DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.86 中图分类号：TM46 文献标志码：A

基于神经网络的 Boost 变换器无源自适应控制

王 路[1]，王久和[1]，赵 燕[2]，李建国[1]，张雅静[1](中国电源学会会员)
(1.北京信息科技大学自动化学院，北京 100192；2.燕京理工学院信息科学与技术学院，三河 065201)

摘要：为了提升带恒功率负载情况下直流 Boost 变换器无源控制 PBC(passivity-based control)受外部扰动时的动态性能，提出了 1 种基于神经网络的无源自适应控制策略。该策略采用含比例、积分项的无源自适应控制结构，利用单神经元网络对注入阻尼、比例系数、积分系数进行实时优化。此外，采用功率观测器对未知恒功率负载 CPL(constant power load)的功率进行实时观测，可提高 CPL 变化时 Boost 变换器的动态和稳态性能。与 PI+PBC、PI 双闭环控制策略相比，基于神经网络的无源自适应控制可使 Boost 变换器具有更好的性能。仿真结果表明，所提控制策略具有可行性和有效性。

关键词：Boost 变换器；无源控制；参数优化；神经网络；功率观测器

Passivity-based Adaptive Control of Boost Converter Based on Neural Network

WANG Lu[1], WANG Jiuhe[1], ZHAO Yan[2], LI Jianguo[1], ZHANG Yajing[1], *Member*, *CPSS*
(1. School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China; 2. School of Information Science and Technology, Yanching Institute of Technology, Sanhe 065201, China)

Abstract: To improve the dynamic performance of passivity-based control (PBC) of a Boost converter with constant power load under external disturbances, a passivity-based adaptive control strategy based on neural network was proposed. Under this strategy, a passivity-based adaptive control structure with proportional and integral terms was adopted, and a single-neural network was used to optimize the injection damping, proportional coefficient and integral coefficient in real time. In addition, a power observer was used to observe the power of unknown constant power load (CPL) in real time, thus improving the dynamic and steady-state performances of the Boost converter when the CPL changes. Compared with PI+PBC and PI double-closed-loop control strategies, the passivity-based adaptive control based on neural network can make the Boost converter have a better performance. The results of computer simulations show that the proposed control strategy is feasible.

Keywords: Boost converter; passivity-based control (PBC); parameter optimization; neural network; power observer

随着近几年新能源产业的快速发展[1]，新能源发电系统、储能系统、新能源汽车、直流微电网等领域已成为国内外研究的热点[2]，恒功率负载 CPL(constant power load)广泛存在于这些领域。光伏发电作为分布式电源接入直流微电网、电池储能、新能源汽车充电等环节都需要使用 Boost 变换器对直流电能进行升压变换，因此需要具有强鲁棒性的控制策略对 Boost 变换器进行控制[3]，以达到控制系统稳定的目的。因 Boost 变换器具有非线性

收稿日期：2022-12-08；**修回日期：**2023-02-04；**录用日期：**2023-03-07；**网络首发日期：**2023-03-14
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51777012, 52237008)；北京市自然科学基金-教委联合资助项目(KZ201911232045)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 51777012 and 52237008; Project Jointly Funded by Beijing Natural Science Foundation and Education Commission under the grant KZ201911232045

特征，且恒功率负载具有负阻抗特性[4]，通常选用非线性控制策略[5]，常见的非线性控制策略有无源控制 PBC(passivity-based control)、模型预测控制[6]、滑模控制[7-8]等。无源控制是从能量角度出发进行控制器设计，与其他非线性控制方法相比，其结构更简单[9]。但是，在受到外部扰动时，若只使用无源控制器控制带恒功率负载的 Boost 变换器，系统的动态性能会受到影响[10]。文献[11]针对直流 Boost 变换器无源控制器受外界干扰后难以达到期望值，提出采用 2 个非线性扰动观测器分别估计输出电压和电感电流的扰动，控制效果好，但控制结构较为复杂；文献[12]在保证系统严格无源的前提下，将滑模控制策略引入无源控制器，并且添加扩张观测器，提升了控制系统鲁棒性，但是增加了参数整定的难度；文献[13]针对新能源汽车充电系统的直流变换器外环采用 PI 控制输出期望电流，内环采用 PBC 策略控制输出电压，虽然控制效果好但系统中的期望电感电流会随时间改变；文献[14]针对 Buck-Boost 变换器提出了无源自适应控制策略，对外部扰动具有很强的鲁棒性。

借鉴文献[14]，本文设计了针对 Boost 变换器的无源自适应控制策略，利用电压误差与占空比偏差之间的比例积分关系，用 PI 控制补偿变换器的占空比，有效增加控制系统的抗干扰能力。这种无源自适应控制策略存在 3 个待整定的参数(注入阻尼、比例系数与积分系数)，国内外研究者采用了许多算法优化控制器参数。文献[15]提出采用非支配排序引力搜索算法 NSGSA(non-dominated sorting gravitational search algorithm)优化直流变换器 PBC+PI 控制器的注入阻尼、比例系数与积分系数，优化效果好但存在优化速度慢的问题；文献[16]提出使用多层粒子群优化 MLPSO(multi-layer particle swarm optimization)智能算法优化比例-积分-微分 PID(proportion integration differentiation)控制器参数，不足之处是算法运行速度较慢；文献[17]提出改进的灰狼算法和布谷鸟算法优化 PID 参数，优化效果好但实时性存在不足；文献[18]采用粒子群优化算法优化无源控制器参数，不足之处是离线优化不能保证实时性。

综上，由于带恒功率负载的 Boost 变换器控制系统对控制的实时性要求较高，需要采用在线实时优化控制器参数的方法。因此，本文采用神经网络对带恒功率负载的 Boost 变换器无源自适应控制器的 3 个参数进行在线优化，选用输出电压误差和电感电流误差的平方和作为目标函数，并且采用功率观测器对恒功率负载的功率进行实时观测，仿真结果表明此策略提升了 Boost 变换器控制系统的动态性能，增强了控制系统的抗干扰能力。

1　Boost 变换器主电路及 EL 模型

Boost 变换器主电路如图 1 所示，假设所有电路元件均为理想元件，且无损耗。图中：u_{in} 为直流输入电源电压；L 为电感；C 为输出电容；D 为二极管；T 为开关管；u_{G} 为开关管 T 的驱动信号；u_{o} 为恒功率负载两端电压；i_{CPL} 为流经 CPL 的电流。设 CPL 的功率为 P，则 $i_{\text{CPL}} = P / u_{\text{o}}$。选取每个采样周期内的电感电流平均值 i_L 和输出电压平均值 u_{o} 作为状态变量，便于进行控制。

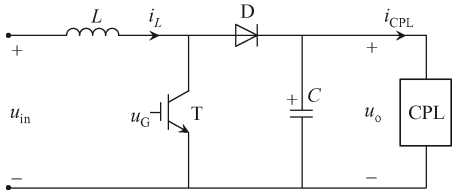


图 1　Boost 变换器主电路

Fig. 1 Main circuit of Boost converter

根据图 1 可得 Boost 变换器的状态空间模型为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = (d-1)u_{\text{o}} + u_{\text{in}} \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_{\text{o}}}{\mathrm{d}t} = (1-d)i_L - \dfrac{P}{u_{\text{o}}} \end{cases} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{y} = [i_L \quad u_{\text{o}}]^{\text{T}} \tag{2}$$

式中，d 为开关管 T 驱动信号 u_{G} 的占空比。

令状态变量 $x_1 = i_L$、$x_2 = u_{\text{o}}$，由式(1)可得 Boost 变换器的欧拉-拉格朗日 EL(Euler-Lagrange)模型为

$$\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}=\boldsymbol{u} \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}=\begin{bmatrix}L & 0\\ 0 & C\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}=\begin{bmatrix}0 & 1-d\\ d-1 & 0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}=-\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}{}^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & P/x_2{}^2\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{u}=\begin{bmatrix}u_{\mathrm{in}}\\ 0\end{bmatrix}$。

2 无源自适应控制器设计

2.1 无源性定义

如果 1 个系统存在连续可微半正定的存储函数 $H(\boldsymbol{x})$及正定函数 $Q(\boldsymbol{x})$并满足耗散不等式，即

$$\dot{H}(\boldsymbol{x})\leqslant\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{y}-Q(\boldsymbol{x}) \tag{4}$$

对系统的输入 $\boldsymbol{u}$、输出 $\boldsymbol{y}$ 及能量供给率 $\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{y}$ 成立，则系统是严格无源的，系统必然是稳定的[8]。

根据式(3)定义 Boost 变换器的能量存储函数 $H(\boldsymbol{x})$为

$$H(\boldsymbol{x})=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x} \tag{5}$$

则

$$\dot{H}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{y}-\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x} \tag{6}$$

故该系统是无源的，可进行无源控制器设计。

2.2 无源控制器

设期望平衡点 $\boldsymbol{x}^*=[x_1^*\quad x_2^*]=[i_L^*\quad u_{\mathrm{o}}^*]^{\mathrm{T}}$，$u_{\mathrm{o}}^*$ 根据负载要求，按 $u_{\mathrm{o}}^*>u_{\mathrm{in}}$ 选择。在稳态时，由式(1)得

$$\begin{cases}(1-d^*)x_2^*=u_{\mathrm{in}}\\ (d^*-1)x_1^*+\dfrac{P}{x_2^*}=0\end{cases} \tag{7}$$

式中，上标“*”表示各参数的期望值。可得

$$d^*=1-\frac{u_{\mathrm{in}}}{x_2^*}<1 \tag{8}$$

将式(8)代入式(7)可得

$$x_1^*=\frac{P}{u_{\mathrm{in}}} \tag{9}$$

设状态误差 $x_{\mathrm{e}}=x-x^*$，则式(3)可改写为

$$\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{e}}=\boldsymbol{u}-(\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}^*+\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}^*+\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}) \tag{10}$$

取误差能量存储函数为

$$H_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x})=\frac{1}{2}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}} \tag{11}$$

当 $H_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x})$趋近于 0，则 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}$ 趋近于 0，可以达到控制目的。$H_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x})$对时间的导数为

$$\dot{H}_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{e}} \tag{12}$$

为加速 $H_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x})$收敛速度，需进行阻尼注入 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}$，则式(10)变为

$$\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{e}}=\boldsymbol{u}-(\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}^*+\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}^*+\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}})+\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}}=\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}+\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}$；$\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}=\begin{pmatrix}r_{\mathrm{a1}} & 0\\ 0 & 1/r_{\mathrm{a2}}\end{pmatrix}$，$r_{ai}(i=1,2)$为正常数。

将式(13)代入式(12)得

$$\dot{H}_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}[\boldsymbol{u}-\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}^*-\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}-\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}^*+\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}]-\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}} \tag{14}$$

为保证控制系统稳定，需要 $\dot{H}_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x})<0$，可选取无源控制器

$$\boldsymbol{u}=\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}^*+\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}^*-\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}} \tag{15}$$

当 $\boldsymbol{x}^*$ 为恒定值时，则有 $\boldsymbol{M}_{\mathrm{Bo}}\dot{\boldsymbol{x}}^*=0$，式(15)可简化为

$$\boldsymbol{u}=\boldsymbol{J}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{R}_{\mathrm{Bo}}\boldsymbol{x}^*-\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}} \tag{16}$$

由无源控制器式(16)可得

$$\begin{cases}u_{\mathrm{in}}=(1-d)x_2-r_{\mathrm{a1}}(x_1-x_1^*)\\ 0=(d-1)i_1+\dfrac{x_2{}^2}{P}x_2^*-\dfrac{1}{r_{\mathrm{a2}}}(x_2-x_2^*)\end{cases} \tag{17}$$

由式(17)可得对应于无源控制器的 2 个占空比分别为

$$d_1=1-\frac{u_{\mathrm{in}}}{x_2}+\frac{r_{\mathrm{a1}}}{x_2}\left(\frac{P}{u_{\mathrm{in}}}-x_1\right) \tag{18}$$

$$d_2=\frac{(x_2-x_2{}^*)}{r_{\mathrm{a2}}x_1}+1-\frac{x_2{}^2x_2{}^*}{x_1P} \tag{19}$$

由于在 i_L 没有快速上升的情况下，u_{o} 无法快速上升至 u_{o}^*，所以选用控制律 d_1，能够使 i_L 很快收敛到 i_L^*。

2.3 功率观测器

考虑实际工程中可能存在功率负载未知的情况，借鉴文献[19]，设计 Boost 变换器恒功率负载

观测器。设 $\hat{P}$ 为 P 的估计，则功率观测误差为 $\tilde{P}=\hat{P}-P$。为了达到功率观测的目的，$\tilde{P}$ 需满足

$$\lim_{t\to\infty}\tilde{P}(t)=\lim_{t\to\infty}[\hat{P}(t)-P(t)]=0 \tag{20}$$

令 $\tilde{P}(t)=\mathrm{e}^{-\alpha t}\tilde{P}(0)$，$\alpha$ 为正常数，对 $\tilde{P}(t)$ 求导得

$$\dot{\tilde{P}}(t)=\dot{\hat{P}}(t)-\dot{P}(t)=-\alpha\mathrm{e}^{-\alpha t}\tilde{P}(0)=-\alpha\tilde{P}(t) \tag{21}$$

联立式(1)和式(21)得

$$\dot{\hat{P}}=-\alpha Lx_1\dot{x}_1-\alpha Cx_2\dot{x}_2+\alpha x_1u_{\mathrm{in}}-\alpha\hat{P} \tag{22}$$

由式(22)积分可得

$$\hat{P}=-\frac{1}{2}\alpha(Lx_1^{\,2}+Cx_2^{\,2})+\alpha\int(x_1u_{\mathrm{in}}-\hat{P})\mathrm{d}t \tag{23}$$

令 $\hat{P}_1=\alpha\int(x_1u_{\mathrm{in}}-\hat{P})\mathrm{d}t$，则

$$\dot{\hat{P}}_1=\alpha x_1u_{\mathrm{in}}-\alpha\hat{P}=\alpha x_1u_{\mathrm{in}}+\frac{1}{2}\alpha^2(Lx_1^{\,2}+Cx_2^{\,2})-\alpha\hat{P}_1 \tag{24}$$

由式(23)和式(24)可得 Boost 变换器的功率观测器为

$$\begin{cases}\hat{P}=-\dfrac{1}{2}\alpha(Lx_1^{\,2}+Cx_2^{\,2})+\hat{P}_1\\ \dot{\hat{P}}_1=\alpha x_1u_{\mathrm{in}}+\dfrac{1}{2}\alpha^2(Lx_1^{\,2}+Cx_2^{\,2})-\alpha\hat{P}_1\end{cases} \tag{25}$$

通过功率观测器观测到恒功率负载为 $\hat{P}$，则 Boost 变换器期望平衡点处的电感电流为

$$x_1^*=\frac{\hat{P}}{u_{\mathrm{in}}} \tag{26}$$

2.4 无源自适应控制律

存在外部扰动时，只采用无源控制器控制 Boost 变换器，系统的动态、静态性能均会受到影响。为了解决这个问题，采用实际输出电压与期望输出电压的差值设定自适应控制律，补偿占空比的偏差。令 $e_{\mathrm{u}}=x_2^*-x_2$，根据 Popov 超稳定性理论[20]，变换器占空比偏差 Δd 与 e_{u} 之间存在比例积分关系，即

$$\Delta d=k_{\mathrm{p}}e_{\mathrm{u}}+k_{\mathrm{i}}\int e_{\mathrm{u}}\mathrm{d}t \tag{27}$$

式中，k_{p}、k_{i} 分别为比例系数、积分系数。

根据式(18)、式(25)和式(27)，设计自适应控制律的占空比为

$$d=d_1+\Delta d=\frac{r_{\mathrm{a1}}}{x_2}\left(\frac{\hat{P}}{u_{\mathrm{in}}}-x_1\right)+1-\frac{u_{\mathrm{in}}}{x_2}+k_{\mathrm{p}}e_{\mathrm{u}}+k_{\mathrm{i}}\int e_{\mathrm{u}}\mathrm{d}t \tag{28}$$

由式(28)可得，Boost 变换器无源自适应控制器系统框图如图 2 所示。当外部扰动导致 u_{o} 减小时，$e_{\mathrm{u}}>0$，由式(28)得，Δd 增加，导致 d 增加，输出电压增大至期望输出电压；当外部扰动导致 u_{o} 增大时，$e_{\mathrm{u}}<0$，由式(28)得，Δd 减小，导致 d 减小，输出电压减小至期望输出电压。

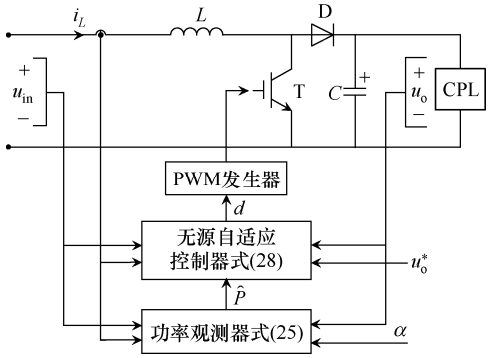


图 2　控制结构框图

Fig. 2 Block diagram of control structure

3　神经网络在线优化参数

为了保证控制系统的实时性，选用时间复杂度低的自适应单神经元网络对无源自适应控制器参数进行实时优化。神经网络具有学习能力，能够不断调整控制器的参数来适应环境，有较强的鲁棒性。神经网络算法流程如图 3 所示。

令 $e_{\mathrm{u}}(k)=u_{\mathrm{o}}^*-u_{\mathrm{o}}(k)$，$e_{\mathrm{i}}(k)=i_L^*(k)-i_L(k)$，对应于式(28)神经网络的输入为

$$\begin{cases}c_1(k)=e_{\mathrm{i}}(k)\\ c_2(k)=e_{\mathrm{u}}(k)\\ c_3(k)=\sum_{j=0}^{k}e_{\mathrm{u}}(k)\end{cases} \tag{29}$$

设神经网络权值为 $v_i(k)$ (i=1, 2, 3)，其对应于注入阻尼、比例系数和积分系数，由于这 3 个参数都不小于 0，所以设定 $v_i(k)\geqslant 0$，则对应于式(28)神经网络的输出为

$$O(k)=\frac{1}{u_{\mathrm{o}}(k)}v_1(k)c_1(k)+v_2(k)c_2(k)+v_3(k)c_3(k)-\frac{u_{\mathrm{in}}}{u_{\mathrm{o}}(k)}+1 \tag{30}$$

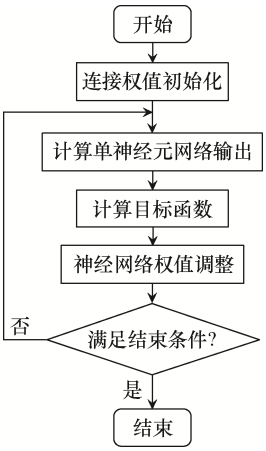


图 3 神经网络算法流程

Fig. 3 Flow chart of neural network algorithm

对于 Boost 变换器，主要控制目的是输出电压、电感电流的误差为 0 及纹波最小，因此设定目标函数为

$$E(k)=\frac{1}{2}e_{\mathrm{u}}(k)^2+\frac{1}{2}e_{\mathrm{i}}(k)^2 \tag{31}$$

利用梯度下降法调整神经网络的权值，权值的变化计算为

$$\begin{cases}\Delta v_1(k)=-\eta_{\mathrm{r}}\dfrac{1}{u_{\mathrm{o}}(k)}\dfrac{\partial E(k)}{\partial v_1(k)}+\beta\Delta v_1(k-1)\\ \Delta v_2(k)=-\eta_{\mathrm{p}}\dfrac{\partial E(k)}{\partial v_2(k)}+\beta\Delta v_2(k-1)\\ \Delta v_3(k)=-\eta_{\mathrm{i}}\dfrac{\partial E(k)}{\partial v_3(k)}+\beta\Delta v_3(k-1)\end{cases} \tag{32}$$

式中：η_{r}、η_{p}、η_{i} 分别为注入阻尼、比例系数、积分系数的学习率；β 为惯性系数。

由式(32)进一步计算得到

$$\begin{cases}\Delta v_1(k)=-\eta_{\mathrm{r}}\dfrac{1}{u_{\mathrm{o}}(k)}\dfrac{\partial E(k)}{\partial i_L(k)}\dfrac{\partial i_L(k)}{\partial O(k)}\dfrac{\partial O(k)}{\partial v_1(k)}+\beta\Delta v_1(k-1)\\ \Delta v_2(k)=-\eta_{\mathrm{p}}\dfrac{\partial E(k)}{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}\dfrac{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}{\partial O(k)}\dfrac{\partial O(k)}{\partial v_2(k)}+\beta\Delta v_2(k-1)\\ \Delta v_3(k)=-\eta_{\mathrm{i}}\dfrac{\partial E(k)}{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}\dfrac{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}{\partial O(k)}\dfrac{\partial O(k)}{\partial v_3(k)}+\beta\Delta v_3(k-1)\end{cases} \tag{33}$$

在式(33)中，由于 $\dfrac{\partial i_L(k)}{\partial O(k)}$、$\dfrac{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}{\partial O(k)}$ 不易求得，所以用符号函数 $\mathrm{sgn}\left(\dfrac{\partial i_L(k)}{\partial O(k)}\right)$、$\mathrm{sgn}\left(\dfrac{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}{\partial O(k)}\right)$ 近似代替[21]，则可以得到

$$\begin{cases}\Delta v_1(k)=\eta_{\mathrm{r}}\dfrac{1}{u_{\mathrm{o}}(k)}e_{\mathrm{i}}(k)\mathrm{sgn}\left(\dfrac{\partial i_L(k)}{\partial O(k)}\right)c_1(k)+\beta\Delta v_1(k-1)\\ \Delta v_2(k)=\eta_{\mathrm{p}}e_{\mathrm{u}}(k)\mathrm{sgn}\left(\dfrac{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}{\partial O(k)}\right)c_2(k)+\beta\Delta v_2(k-1)\\ \Delta v_3(k)=\eta_{\mathrm{i}}e_{\mathrm{u}}(k)\mathrm{sgn}\left(\dfrac{\partial u_{\mathrm{o}}(k)}{\partial O(k)}\right)c_3(k)+\beta\Delta v_3(k-1)\end{cases} \tag{34}$$

基于神经网络的无源自适应控制系统结构如图 4 所示。

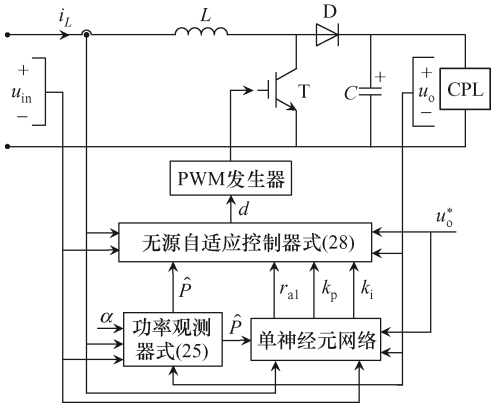


图 4 控制系统结构框图

Fig. 4 Block diagram of structure of control system

4 仿真实验研究

4.1 仿真模型与实验参数

为了验证神经网络无源自适应控制器的控制性能，基于 MATLAB/Simulink 软件，按照图 4 的模型搭建了 Boost 变换器的无源自适应控制系统仿真模型，进行仿真验证，并与 PI+PBC 和双闭环 PI 做对比。其中，PI+PBC 控制策略是指 PI 控制电压环，PBC 控制电流环。Boost 变换器系统仿真参数见表 1。

神经网络算法程序的参数设定见表 2。一般的神经网络采用小的随机数对网络进行初始化，但会

使控制结果随着随机数变化而变化，导致控制过程不稳定，所以设定注入阻尼系数、比例系数、积分系数的初始值为小的正常数。经过仿真实验，综合考虑注入阻尼系数太小会导致控制速度慢，比例系数、积分系数太大会导致超调增大，振荡次数增加，调节时间加长[22]，最终得到初始值的具体数值。设定注入阻尼系数、比例系数、积分系数的学习率时，考虑到学习率越大，权重变化越大，收敛越快，但学习率过大，会引起系统的振荡。因此，通过仿真实验，设定学习率为不振荡前提下的最大值。惯性系数一般设定为 0~1 之间，通过仿真实验设定为 0.000 1。设定离散采样时间为 1×10^{-5} s，即采样频率为 10^5 Hz，电路的开关频率为 20 kHz，符合香农采样定理。

表 1　系统仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of system

参数	数值
电源电压/V	100
期望电感电流/A	10
期望输出电压/V	200
电感/mH	2
电容/μF	1 500
恒功率负载功率/W	1 000
电容充电电压/V	15
开关频率/kHz	20
功率观测器增益 α	2 400
PI+PBC 控制器参数 k_p、k_i、r	0.3、100、40
PI+PI 控制器参数 k_{p1}、k_{i1}、k_{p2}、k_{i2}	0.2、20、0.1、0.006

表 2　参数设置

Tab. 2 Setting of parameters

参数	数值
注入阻尼系数 $v_1(k)$ 初始值	1
比例系数 $v_2(k)$ 初始值	0.001
积分系数 $v_3(k)$ 初始值	0.001
注入阻尼系数学习率 η_r	0.4
比例系数学习率 η_p	0.001
积分系数学习率 η_i	0.004
惯性系数 β	0.000 1
离散采样时间 T/s	1×10^{-5}

4.2 仿真实验结果

利用图 4 控制系统仿真模型及表 1、表 2 参数进行仿真，分别对 3 个控制策略在 2 种不同工况下进行仿真研究，2 种工况分别为：工况 1，Boost 变换器输出电压达到稳定状态后，在 0.40 s 时刻，恒功率负载增加至 1 500 W，0.42 s 恢复至 1 000 W，在 0.80 s 时刻，恒功率负载减少至 500 W，0.82 s 时恢复至 1 000 W；工况 2，Boost 变换器输出电压达到稳定状态后，在 0.40 s 时刻，输入电压增加至 140 V，0.42 s 时恢复到 100 V，在 0.80 s 时刻，输入电压减少至 60 V，0.82 s 时恢复到 100 V。

工况 1 的仿真结果如图 5~图 7 所示，不同策略下的输出电压性能指标见表 3，其中 $\max(\Delta u_c)$ 为输出电压与稳态电压差值的最大值，t_r 为受到扰动后输出电压恢复到稳态的时间。由图 5 可知，功率观测器能够实现实时观测负载功率。由图 6、图 7 和表 3 可知，在控制系统达到稳定状态后，添加负载扰动，基于神经网络的无源自适应控制系统的输出电压和电感电流波动小，能够有效抑制外部扰动，并较快地恢复到稳定状态。与之相比，PI+PBC 策略和 PI 双闭环控制输出电压和电感电流会产生较大的波动，且输出电压不能快速恢复至扰动前的电压。

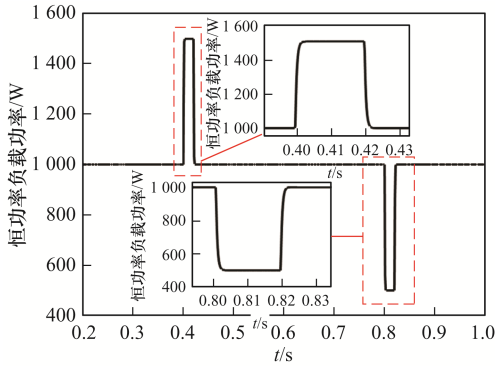
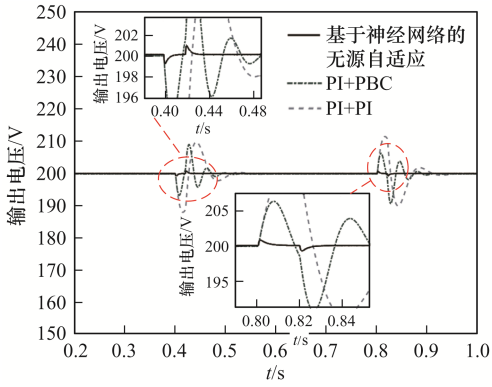


图 5　工况 1 下功率观测器的观测值

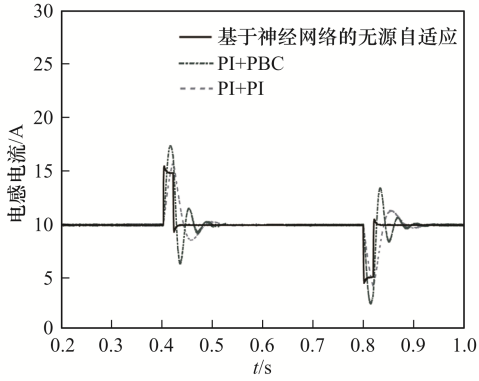
Fig. 5 Observed value of power observer under working condition 1

工况 2 的仿真结果如图 8、图 9 所示。由图 8、图 9 和表 3 可知，在添加输入电压扰动后，基于神

经网络的无源自适应控制的输出电压波动与 PI+PBC 和神经网络 PI 相比更小，恢复时间也更短。



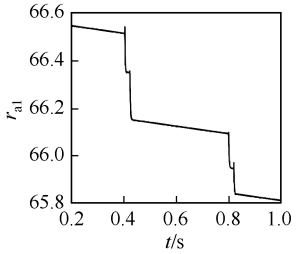
(a)输出电压



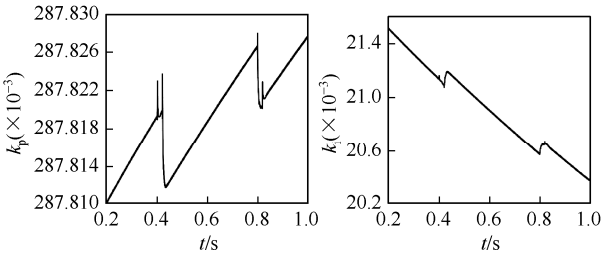
(b)电感电流

图 6 工况 1 下的输出电压与电感电流

Fig. 6 Output voltage and inductor current under working condition 1



(a)注入阻尼系数



(b)比例系数 (c)积分系数

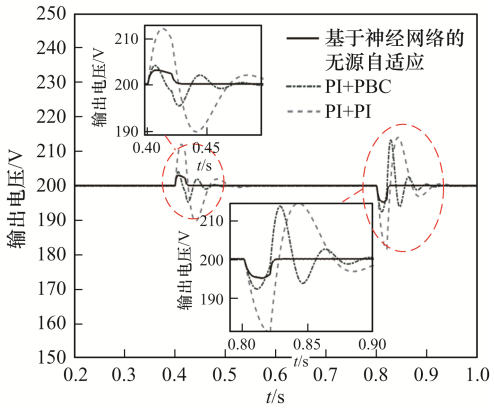
图 7 工况 1 下控制器参数变化波形

Fig. 7 Waveforms reflecting changes in controller parameters under working condition 1

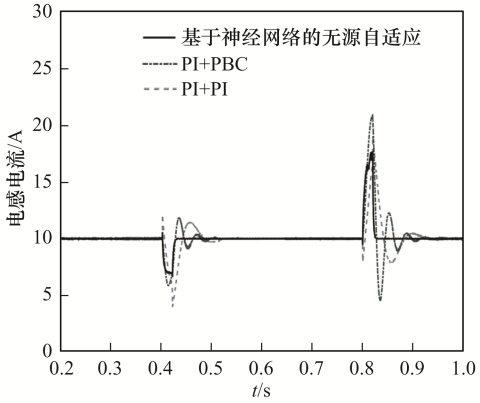
表 3 输出电压性能指标

Tab. 3 Performance indexes for output voltage

控制策略	负载扰动		输入电压扰动	
	$\max(\Delta u_c)$ / V	t_r / s	$\max(\Delta u_c)$ / V	t_r / s
无源自适应	1.05	0.03	3.11	0.03
PI+PBC	9.25	0.12	13.76	0.15
PI+PI	11.67	0.15	14.22	0.14



(a)输出电压

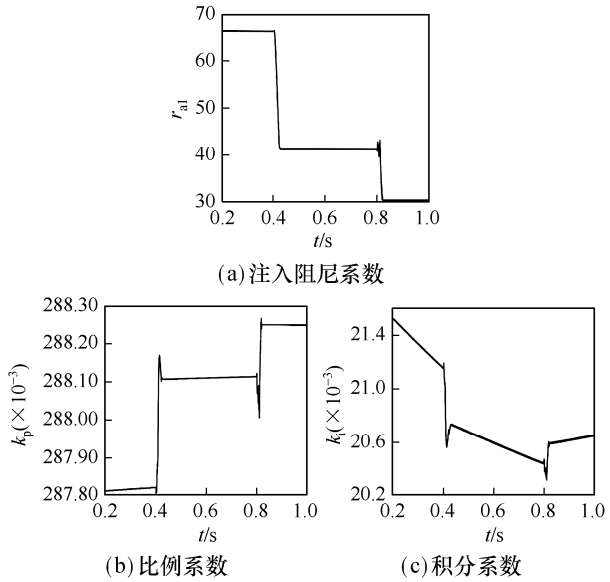


(b)电感电流

图 8 工况 2 下的输出电压与电感电流

Fig. 8 Output voltage and inductor current under working condition 2

综上可知，由图 4 搭建的控制系统模型，即基于神经网络的无源自适应控制系统，在受到负载干扰和输入电压干扰后，控制器参数能够自适应调节，输出电压和电感电流波动小，恢复时间短。与之相比，PBC+PI 和 PI 双闭环控制受到干扰后，输出电压波动较大且恢复时间长。



(a)注入阻尼系数　(b)比例系数　(c)积分系数

图 9　工况 2 下的控制器参数变化波形

Fig. 9 Waveforms reflecting changes in controller parameters under working condition 2

5　结语

带恒功率负载的 Boost 变换器受到外部扰动时，系统的动态性能会受到影响。针对该问题，本文首先设计了含比例积分项的无源自适应控制律，并采用功率观测器对未知的恒功率负载功率进行观测，之后引入具有学习能力的单神经元网络对控制系统的注入阻尼、比例系数、积分系数进行实时调整。最后，进行计算机仿真，结果表明，神经网络无源自适应控制策略与 PBC+PI 和双闭环 PI 策略相比，抗外部干扰能力更强，输出电压和电感电流波动更小，恢复时间更短，鲁棒性更强。

参考文献：

[1] Huang A Q, Crow M L, Heydt G T, et al. The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system: The energy Internet [J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(1): 133-148.

[2] Ding Ming, Xu Zhicheng, Wang Weisheng, et al. A review on China's large-scale PV integration: Progress, challenges and recommendations [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 53: 639-652.

[3] Feng Wei, Qi Bojin, Wang Yipeng, et al. High power DC-DC converter for renewable energy power system [C]// 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Beijing, China, 2014: 1-4.

[4] Zeng Jianwu, Zhang Zhe, Qiao Wei. An interconnection-damping-assignment passivity-based controller for a DC-DC Boost converter with a constant power load [C]// 2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Las Vegas, NV, USA, 2012: 1-7.

[5] 鲁刚. 带恒功率负载的有源阻尼 Boost 变换器的研制 [D]. 南宁：广西大学, 2016.
Lu Gang. Research on active damping control of Boost converter with constant power load [D]. Nanning: Guangxi University, 2016. (in Chinese)

[6] Andalibi M, Hajihosseini M, Gheisarnejad M, et al. A novel method for stabilizing Buck-Boost converters with CPL using model prediction control [C]// 2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Valencia, Spain, 2021: 541-545.

[7] Jiang Wentao, Zhang Xinan, Guo Fanghong, et al. Large-signal stability of interleave Boost converter system with constant power load using sliding-mode control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9450-9459.

[8] 许加柱, 王家禹, 刘裕兴, 等. 引入负载扰动观测的 Boost 变换器定频滑模控制[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 12-19.
Xu Jiazhu, Wang Jiayu, Liu Yuxing, et al. Fixed-frequency sliding mode control with load disturbance observation for Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 12-19. (in Chinese)

[9] 王久和. 先进非线性控制理论及其应用[M]. 1 版. 北京: 科学出版社, 2012.
Wang Jiuhe. Advanced Nonlinear Control Theory and Its Application [M]. 1st edition. Beijing: Science Press, 2012. (in Chinese)

[10] Kwasinski A, Krein P T. Stabilization of constant power loads in DC-DC converters using passivity-based control [C]// INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference. Rome, Italy, 2007: 867-874.

[11] Wei He, Li Shihua, Yang Jun, et al. Incremental passivity

based control for DC-DC Boost converter with circuit parameter perturbations using nonlinear disturbance observer [C]// IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy, 2016: 1353-1358.

[12] 邱孟, 杨俊华, 林汇金, 等. 直驱式波浪发电系统无源-滑模控制策略[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10): 357-363.
Qiu Meng, Yang Junhua, Lin Huijin, et al. Passive-sliding mode control strategy of direct-drive wave power system [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(10): 357-363. (in Chinese)

[13] Liu Jia, Liu Zhitao, Su Hongye. Passivity-based PI control for receiver side of dynamic wireless charging system in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 783-794.

[14] 王丙元, 冯辉. 无源自适应控制 Buck-Boost 变换器研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(11): 32-35.
Wang Bingyuan, Feng Hui. Research on the Buck-Boost converter adopting a passivity-based adaptive control strategy [J]. Power Electronics, 2012, 46(11): 32-35. (in Chinese)

[15] 王康, 王久和, 张雅静, 等. 基于 NSGSA 的 DC-DC 变换器无源控制器参数多目标优化[J]. 燕山大学学报, 2021, 45(3): 236-245.
Wang Kang, Wang Jiuhe, Zhang Yajing, et al. Multi-objective optimization of passivity-based controller parameters for Boost converter based on NSGSA [J]. Journal of Yanshan University, 2021, 45(3): 236-245. (in Chinese)

[16] Tran H N, Nguyen T T, Cao H Q, et al. Auto-tuning controller using MLPSO with K-means clustering and adaptive learning strategy for PMSM drives [J]. IEEE Access, 2022, 10: 18820-18831.

[17] 李书霞. 改进群智能算法及其在 PID 控制器参数整定中的应用[D]. 鞍山：辽宁科技大学, 2016.
Li Shuxia. Improved swarm intelligence algorithm and application in the PID controller parameters setting [D]. Anshan: University of Science and Technology Liaoning, 2016. (in Chinese)

[18] Zheng Faban, Wu Weimin, Chen Bolin, et al. An optimized parameter design method for passivity-based control in a LCL-filtered grid-connected inverter [J]. IEEE Access, 2020, 1(8): 189878-189890.

[19] He Wei, Ortega R. Design and implementation of adaptive energy shaping control for DC-DC converters with constant power loads [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(8): 5053-5064.

[20] 韩正之, 陈彭年, 陈树中. 自适应控制[M]. 2 版. 北京：清华大学出版社, 2014.
Han Zhengzhi, Chen Pengnian, Chen Zhongshu. Adaptive Control [M]. 2ed edition. Beijing: Tsinghua Press, 2014. (in Chinese)

[21] 孟卓. 基于神经网络 PID 的水泥回转窑温度控制研究[D]. 西安：西安科技大学, 2020.
Meng Zhuo. Research on temperature control of cement rotary kiln based on neural network PID [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2020. (in Chinese)

[22] 王俊国. 基于神经网络的建模方法与控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
Wang Junguo. Research of modeling methods and control strategies based on neural networks [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2004. (in Chinese)



王路

作者简介：

王路(1998—)，女，硕士研究生。研究方向：电力变换器控制器的多目标优化。E-mail：18800178908@163.com。

王久和(1960—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电力变换器非线性控制，电能质量控制，微电网。E-mail：wjhyhrwm@163.com。

赵燕(1982—)，女，硕士，副教授。研究方向：智能控制及优化设计。E-mail：zhaoyan137@163.com。

李建国(1975—)，男，博士，副教授。研究方向：柔性交直流输配电及控制技术。Email：lijianguo@bistu.edu.cn。

张雅静(1982—)，女，中国电源学会会员，博士，讲师。研究方向：柔性交直流输配电及控制技术。Email：zhangyajing@bistu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)