因为变换器中绕组 2 和绕组 3 等效，可进行降阶，类似还有钳位电容 C_{m1} 和 C_{m2} 。

表 1 三绕组 Boost-Forward 变换器参数

Table 1 Parameters of three-winding Boost-Forward converter

circuit parameters	values
input voltage U_{in}/V	20
coupled inductor $L_1/\mu H$	160
transformer turns ratio $n_1:n_2:n_3$	1:4:4
clamping capacitor C_{m1} 、 $C_{m2}/\mu F$	10
output filter capacitor $C_o/\mu F$	220
load R/Ω	200

$$G_2(s) = \frac{-4.568 \times 10^4 s^3 + 8.855 \times 10^8 s^2 - 1.544 \times 10^{13} s + 1.459 \times 10^{17}}{s^4 + 22.73 s^3 - 7.892 \times 10^8 s^2 - 1.804 \times 10^{10} s + 1.069 \times 10^{15}} \quad (6)$$

从图 4(b)中三绕组 Boost-Forward 变换器小信号模型幅频特性和相频特性的仿真结果以及状态空间法模型对比可以看出，状态空间法模型的直流增益大约为 42.7 dB，与仿真结果一致。但随着频率的增加，模型与仿真结果之间的差距明显增大，状态空间法模型得到的穿越频率为 11.13 kHz，而交流分析的穿越频率为 4.24 kHz，表明传统的建模方法在建立含有多绕组耦合电感和钳位电容高增益 DC/DC 变换器中存在较大误差。主要是因为忽略了模态 3 和模态 6 在实际运行中持续时间相对开关周期较长。

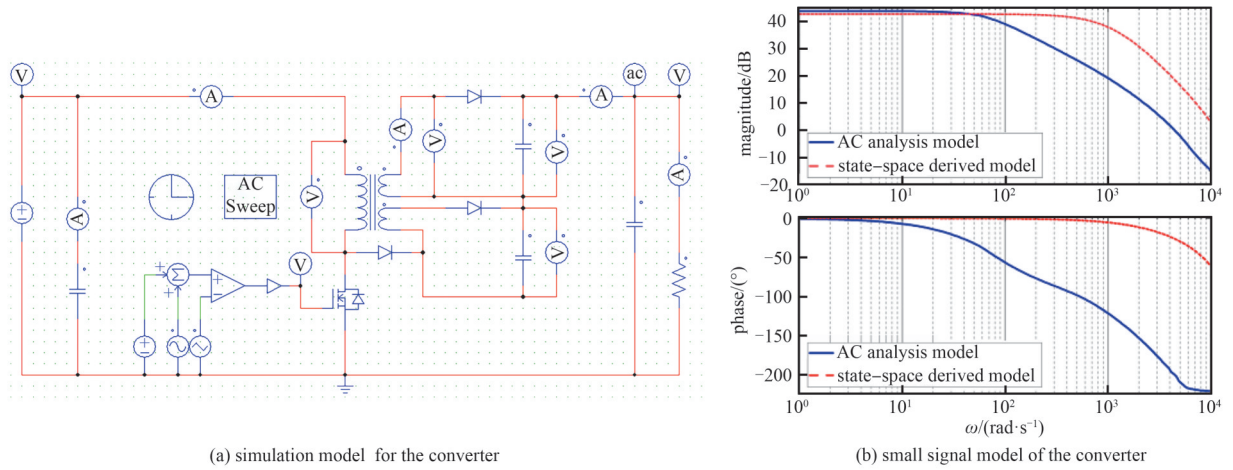


Fig.4 Simulation model of three-winding Boost-Forward converter and small-signal model

图4 三绕组 Boost-Forward 变换器仿真模型与小信号模型

3 基于频域系统辨识的高增益 DC/DC 变换器小信号建模

针对传统建模方法存在较明显误差，本文探索基于频域系统辨识的高增益 DC/DC 变换器建模新方法。具体过程分为 2 步：

- 1) 通过最小二乘法得出系统辨识明显参数范围；
- 2) 使用改进 PSO 算法精确提取模型参数。

3.1 最小二乘法频域初步辨识

从图 4(b)交流分析的仿真结果可以看出，三绕组耦合电感 Boost-Forward 变换器在 CCM 模式下为典型的二阶系统，可利用二阶振荡加延迟环节的模型对该系统进行拟合逼近：

$$G_3(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ts} \quad (7)$$

式中： K 为系统增益； ζ 为阻尼系数； ω_n 为自然频率； T 为延迟时间。

令 $s=j\omega$ ，代入式(7)化简得系统频域响应为：

$$\begin{cases} |G(j\omega)| = \frac{K\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega)^2}} \\ \arg(G(j\omega)) = -\arctan\left[\frac{(\omega_n^2 - \omega^2)\tan\omega T + 2\zeta\omega_n\omega}{(\omega_n^2 - \omega^2) - 2\zeta\omega_n\omega \tan\omega T}\right] \end{cases} \quad (8)$$

为进行最小二乘法频域辨识，构建目标函数并求解偏导数。目标函数为：

$$J = \sum_{i=1}^N (G(j\omega_i) - Y(j\omega_i))^2 \quad (9)$$

根据式(8)得到对应幅频特性和相频特性的目标函数为：

$$\begin{cases} J_1 = \sum_{i=1}^N [|G(j\omega)| - |Y(j\omega_i)|]^2 \\ J_2 = \sum_{i=1}^N [\arg(G(j\omega)) - \arg(Y(j\omega_i))]^2 \end{cases} \quad (10)$$

对幅频特性的目标函数 J_1 求偏导，并进行化简：

$$\begin{cases} \frac{\partial J_1}{\partial K} = 2 \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{K\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_i^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_i)^2}} - |Y(j\omega_i)| \right) \times \left(\frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_i^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_i)^2}} \right) \right] \\ \frac{\partial J_1}{\partial \omega_n} = 2 \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{K\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_i^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_i)^2}} - |Y(j\omega_i)| \right) \times \left(\frac{2K\omega_n\omega_i^2(2\omega_n^2\zeta^2 - \omega_n^2 + \omega_i^2)}{((\omega_n^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_n^2\zeta^2\omega_i^2)^{\frac{3}{2}}} \right) \right] \\ \frac{\partial J_1}{\partial \zeta} = 2 \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{K\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_i^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_i)^2}} - |Y(j\omega_i)| \right) \times \left(\frac{-4K\omega_n^4\zeta\omega_i^2}{((\omega_n^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_n^2\zeta^2\omega_i^2)^{\frac{3}{2}}} \right) \right] \end{cases} \quad (11)$$

类似地, 对相频特性的目标函数 J_2 进行处理:

$$\begin{cases} \frac{\partial J_2}{\partial \omega_n} = -2 \sum_{i=1}^N \left[\frac{2\zeta\omega_i(\omega_n^2 + \omega_i^2) \left(\arctan \left(\frac{(\omega_n^2 - \omega_i^2)\tan \omega T + 2\zeta\omega_n\omega_i}{(\omega_n^2 - \omega_i^2) - 2\zeta\omega_n\omega_i \tan \omega T} \right) + \arg(Y(j\omega_i)) \right)}{\cos^2 \omega_i T \left(((\omega_n^2 - \omega_i^2) - 2\zeta\omega_n\omega_i \tan \omega_i T)^2 + ((\omega_n^2 - \omega_i^2)\tan \omega_i T + 2\zeta\omega_n\omega_i)^2 \right)} \right] \\ \frac{\partial J_2}{\partial \zeta} = 2 \sum_{i=1}^N \left[\frac{2\omega_n\omega_i(\omega_n^2 - \omega_i^2) \left(\arctan \left(\frac{(\omega_n^2 - \omega_i^2)\tan \omega T + 2\zeta\omega_n\omega_i}{(\omega_n^2 - \omega_i^2) - 2\zeta\omega_n\omega_i \tan \omega T} \right) + \arg(Y(j\omega_i)) \right)}{\cos^2 \omega_i T \left(((\omega_n^2 - \omega_i^2) - 2\zeta\omega_n\omega_i \tan \omega_i T)^2 + ((\omega_n^2 - \omega_i^2)\tan \omega_i T + 2\zeta\omega_n\omega_i)^2 \right)} \right] \\ \frac{\partial J_2}{\partial T} = 2 \sum_{i=1}^N \left[\frac{(\omega_i(\omega_n^2 - \omega_i^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_i^3) \left(\arctan \left(\frac{(\omega_n^2 - \omega_i^2)\tan \omega T + 2\zeta\omega_n\omega_i}{(\omega_n^2 - \omega_i^2) - 2\zeta\omega_n\omega_i \tan \omega T} \right) + \arg(Y(j\omega_i)) \right)}{\cos^2 \omega_i T \left(((\omega_n^2 - \omega_i^2) - 2\zeta\omega_n\omega_i \tan \omega_i T)^2 + ((\omega_n^2 - \omega_i^2)\tan \omega_i T + 2\zeta\omega_n\omega_i)^2 \right)} \right] \end{cases} \quad (12)$$

求解幅频特性目标函数 J_1 和相频特性目标函数 J_2 偏导数为零的方程组, 即分别令式(11)和式(12)的偏导数为 0, 即可得到系统增益 K 、阻尼系数 ζ 、自然频率 ω_n 和延迟时间 T 。

3.2 改进粒子群算法高精度辨识

PSO 算法是一种智能优化算法, 模拟了鸟群在搜索空间中寻找最优解的行为。在 N 维搜索空间中, 有 N 个粒子组成一个群落, 其中第 i 个粒子的位置和速度分别为 $X_i = (x_{(i,1)}, x_{(i,2)}, \dots, x_{(i,N)})$ 和 $V_i = (v_{(i,1)}, v_{(i,2)}, \dots, v_{(i,N)})$ 。在迭代过程中, 粒子通过当前 3 个因素: 惯性速度、自身经历的最优位置 p_{best} 、所有粒子经历的最优位置 g_{best} , 确定下一时刻的位置和速度。在第 t 代的第 i 个粒子向第 $t+1$ 代进化时, 粒子更新的速度和位置为:

$$\begin{cases} v_{(i,k)}(t+1) = wv_{(i,k)}(t) + c_1r_1(t)[p_{\text{best}}(t) - x_{(i,k)}(t)] + c_2r_2(t)[g_{\text{best}}(t) - x_{(i,k)}(t)] \\ x_{(i,k)}(t+1) = x_{(i,k)}(t) + v_{(i,k)}(t+1) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $k=1,2,\dots,N$; w 为惯性权重, 表示粒子上次的速度到当前速度时所占的比重; c_1 、 c_2 分别为个体学习因子和全局学习因子; r_1 、 r_2 为 $[0,1]$ 之间均匀分布的随机数。

针对 PSO 算法容易陷入局部最优解的问题, 常见的改进方法是将惯性权重线性递减, 这种算法对局部搜索能力和收敛速度有所提高, 但在辨识精确度方面比较差, 不能同时满足收敛速度和收敛精确度。因此本文采用凹函数递减策略对惯性权重 w 进行改进:

$$w = w_1 + (w_1 - w_2) \left[\left(\frac{G}{G_{\text{max}}} \right)^2 - 2 \frac{G}{G_{\text{max}}} \right] \quad (14)$$

式中: $w_1=0.2$; $w_2=0.8$; G 为迭代次数; $G_{\text{max}}=200$ 为最大迭代次数。

学习因子 c_1 、 c_2 通常设为定值, 但其收敛速度和迭代效果并不理想, 提出学习因子随迭代次数而改变的思路。为在一开始尽可能地搜索更大的空间和更快地进行局部搜索, 本文采用非线性函数 sigmoid 对学习因子进行取值:

$$\begin{cases} c_1 = (c_{\max} - c_{\min}) \left(1 - \frac{1}{1 + e^{\frac{10 - 20G}{G_{\max}}}} \right) + c_{\min} \\ c_2 = \frac{c_{\max} - c_{\min}}{1 + e^{\frac{10 - 20G}{G_{\max}}}} + c_{\min} \end{cases} \quad (15)$$

式中： $c_{\max}=3$ ； $c_{\min}=0.5$ 。

改进 PSO 算法适应度函数为：

$$H = \frac{1}{2} J_{1, \text{RMSE}} + \frac{1}{2} J_{2, \text{RMSE}} \quad (16)$$

式中： $J_{1, \text{RMSE}}$ 为幅值特性的均方根误差； $J_{2, \text{RMSE}}$ 为相角特性的均方误差。

改进的算法流程如下：

- 1) 根据待辨识参数个数确定搜索空间维度，设置算法初始化的相关参数，根据最小二乘法辨识出的参数确定相应搜索范围；
- 2) 根据种群规模和搜索空间维度随机产生初始的位置矩阵和速度矩阵；
- 3) 代入各粒子初始位置计算各粒子的适应度，初始化局部最近值和全局最优值；
- 4) 由式(14)和式(15)更新惯性权重和学习因子；
- 5) 根据公式更新粒子位置和速度，通过适应度函数更新局部最近值和全局最优值；
- 6) 若满足预设迭代次数，输出全局最优值即为系统参数的辨识结果，否则返回步骤 4) 继续搜索。

4 仿真实验

仿真实验分 2 步：基于频域系统辨识的高增益 DC/DC 变换器建模和变换器控制回路设计与仿真。

4.1 基于频域系统辨识的小信号建模

利用图 4(b)交流分析得到的三绕组 Boost-Forward 变换器输出占空比的幅频特性和相频特性，根据式(11)和式(12)编写相应程序，可得到变换器最小二乘法的频域系统辨识结果为： $K=158.26 \text{ dB}$ ， $\omega_n=353.89 \text{ rad/s}$ ， $\xi=2.79$ 和 $T=1.87 \times 10^{-4} \text{ s}$ 。

从图 5(a)~(b)最小二乘法频域辨识的结果可以看出，辨识得到的系统精确度为 91.43%。在频率为 58.19 Hz 时，存在最大幅度误差为 8.15 dB；在频率为 10.00 kHz 时，存在最大相角误差为 54.91°，最小二乘法系统辨识精确度仍有进一步提升空间。采用改进 PSO 算法，在最小二乘法结果的基础上进一步提高系统辨识精确度。仿真实验中对比了基本 PSO 算法、线性递减权重 PSO 算法、非线性递减权重 PSO 算法和改进 PSO 算法 4 种算法。具体的参数设置为：粒子数为 80，最大迭代次数为 200，搜索空间范围为 $K=[150.00, 160.00] \text{ dB}$ ， $\omega_n=[100.00, 400.00] \text{ rad/s}$ ， $\xi=[1.00, 3.00]$ 和 $T=[1.00 \times 10^{-5}, 1.00 \times 10^{-3}] \text{ s}$ 。

通过图 6 和表 2 可以看出，在辨识精确度上，线性递减权重 PSO 算法相比 PSO 算法有较明显提升；非线性递减权重 PSO 算法相比线性递减权重 PSO 算法有所提升，但迭代次数会增加，收敛速度变慢。在非线性递减权重 PSO 算法的基础上引入非线性学习因子，形成改进 PSO 算法，算法的收敛速度明显提升，改进 PSO 算法更适用于模型辨识。

表 2 PSO 算法系统辨识结果对比
Table 2 Comparison of identification results for different PSO algorithms

algorithm	iterations	fitness
PSO	156	11.271 3
linearly decreasing weight PSO	126	11.269 2
nonlinearly decreasing weight PSO	162	11.268 7
improved PSO	73	11.268 7

三绕组 Boost-Forward 变换器改进 PSO 算法的频域系统辨识结果为： $K=156.27 \text{ dB}$ ， $\omega_n=343.29 \text{ rad/s}$ ， $\xi=2.46$ 和 $T=1.26 \times 10^{-4} \text{ s}$ 。改进 PSO 算法的系统辨识精确度为 94.62%，在频率为 172.11 Hz 时，存在最大幅度误差 5.31 dB；在频率为 10.00 kHz 时，存在最大相角误差为 19.98°(图 5(c)和(d))，改进 PSO 算法提高了辨识精确度。辨识结果的误差主要来源于幅频特性在高频下的误差，是因为交流分析包含了变换器电路中的寄生参数，而在设计控制回路的过程中这部分误差可忽略。利用改进 PSO 算法系统辨识的结果进行控制回路设计，相应传递函数为：

$$G(s) = \frac{1.842 \times 10^7}{s^2 + 1688s + 1.179 \times 10^5} \times e^{-1.26 \times 10^{-4}s} \quad (17)$$

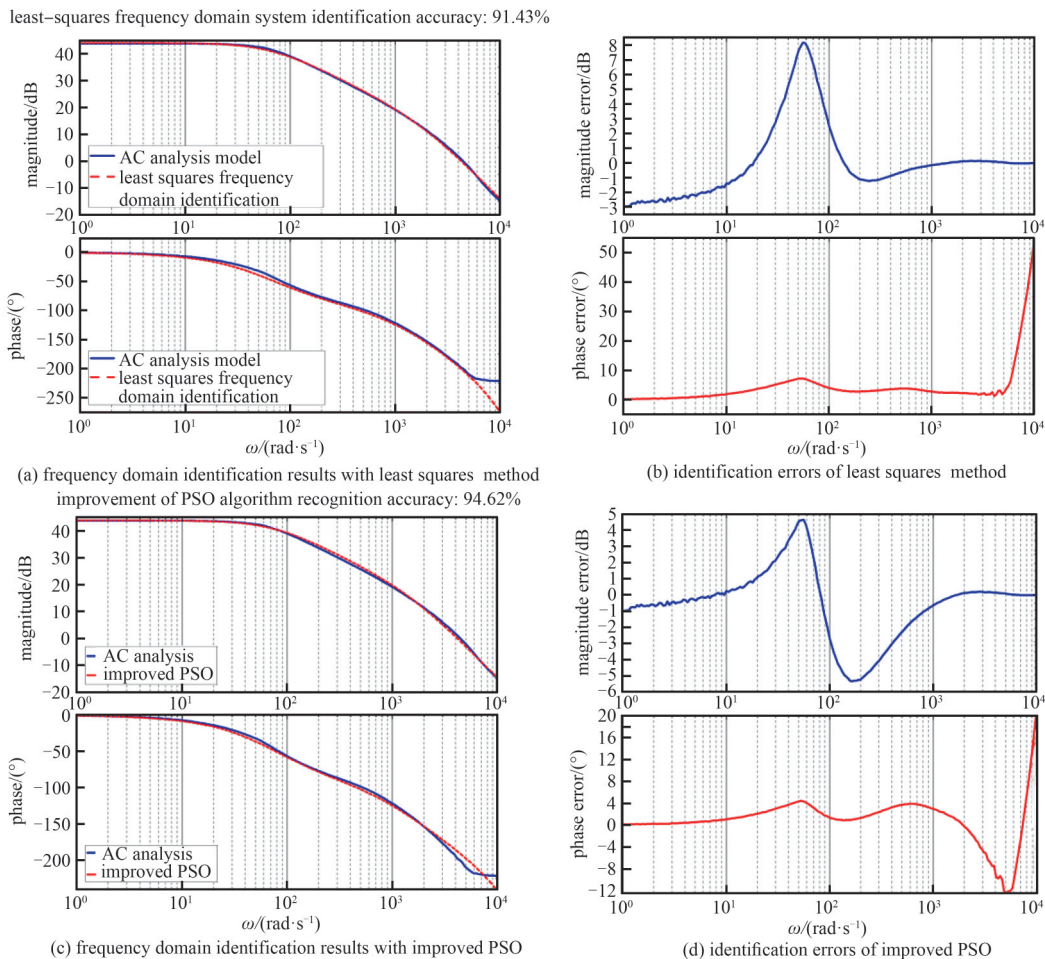


Fig.5 Identification results and errors of three-winding Boost-Forward converter system

图5 三绕组 Boost-Forward 变换器系统辨识结果与误差

4.2 控制回路设计与仿真验证

从三绕组 Boost-Forward 变换器幅频特性和相频特性(图 5(c))可以看出, 三绕组 Boost-Forward 变换器的直流增益为 43.87 dB, 穿越频率为 4.24 kHz, 相位裕量为 -20.01° , 不能满足系统稳定性需求^[18]。为提高变换器的稳定性, 改善其动态特性, 本文采用图 7 所示 II 型补偿网络设计变换器的控制回路。II 型补偿网络传递函数为:

$$G_{pi}(s) = \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)} \times \frac{1 + R_2C_1s}{s \left(\frac{R_2C_1C_2}{C_1 + C_2}s + 1 \right)} = K \times \frac{\frac{s}{\omega_z} + 1}{s \left(\frac{s}{\omega_p} + 1 \right)} \quad (18)$$

设计补偿后变换器开环传递函数的穿越频率为 900.00 Hz, 相应的相位裕量为 45.00° , 补偿网络中零点和极点的角频率分别为 65 Hz 和 4 kHz。根据实际电路设计情况对 II 型补偿网络中的电阻和电容进行选型, 具体的参数见表 3。根据实际电路参数可得到补偿后的穿越频率为 897.18 Hz, 相位裕量为 42.30° , 满足设计要求。

为验证控制回路设计效果, 在图 4(a)变换器的基础上, 引入补偿网络, 仿真输入电压跳变和负载跳变情况下变换

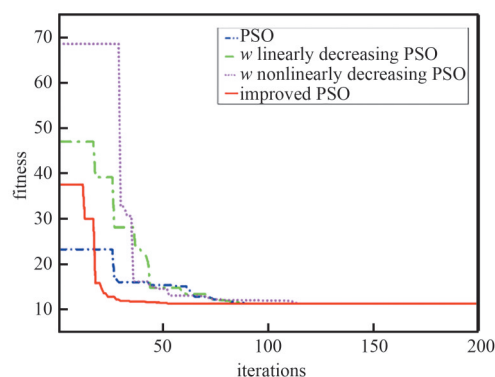


Fig.6 Comparison on adaptation curves of model identifications for different PSO algorithms

图6 PSO 算法模型辨识适应度曲线对比

表 3 控制回路设计参数

Table3 Design parameters for control loop

parameters	values
$R_1/\text{k}\Omega$	10
R_2/Ω	938
$C_1/\mu\text{F}$	2.61
$C_2/\mu\text{F}$	43.10

器的输出特性。这2种情况下变换器的输出电压和电流波形分别如图8(a)~(b)所示。

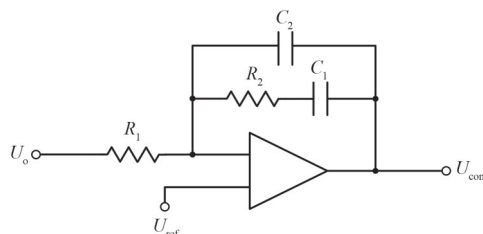


Fig.7 Type II compensation network
图7 II型补偿网络

当输入电压从 20.00 V 跳变至 24.00 V 时, 变换器的输出电压形成了大约 12.50 V 的过冲(图 8(a)), 过冲电压大约占输出电压的 6.25%。输出电压经过 12.50 ms 恢复至稳态, 且在恢复过程中没有振荡现象发生。当功率从 200 W 跳变至 400 W 时, 变换器的输出电流跳变至原来的 2 倍, 输出电压形成了大约 4.50 V 的下冲(图 8(b)), 下冲电压大约占输出电压的 2.25%。输出电压同样经过 12.50 ms 恢复至稳态, 且在恢复的过程中没有振荡现象发生。仿真结果表明, 设计的补偿网络能使高增益变换器具有良好的暂态特性。

5 结论

良好的暂态特性是高增益 DC/DC 变换器应用的基础, 而变换器小信号模型是设计控制回路的基础。本文在分析三绕组 Boost-Forward 变换器工作原理的基础上, 采用状态空间法推导了变换器的小信号模型, 并分析了传统建模方法在新型高增益 DC/DC 变换器中应用存在显著误差的最主要原因。建模中忽略了 2 个钳位单元绕组电流的开通和关断模式, 而这 2 个模式的持续时间与功率器件的开关模式相比较长, 不应被忽略。

本文建立了基于频域最小二乘法初步提取变换器小信号模型, 之后采用改进 PSO 算法进行系统辨识提取三绕组高增益 DC/DC 变换器模型的新方法。最重要的是本文还完成了变换器控制回路的设计, 仿真实验结果显示变换器具有良好的暂态特性, 有力证明了本文方法的正确性和有效性。本文结果对高性能、高增益 DC/DC 变换器建模与控制回路设计具有较重要的参考价值。

参考文献:

- [1] 张智刚,康重庆."碳中和"目标下构建新型电力系统的挑战与展望[J]. 中国电机工程学报, 2022,42(8):2806-2819. (ZHANG Zhigang,KANG Chongqing. Challenges and prospects for constructing the new-type power system towards a carbon neutrality future[J]. Proceedings of the CSEE, 2022,42(8):2806-2819.) DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.220467.
- [2] 郭剑锋,张雪美,曹琪,等. 电动汽车助力我国能源安全与"碳达峰、碳中和"协同推进[J]. 中国科学院院刊, 2024,39(2):397-407. (GUO Jianfeng,ZHANG Xuemei,CAO Qi,et al. Electric vehicles contribute to China's energy security and carbon peaking and carbon neutrality[J]. Bulletin of Chinese Academy of Sciences, 2024,39(2):397-407.) DOI: 10.16418/j. issn.1000-3045. 20230306001.
- [3] 邾玢鑫,周丽娟,赵孟浩,等. 一种可拓展双输入高增益 DC/DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2024,52(11):148-158. (ZHU Binxin,ZHOU Lijuan,ZHAO Menghao,et al. A scalable dual-input high step-up DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2024,52(11):148-158.) DOI:10.19783/j.cnki.pspc.231098.
- [4] 秦明,冯耀星,常忆雯,等. 一种交叉倍压型高增益 DC/DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024,28(1):120-130. (QIN Ming,FENG Yaoping,CHANG Yiwen,et al. High-gain DC/DC converter with intersected voltage multiplier[J]. Electric Machines and Control, 2024,28(1):120-130.) DOI:10.15938/j.emc.2024.01.012.
- [5] 吴琨,钱挺. 一种带三绕组耦合电感的级联型高增益功率变换器[J]. 电工技术学报, 2017,32(20):124-132. (WU Kun,QIAN Ting. A cascaded high step-up DC-DC converter with three-winding coupled inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical

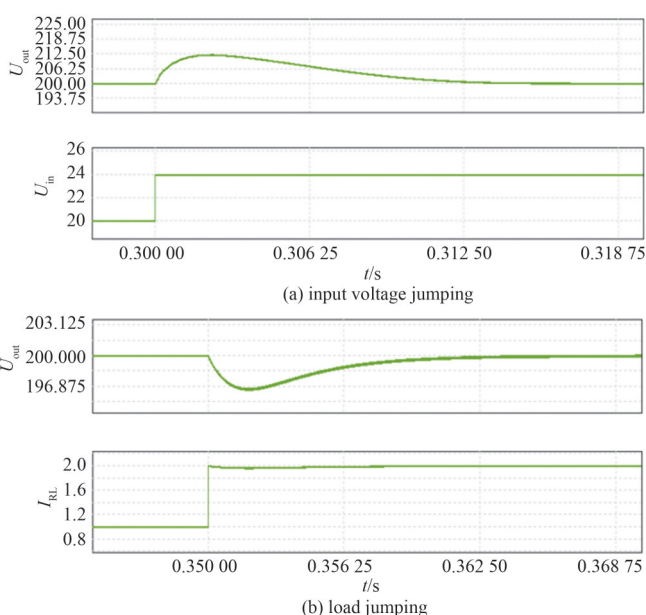


Fig.8 Output voltage and current of the converter when the input voltage and load change abruptly
图8 输入电压和负载跳变时变换器输出电压与电流

- Society, 2017,32(20):124–132.) DOI:10.19595/j.cnki.1000–6753.tces.162014.
- [6] 孙瑄璿,荣德生,王宁. 具有谐振软开关的高增益耦合电感组合 Boost-Zeta 变换器[J]. 电工技术学报, 2024,39(6):1830–1842. (SUN Xuanjin, RONG Desheng, WANG Ning. High step-up integrated Boost-Zeta converter with coupled inductor and resonant soft-switching[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1830–1842.) DOI: 10.19595/j.cnki.1000–6753.tces.222293.
- [7] 岳舟,李浩天,廖辰星. 基于开关电容的高电压增益 DC/DC 变换器研究[J]. 电力电子技术, 2023,57(5):112–114. (YUE Zhou, LI Haotian, LIAO Chenxing. Research on high voltage gain DC/DC converter based on switched capacitor[J]. Power Electronics, 2023,57(5):112–114.) DOI:10.3969/j.issn.1000–100X.2023.05.030.
- [8] 刘洋,董锋斌,皇金锋. 交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2022,50(18):177–187. (LIU Yang, DONG Fengbin, HUANG Jinfeng. High step-up Boost converter with an interleaved and three-winding coupled inductor[J]. Power System Protection and Control, 2022,50(18):177–187.) DOI:10.19783/j.cnki.pspc.211561.
- [9] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京:中国电力出版社, 2006. (ZHANG Weiping. Modelling and control of switching converters[M]. Beijing:China Electric Power Press, 2006.)
- [10] 宋久旭,杨可,刘红霞,等. 基于开关流图法 Cuk 型 DC/DC 变换器小信号建模[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023,21(5):689–695. (SONG Jiuxu, YANG Ke, LIU Hongxia, et al. Small signal modeling on DC/DC Cuk converter with switching flow graph method[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023,21(5):689–695.) DOI:10.11805/TKYDA 2020649.
- [11] 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. (XUAN Chuan, XU Huifang, XIE Guangjun. Modeling and simulation of non-ideal Buck converters operating in CCM[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2012,35(1):70–74.) DOI:10.3969/j.issn.1005–9490.2012.01.017.
- [12] 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. (CHEN Zhao, DING Xibo. 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.) DOI:10.3969/j.issn.1005–9490.2021.04.023.
- [13] 于吉永,黄昌宾,刘祖贵. CCM-CPM 反激变换器小信号建模与仿真[J]. 电源技术, 2015,39(1):147–150. (YU Jiyong, HUANG Changbin, LIU Zugui. CCM-CPM flyback small signal modeling and simulation[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2015,39(1):147–150.) DOI:10.3969/j.issn.1002–087X.2015.01.046.
- [14] 秦红斌,陈龙,唐红涛,等. 基于系统辨识和改进多目标粒子群算法的水泥原料配比优化[J/OL]. [2023–12–30]. 控制工程, <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20220777>. (QIN Hongbin, CHEN Long, TANG Hongtao, et al. Optimization of cement raw material ratio based on system identification and improved multi-objective particle swarm algorithm[J/OL]. [2023–12–30]. Control Engineering of China, <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20220777>.)
- [15] 王阳,王亚刚. 基于频域分析的高阶加时滞模型辨识方法[J]. 控制工程, 2023,30(2):245–250. (WANG Yang, WANG Yagang. Identification method of high order model with time delay based on frequency domain analysis[J]. Control Engineering of China, 2023,30(2):245–250.) DOI:10.14107/j.cnki.kzgc.20200609.
- [16] CHEN Si, ZHOU Luwei, LOU Wei, et al. Research on topology of the high step-up boost converter with coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019,34(11):10733–10745.) DOI:10.1109/TPEL.2019.2897871.
- [17] 张阳,罗全明,高伟,等. 一种高增益软开关 Boost-Forward 变换器[J]. 电工技术学报, 2015,30(7):80–87. (ZHANG Yang, LUO Quanming, GAO Wei, et al. A high gain soft-switching Boost-Forward converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015,30(7):80–87.) DOI:10.3969/j.issn.1000–6753.2015.07.010.
- [18] 袁亚飞,王卫国,艾华斌. 电流型 DC-DC 变换器补偿网络设计[J]. 科学技术与工程, 2012,12(36):9833–9839. (YUAN Yafei, WANG Weiguo, AI Huabin. Design of compensation network for DC-DC converter based on current-mode[J]. Science Technology and Engineering, 2012,12(36):9833–9839.) DOI:10.3969/j.issn.1671–1815.2012.36.008.

作者简介:

陈 佳(1985–), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为检测技术与自动化装置. email:180705@xysu.edu.cn.

郭玉祥(2000–), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为控制科学与工程.

刘红霞(1979–), 女, 博士, 研究员, 主要研究方向为开关电源设计、碳化硅功率半导体器件.

王佳豪(2001–), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为电气工程.

宋久旭(1979–), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为电力电子技术与无线电能传输技术.