DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.191440

基于 RBF 神经网络 PI 算法的 T 型三电平调光电源控制策略

孙 章，吴 帆，蒲 旭，吴逊兵，卫中俊

(西华大学电气与电子信息学院，四川 成都 610039)

摘要：为提高单相 T 型三电平助航调光电源的动态性能以及抑制输出电流谐波，提出基于 RBF(RBF-Radial Basis Function)神经网络和梯度下降法相结合的新型控制策略。首先对 T 型三电平拓扑进行建模分析，利用根轨迹方法研究系统的动态特性，揭示了影响输出响应的关键因素。在此基础上，研究设计利用局部逼近的 RBF 神经网络来快速辨识输出相对于输入的变化率(Jacobian 信息)，并用梯度下降法动态在线调整 T 型三电平逆变器的 PI 控制参数，自适应调光电源工况变化。最后，针对系统调光、空载、短路等工况下的控制效果，采用 MATLAB/Simulink 软件与常规 PI 控制进行对比仿真，并搭建 30 kW 调光电源实验平台进行实验。结果表明所研究方法能有效改善分级调光动态性能和输出电流谐波。

关键词：调光电源；T 型三电平；动态性能；谐波；RBF 神经网络

Control strategy of T-type three level dimming power supply based on RBF PI algorithms

SUN Zhang, WU Fan, PU Xu, WU Xunbing, WEI Zhongjun

(School of Electrical Engineering and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China)

Abstract: In order to improve the dynamic performance and suppress the harmonic of a single-phase three-level T-type inverter in navigation dimming power supply, a new method is presented based on the Radial Basis Function (RBF) neural networks combined with the gradient descent method. First, the mathematical model and analysis of three-level T-type inverter topology is established. The dynamic characteristics of the system are researched in detail using the root track method, and the key parameters which influence the output responses are revealed. On this basis, a new control technique is proposed, one which uses RBF neural networks to identify the Jacobian information, and dynamically adjust the control parameters by the gradient descent method. Finally, a comparative simulation analysis is carried out for level dimming, open circuit load, short circuit load based on MATLAB/Simulink, and experiments are carried out based on the experimental platform of a 30 kW dimming power supply. The results show that the proposed method can effectively improve dynamic performance and output current harmonic.

This work is supported by Major Equipment Development Project of Sichuan Provincial Economic and Information Committee (No. 2018CD00113) and the Sichuan Provincial Science and Technology Department (No. 2019JDKP0049).

Key words: dimming power supply; three-level T-type inverter; dynamic characteristics; harmonic; RBF neural network

0 引言

调光电源是机场助航灯光系统的核心部件，保障飞机的安全起降和滑行，具有 1~5 级调光范围(2.80 A/3.40 A/4.10 A/5.20 A/6.60 A)。助航调光电源在结构上由前级输入整流和后级单相逆变输出环节构成，后级逆变控制系统直接影响输出电流的动态响应能力、稳态精度以及谐波含量。然而，灯具分级点亮品质与调光电源输出电流特性密切相关，如果调光电源逆变控制的动态响应能力差，分级调光过程就容易造成灯光闪烁。同时，调光电源的负载灯具通过隔离变压器接入线路，灯具出现故障时会导致隔离变压器的二次侧发生开路或短路情况，若调光电源逆变环节不能根据负载情况变化进行自适应控制，输出正弦波电流畸变率升高，产生的谐波对通信造成严重干扰，威胁飞机的安全飞行。

针对逆变控制方法，现有文献进行了相关研

基金项目：四川省经信委重大装备研制项目(2018CD00113)；四川省科技厅项目资助(2019JDKP0049)

究，文献[1-7]研究了 PI 控制器、准谐振控制器、无差拍控制器等线性控制方法，控制器结构设计简单，但其局限性在于控制参数设计依赖于系统内部参数，且不具有自适应能力。文献[8]采用模型预测控制，用于解决微电网逆变器负荷随机性大，敏感性高的问题，系统动态响应快、稳定性好，但依赖性强，鲁棒性差。文献[9]研究的滑模控制和神经网络控制的非线性控制算法，与传统线性 PI 控制相比，其动态响应能力得到提升，但设计复杂度相对较高，需要优化的参数较多，缺乏参数选择的理论依据，并且神经网络控制需要一定的收敛时间，变负荷运行时稳定性较差，容易产生振荡。文献[10-15]采用重复控制器提高被控量的正弦度和稳态精度，但无法兼顾动态响应速度。智能控制算法提高了逆变器的控制性能[16-18]，在不同负荷下能自适应调节 PI 控制参数，其综合调节效果得到提升，但需优化参数较多。文献[19]采用 BP 神经网络实时调整 PI 控制器的系数抑制逆变器直流分量，减小稳态误差，动态特性较好，但收敛速度慢，实时性差，同样难以克服优化参数较多的问题。

径向基函数(RBF-Radial Basis Function)神经网络由 J.Moody 和 C.Darken 通过研究人脑中局部调整方式、相互覆盖接受域，提出的一种神经网络结构，它是一种包含输入层、隐含层、输出层的三层前馈网络[20-21]。由于采用了局部逼近的方式，学习速度快，控制实时性较好。

鉴于此，本文针对单相 T 型三电平逆变助航调光电源，研究设计一种新型控制策略，通过 RBF 神经网络辨识输出随输入的变化率(Jacobian 信息)，再结合梯度下降方法自适应调光电源变化整定 PI 参数，有效缩短系统分级调光动态响应时间，改善系统谐波，所需优化的参数更少，实时性更好。

1　单相 T 型三电平调光电源建模分析

1.1 T 型三电平拓扑电路

助航调光电源采用如图 1 所示的逆变器拓扑，主电路由 4 个开关管组成，T_k 表示开关管。直流侧母线电压为 E，交流侧 I 点的电压电流分别为 U_i、I_i；n 为升压变压器变比，U_o 为变压器原边电压，I_o 为副边输出电流；L、C 为滤波电感、电容。

$W_1, W_2, \cdots, W_j$ 为助航灯具单元(隔离变压器和灯)串联构成逆变调光电源的负载，为了方便分析，将副边等效到原边，简化后的电路如图 2 所示，其中 R、L_1 分别为灯具负载的等效电阻和电感。

采用三角载波层叠 PWM 调制[22]，开关管 T_1 与 T_2 互补导通，开关管 T_3 与 T_4 互补导通。当载波频率远高于逆变器输出基波频率时，一个开关周期内的平均值可等效为瞬时值，三角载波同相层叠 PWM 控制输入到输出电压的关系 K_{pwm} 可表示为式(1)，其中 V_{tri} 为三角波幅值。

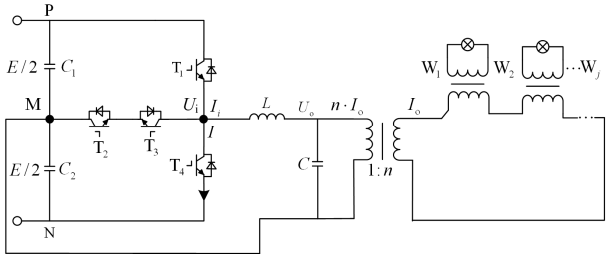


图 1 T 型三电平逆变拓扑

Fig. 1 Topology of T-type three-level inverter

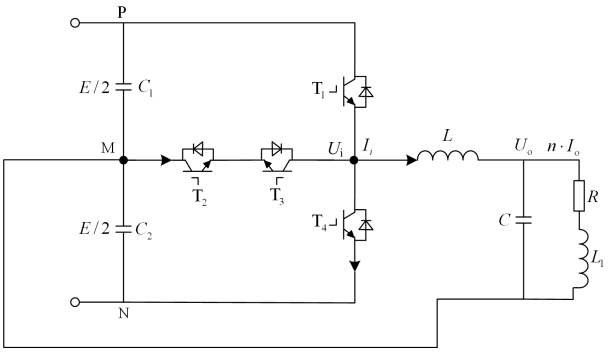


图 2 T 型三电平变简化电路

Fig. 2 Simplified circuit of three-level T-type inverter

$$K_{pwm}=\frac{E}{2V_{tri}} \tag{1}$$

滤波环节的传递函数为 $G_1(s)$，$G_2(s)$ 为升压变压器副边 $I_o(s)$ 与原边 $U_o(s)$ 之间的传递函数。

$$G_1(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}==\frac{R+sL_1}{L_1LCs^3+LCRs^2+(L_1+L)s+R} \tag{2}$$

$$G_2(s)=\frac{I_o(s)}{U_o(s)}=\frac{1}{n(R+sL_1)} \tag{3}$$

1.2 控制系统参数计算

单相 T 型三电平逆变控制系统如图 3 所示，本文重点分析系统内环参数设计，其中内环 PI 参数为 K_{p2} 和 K_{i2}，开环传递函数表示为 $G(s)=K_{pwm}G_1(s)G_2(s)$。

$$G(s)=\frac{K_{pwm}}{n(LCRs^2+Ls+R)} \tag{4}$$

针对滤波电感 L、电容 C 及 PI 控制器参数设计过程进行分析。开关频率 $f_s=10\ \text{kHz}$，LC 滤波器

截止频率 f_h 设置为 f_S 的 10%。

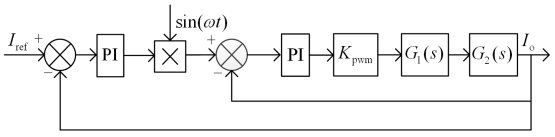


图 3 系统控制框图

Fig. 3 Control diagram of system

$$f_h=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}=1000\ \text{Hz} \tag{5}$$

为改善电流瞬时值内环的快速跟随性，同时兼顾稳定性，取经过 PI 调节器校正后系统的穿越频率为 f_h 的 10%；将内环 PI 控制器的零点设置在滤波器的转折频率处。

$$f_c=\frac{1}{10}f_h=100\ \text{Hz} \tag{6}$$

$$\frac{K_{i2}}{2\pi K_{p2}}=f_h=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{7}$$

根据穿越频率处系统的闭环传递函数模为 1 可得

$$\begin{cases} s=\text{j}\omega=\text{j}2\pi f_c \\ \left|\dfrac{K_{p2}s+K_{i2}}{s}G(s)\right|=1 \end{cases} \tag{8}$$

滤波电感根据式(9)选取。

$$L=\sqrt{\frac{\dfrac{\omega_l U_o^{\ 2}}{\omega_L^{\ 2}}+\dfrac{\omega_l^{\ 3}U_o^{\ 2}}{\omega_L^{\ 4}}}{\omega_l n^2 I_o^{\ 2}}} \tag{9}$$

式中：$\omega_l=100\pi$ 为电流角速度；$\omega_L=\sqrt{1/LC}$ 为滤波器的截止角频率；变比 $n=20$。按 5 级光额定功率 $P=30\ \text{kW}$ 设计，输出电流为 $I_o=6.6\ \text{A}$，$E=760\ \text{V}$，$V_{tri}=1$。等效负载 $R=30000/6.6^2/20^2\approx1.7\ \Omega$，此时输出电压取 $U_o=1.7\times20\times6.6=224.4\ \text{V}$，由式(5)与式(9)计算得到 $L=271\ \mu\text{H}$，$C=93.5\ \mu\text{F}$，实际选取 $L=271\ \mu\text{H}$，$C=100\ \mu\text{F}$ 代入式(4)得

$$G(s)=\frac{19}{2.71\text{e}^{-8}Rs^2+2.71\text{e}^{-4}s+R} \tag{10}$$

由式(7)与式(8)可得到式(11)所示的内环 PI 参数关于等效负载电阻 R 的计算表达式。

$$\begin{cases} K_{p2}=0.0995\left|\dfrac{0.9893R+0.17\text{j}}{19}\right| \\ K_{i2}=2000\pi K_{p2} \end{cases} \tag{11}$$

1.3 动态特性分析

本文绘制系统根轨迹分析动静态特性随负载 R (0~2 Ω)的变化，并分析不同负载下的单位阶跃响应。根据上一节分析，为达到较好的控制效果，PI 参数根据式(11)进行整定。按额定负载情况下进行分析，取 $R=1.7\ \Omega$，$K_{p2}=0.0089$，$K_{i2}=55.9203$ 得到 PI 校正后开环传递函数 $G_3(s)$。

$$G_3(s)=\frac{0.0089s+55.9203}{s}\times\frac{19}{2.71\text{e}^{-8}Rs^2+2.71\text{e}^{-4}s+R} \tag{12}$$

PI 校正后的开环零点 $Z=-6283.2$，负载 R 变化时的等效根轨迹传递函数为

$$G_4(s)=R\frac{2.71\text{e}^{-8}s^3+s}{2.71\text{e}^{-4}s^2+0.1691s+1062.4857} \tag{13}$$

其根轨迹如图 4 所示，闭环特征根全部位于虚轴左半平面，系统闭环稳定。开环零点距虚轴较远，系统动态特性主要受靠近虚轴的主导极点决定。当 $R<0.798\ \Omega$ 时，随着主导极点虚部的增大，将出现较大的超调，当 $R>0.798\ \Omega$，主导极点全部位于负实轴，随着 R 的增加主导极点右移，系统响应变慢。

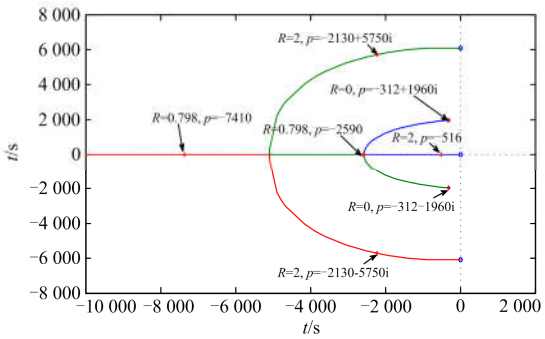


图 4 R 变化时的系统根轨迹

Fig. 4 Root trajectory of system R changes

根据上面设计的 PI 参数，不同负载下的单位阶跃响应如图 5 所示。

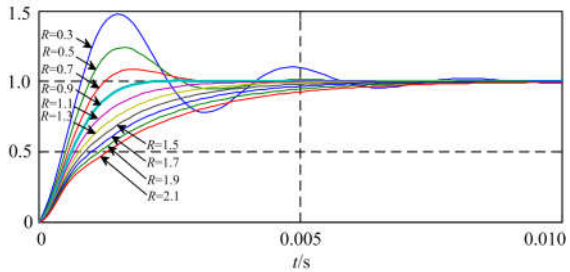


图 5 R 变化时的单位阶跃响应

Fig. 5 Step response of system R changes

从图 5 中可以看出当等效负载 R 为 0.3 Ω、0.5 Ω、0.7 Ω 时，系统电流瞬时值内环有较大超调，导致内环瞬时电流跟随性能变差，增加了输出电流的谐波含量。当 $R>0.7\ \Omega$ 时随着负载的增加，瞬时值内环动态响应变慢，按额定负载整定的 PI 控制效

果较差，只能在一定负载范围内运行，为达到较好的控制效果，需要动态调节 PI 参数。

同理分析，部分隔离变压器 2 次侧开路、短路的情况下，等效负载电感 L_1 不为零，根据式(2)、式(3)得其 PI 校正后的开环传递函数 $G_5(s)$，校正的 PI 参数值取额定负载下的参数。

$$G_5(s)=\frac{K_{\mathrm{pww}}(0.0089s+55.9203)}{ns(L_1LCs^3+LCRs^2+(L_1+L)s+R)}=\frac{19(0.0089s+55.9203)}{s(2.71\mathrm{e}^{-8}L_1s^3+4.607\mathrm{e}^{-8}s^2+(L_1+2.71\mathrm{e}^{-4})s+1.7)} \tag{14}$$

L_1 变化时等效根轨迹传递函数为

$$G_6(s)=L_1\frac{2.71\mathrm{e}^{-8}s^4+s^2}{4.607\mathrm{e}^{-8}s^3+2.71\mathrm{e}^{-4}s^2+1.8691s+1062.4857} \tag{15}$$

其根轨迹如图 6 所示，当等效电感 L_1 小于 0.148 56 mH 时，远离虚轴极点实部大于靠近虚轴极点的 4 倍，其对系统的影响较小，此时系统无超调。当 L_1 大于 0.148 56 mH 时，随着电感值的增加主导极点虚部较大，超调量变大，且容易产生振荡。不同等效电感值的单位阶跃响应如图 7 所示。

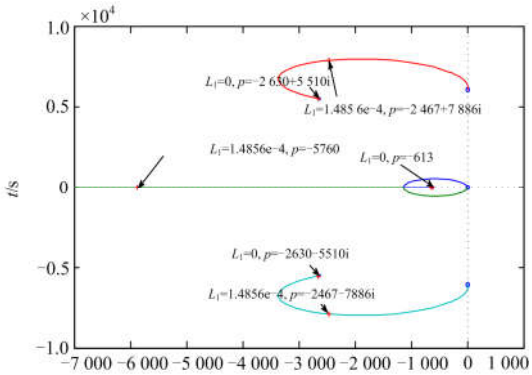


图 6 L 变化时的系统根轨迹图

Fig. 6 Root trajectory of system L changes

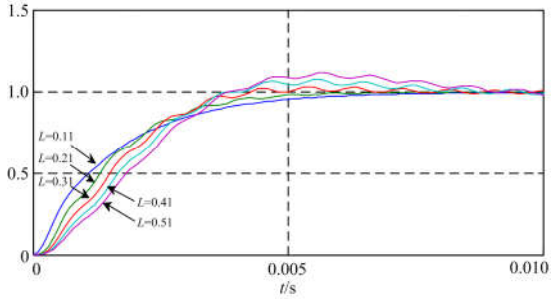


图 7 L 变化下的单位阶跃响应

Fig. 7 Step response of system L changes

同理根据式(7)与式(8)可得式(16)所示的内环 PI 参数的等效负载电感 L_1 的计算表达式。

$$\begin{cases}K_{\mathrm{p2}}=0.0995\left|\dfrac{(621.6L_1+0.17)\mathrm{j}+1.6818}{19}\right| \\ K_{\mathrm{i2}}=2000\pi K_{\mathrm{p2}}\end{cases} \tag{16}$$

综上分析可知：

(1) 调光电源负载工况变化时，等效 R 或 L_1 的发生变化对输出电流特性产生影响。(2) 传统 PI 控制方式下，等效负载 R 变化时，瞬时值内环的跟随性能变差，电流谐波含量增大。(3) 当灯具隔离变压器二次侧开路或短路时，L_1 变化严重影响电流瞬时值内环的跟随性能。(4) 根据式(11)和式(16)分析可知，当 R 和 L_1 发生变化时可以通过动态调节 PI 参数，达到较好的控制效果。然而，负载等效电阻 R 和等效电感 L_1 难以在线精确测量，因此本文通过神经网络辨识控制对象，在线调整 PI 参数，改善系统动态性能。

2　RBF 神经网络 PI 控制策略

本文提出基于 RBF 神经网络 PI 控制策略如图 8 所示，引入电压前馈，抑制 R 变化对系统性能造成的影响。RBF 神经网络 PI 控制器采用增量式，在 k 时刻被控对象的偏差信号为

$$e(k)=y_{\mathrm{ref}}(k)-y(k) \tag{17}$$

式中，$y_{\mathrm{ref}}(k)$、$y(k)$ 分别为 k 时刻被控对象的参考输出值和实际输出值，PI 控制器的输入为

$$\begin{cases}x_{\mathrm{p}}=e(k)-e(k-1) \\ x_{\mathrm{i}}=e(k)\end{cases} \tag{18}$$

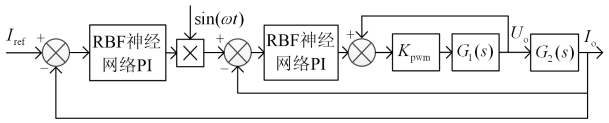


图 8 RBF 神经网络 PI 控制

Fig. 8 PI control of RBF neural network

控制算法设计如式(19)所示。

$$\begin{cases}\Delta u=K_{\mathrm{p}}x_{\mathrm{p}}+K_{\mathrm{i}}x_{\mathrm{i}} \\ u(k)=u(k-1)+\Delta u\end{cases} \tag{19}$$

式中，$u(k)$ 为被控对象 k 时刻的输出量。

K_{p}、K_{i} 通过梯度下降法来实现自整定自适应。

$$\begin{cases}\Delta K_{\mathrm{p}}=-\eta\dfrac{\partial E}{\partial K_{\mathrm{p}}}=-\eta\dfrac{\partial E}{\partial y}\dfrac{\partial y}{\partial \Delta u}\dfrac{\partial \Delta u}{\partial K_{\mathrm{p}}}=\eta e(k)\dfrac{\partial y}{\partial \Delta u}x_{\mathrm{p}} \\ \Delta K_{\mathrm{i}}=-\eta\dfrac{\partial E}{\partial K_{\mathrm{i}}}=-\eta\dfrac{\partial E}{\partial y}\dfrac{\partial y}{\partial \Delta u}\dfrac{\partial \Delta u}{\partial K_{\mathrm{i}}}=\eta e(k)\dfrac{\partial y}{\partial \Delta u}x_{\mathrm{i}}\end{cases} \tag{20}$$

梯度下降法整定指标如式(21)所示。

$$E(k)=\frac{1}{2}e(k)^2=\frac{1}{2}(y_{\mathrm{ref}}(k)-y(k))^2 \tag{21}$$

式中：η 为梯度下降法 K_p、K_i 的学习速率；$\partial y/\partial \Delta u$ 为被控对象的输出对输入的变化率(Jacobian 信息)，采用径向基函数(RBF-Radial Basis Function)神经网络辨识可对控制对象的 Jacobian 信息，RBF 神经网络整定 PI 参数原理如图 9 所示，y_m 为该神经网络输出，将辨识而得的 Jacobian 信息通过式(20)的梯度下降法自适应调整 PI 参数，从而改善电流内环的动态响应能力，达到自适应的目的。

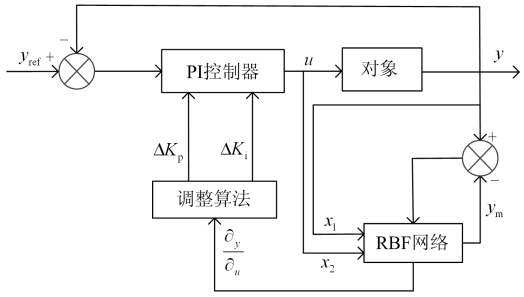


图 9 RBF 神经网络 PI 参数整定

Fig. 9 PI adjustment of RBF neural network

RBF 神经网络采用 3-6-1 结构，如图 10 所示。i 为输入层，包含 3 个节点 $[x_1,x_2,x_3]$，j 为隐含层，包含 6 个节点 $[h_1,h_2,h_3,h_4,h_5,h_6]$，令 $x_1=u(k)-u(k-1)$，$x_2=u(k)$，$x_3=y(k)$，$x=[x_1,x_2,x_3]^{\mathrm{T}}$ 为网络输入向量，隐含层径向基向量 $h=[h_1,h_2,h_3,h_4,h_5,h_6]^{\mathrm{T}}$，采用高斯基函数：

$$h_j=\exp\left(-\frac{\|x-C_j\|^2}{2b_j^2}\right),\ j=1,2,\cdots,6 \tag{22}$$

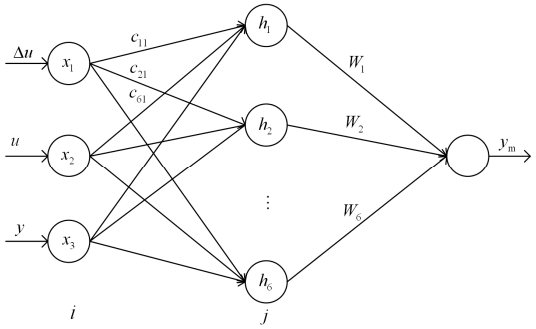


图 10 RBF 神经网络结构

Fig. 10 Structure of RBF neural network

式中：C_j 为输入到第 j 个隐含层的中心矢量，$C_j=\left[c_{j1},c_{j2},c_{j3}\right]^{\mathrm{T}}$，$C=\left[C_1,C_2,C_3,C_4,C_5,C_6\right]^{\mathrm{T}}$ 为网络的中心向量；b_j 为第 j 节点的基宽度参数，$B=\left[b_1,b_2,b_3,b_4,b_5,b_6\right]^{\mathrm{T}}$ 为网络基宽向量；权向量 $W=\left[w_1,w_2,w_3,w,w_5,w_6\right]^{\mathrm{T}}$，RBF 神经网络的输出为

$$y_m=W^{\mathrm{T}}h \tag{23}$$

辨识网络的性能指标评价函数为

$$J=\frac{1}{2}(y(k)-y_m(k))^2 \tag{24}$$

辨识过程：首先随机生成一组 C、B 相量，根据式(22)计算径向基相量，根据梯度下降法，对输出权值、节点中心及节点的基宽参数进行迭代：

$$\begin{cases}\Delta w_j(k)=n(y(k)-y_m(k))h_j(k)\\ w_j(k+1)=w_j(k)+\Delta w_j(k)+a(w_j(k)-w_j(k-1))\\ \Delta b_j(k)=n(y(k)-y_m(k))w_j(k)h_j(k)\dfrac{\|X-C_j\|^2}{b_j(k)^3}\\ b_j(k+1)=b_j(k)+\Delta b_j(k)+a(b_j(k)-b_j(k-1))\\ \Delta c_{ji}(k)=n(y(k)-y_m(k))w_j(k)\dfrac{x_i(k)-c_{ji}(k)}{b_j(k)^2}\\ c_{ji}(k+1)=c_{ji}(k)+\Delta c_{ji}(k)+a(c_{ji}(k)-c_{ji}(k-1))\end{cases} \tag{25}$$

α 为惯性因子。当评价函数 $J<\varepsilon$ 时迭代结束，辨识而得的 Jacobian 信息为

$$\frac{\partial y}{\partial \Delta u}=\sum_{j=1}^{6}w_jh_j\frac{c_j-x_1}{b_j^2} \tag{26}$$

辨识得到 Jacobian 信息后通过式(20)自适应调节 PI 参数。

3　系统运行仿真

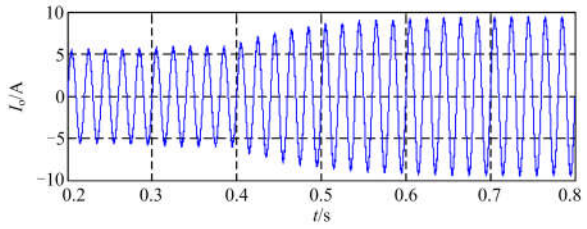
为了验证所提控制方法的优越性，采用 Matlab/Simulink 搭建仿真模型，依照民用航空调光电源测试标准[23]进行分级调光及动态调节仿真验证。仿真参数设置调光电源额定功率为 30 kW，负载为 150 组串联带隔离变压器灯具，经测量设置每组隔离变压器开路电感 $L_1=68.32$ mH，短路电感 $L_2=1.36$ mH，系统滤波电感 $L=271$ μH，滤波电容为 $C=100$ μF，直流母线电压为 780 V，直流母线电容为 1 000 μF，采样周期为 10 μs。仿真实验对比分析额定负荷 70%阻性负载(21 kW)加上 30%灯具隔离变压器负载(9 kW)、灯具隔离变压器 2 次侧开路(9 kW)、灯具隔离变压器 2 次侧短路(9 kW)情况下的动态性能和谐波含量，等效负载具体参数设置如表 1 所示。

表 1 等效负载仿真参数

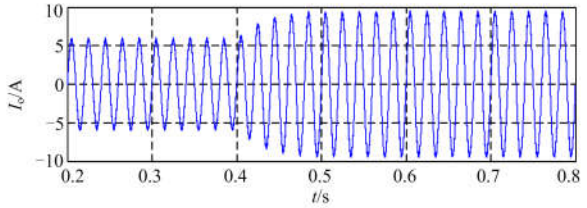
Table 1 Simulation parameters of equivalent load

负载	额定负载	负载开路(30%)	负载短路(30%)
等效R/Ω	1.6	1.12	1.12
等效L_1/H	0	$76.85e^{-4}$	$1.54e^{-4}$

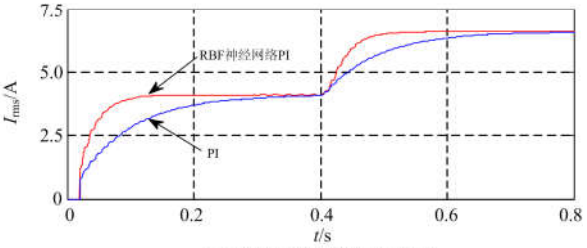
为验证所研究方法的分级调光动态性能，以调光电源从零启动到 3 级光，然后在 0.4 s 处切换到 5 级光为例进行仿真分析，波形如图 11 所示。PI 控制器的启动时间为 370 ms，光级切换时间为 354 ms；RBF 神经网络 PI 控制器的启动时间为 120 ms，光级切换时间为 104 ms，动态特性更好。



(a) PI控制器的光级切换波形



(b) RBF神经网络PI控制器的光级切换波形



(c) 光级切换时间对比波形

图 11　光级切换动态响应对比效果

Fig.11 Comparison results under light level switch

为检验所研究方法适应恶劣工况动态响应能力，模拟调光电源在额定负载下开机，0.4 s 时 30%负荷开路，仿真波形如图 12 所示。从图 12 中可以看出，隔离变压器 2 次侧开路时，系统能够自适应调节 PI 参数，经过约 20 ms 快速恢复到稳定状态。

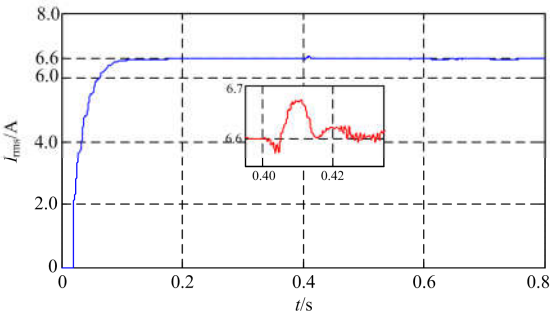
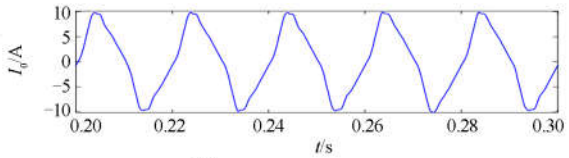


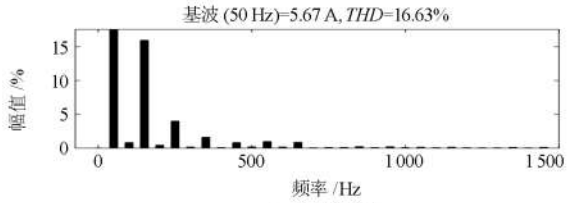
图 12　0.4 s 时 30%负荷开路效果

Fig. 12 Results under 30% open circuit load at 0.4 s

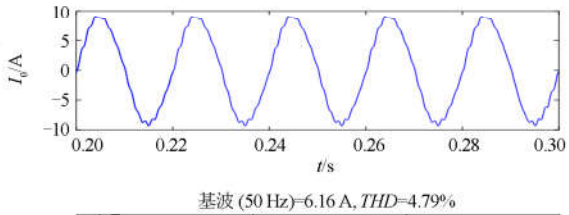
为验证所研究方法抑制谐波的能力，以调光电源 30%空载和 30%短路进行分析。图 13 为隔离变压器 2 次侧 30%灯具负载开路，输出谐波对比效果，传统 PI 控制下的谐波含量 *THD*=16.63%，而本文所研究控制方法下的谐波含量仅为 *THD*=4.79%。

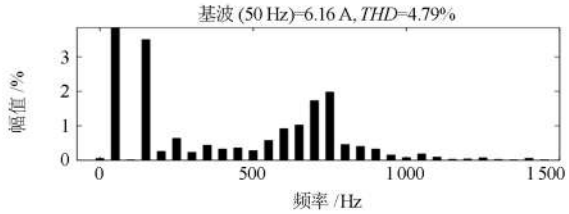
图 14 为隔离变压器 2 次侧 30%灯具负载短路情况下，输出谐波对比效果。传统 PI 控制下的调光电源输出谐波含量 *THD*=4.99%，而本文所研究控制方法下的谐波含量仅为 *THD*=2.39%。





(a) PI 控制器

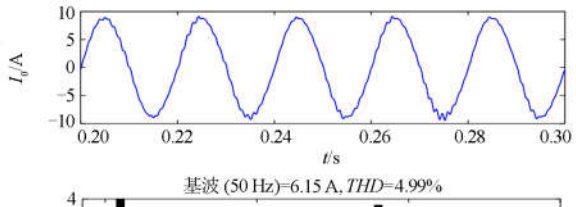


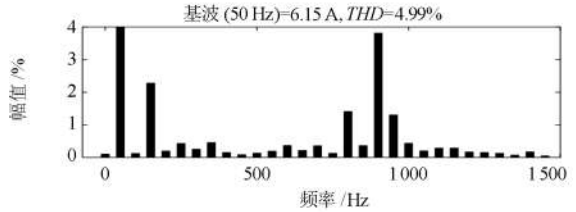


(b) RBF 网络 PI 控制器

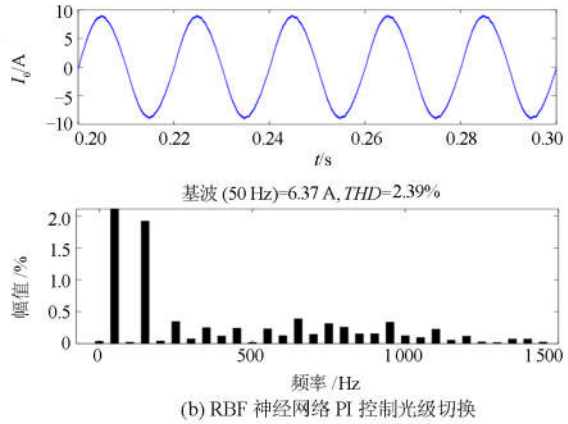
图 13　30%负载开路情况下对比效果

Fig. 13 Comparison results under 30% open circuit load





(a) PI 控制器电流谐波含量



(b) RBF 神经网络 PI 控制光级切换

图 14 30%负载短路情况下对比效果

Fig. 14 Comparison results under 30% short circuit load

4 实验验证

4.1 实验平台

为验证该方案的有效性，搭建了 30 kW 的调光电源硬件测试平台如图 15 所示。实验参数如下：系统交流输入三相电压 380 V(50 Hz)，网侧滤波电感 3.2 mH，直流侧电压 760 V，直流侧电容 3 mF；输出滤波电感 271 μH，滤波电容 100 μF，开关频率 10 kHz，纯电阻负载 21 kW，200 W 带隔离变压器灯具 45 组。控制算法采用 32 位浮点 DSP TMS320F28335 实现，采用 2 通道 Tektronix 示波器 DPO4102B 实验测试输出电流波形，电能质量分析仪 Fluke 435 测量输出电流谐波。



图 15 调光电源实验平台

Fig. 15 Experimental platform of dimming power supply

4.2 实验结果

图 16 为额定负荷时，RBF 神经网络 PI 控制与传统 PI 控制从 5 级光切换到 3 级光的动态响应时间对比实验波形。从图中可以看到两种方法均能从 5 级光有效电流 6.60 A 切换到 3 级光有效电流 4.10 A。然而，RBF 神经网络 PI 控制的光级切换时间为 220 ms，明显低于常规 PI 控制的光级切换时间 440 ms，从而具备良好的动态响应性能，提高调光电源的光级切换效果。

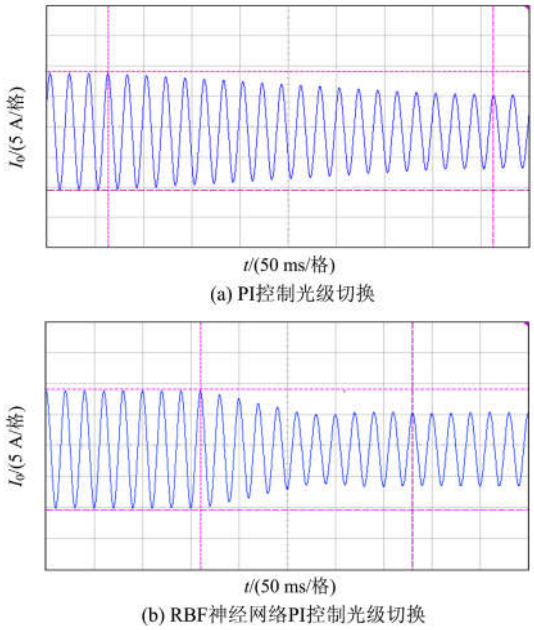
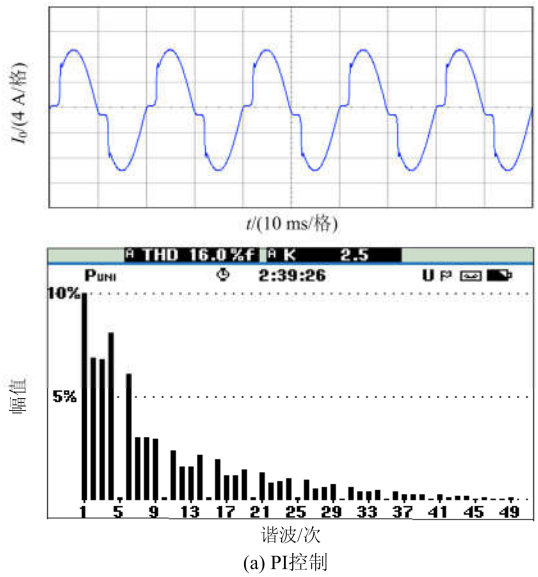
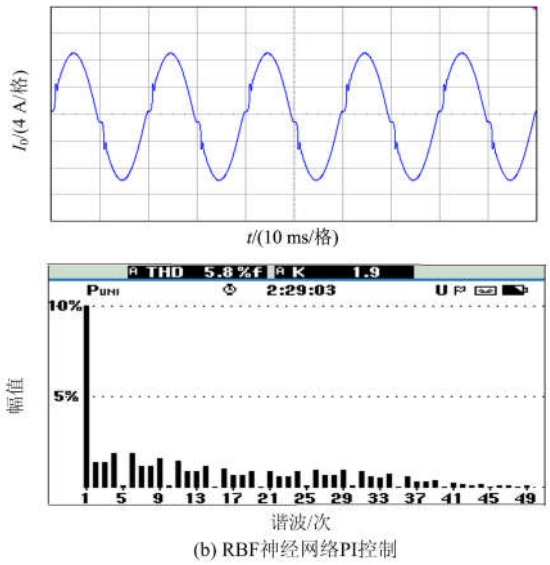


图 16 动态响应时间对比效果

Fig. 16 Comparison results of dynamic response

图 17 为 30%负荷开路情况下，RBF 神经网络 PI 控制与传统 PI 控制 5 级光输出的电流波形及谐波对比分析。从实验数据可以看出，传统 PI 控制的谐波含量 *THD*=16.0%，RBF 神经网络 PI 控制的 *THD*=5.8%，能有效抑制开路工况下的电流谐波。



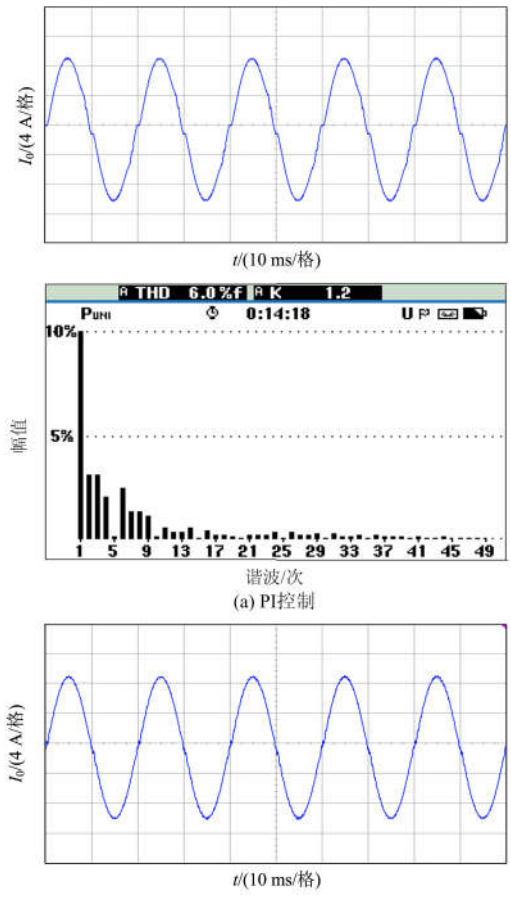


(b) RBF神经网络PI控制

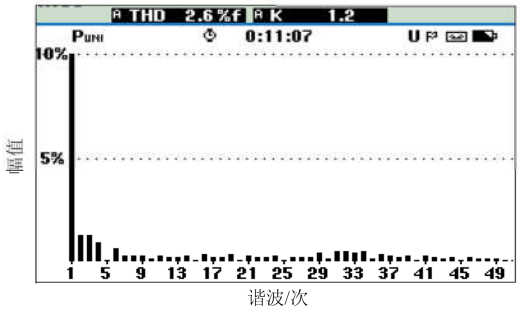
图 17 30%负载开路实验对比

Fig. 17 Comparison results under 30% open circuit load

图 18 为 30%负荷短路情况下，RBF 神经网络 PI 控制与传统 PI 控制 5 级光输出的电流波形及谐波对比分析。从实验数据可以看出，传统 PI 控制的谐波含量 *THD*=6.0%，RBF 神经网络 PI 控制的 *THD*=2.6%，谐波含量明显低于 PI 控制器。



(a) PI控制



(b) RBF神经网络PI控制

图 18 30%负载短路对比实验

Fig. 18 Comparison results under 30% short circuit load

5 结论

针对单相 T 型三电平助航调光电源进行建模，分析了影响调光电源分级调光、部分空载、部分短路等工况下动态响应能力和电流谐波含量的关键因素。研究设计了一种基于 RBF 神经网络 PI 控制策略，该方法仅需对输出随输入的变化率(Jacobian 信息)进行辨识，再结合梯度下降法以自适应负载变化整定 PI 参数。本文在助航调光电源输出电流动态响应时间和谐波特性方面，将 RBF 神经网络 PI 与传统 PI 进行详细的对比分析。仿真分析和实验结果表明，研究设计的新型控制方法具有更好的分级调光性能和谐波特性，尤其在调光电源负载开路、短路等特殊工况下，表现出优良的控制性能。

参考文献

[1] BAO C, RUAN X, WANG X, et al. Step-by-step controller design for LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1239-1253.

[2] OUANJLI N E, DEROUICH A, GHZIZAL A E. Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(3): 196-204. DOI: 10.1186/s41601-019-0131-7.

[3] QIN C, ZHANG C, CHEN A, et al. A space vector modulation scheme of quasi-Z-source three-level T-type inverter for common-mode voltage reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8340-8350.

[4] CHANG C H, LIN Y H, CHEN Y T, et al. A simplified reactive power control for single-phase grid-tied photovoltaic inverters[C] // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17-21, 2013, Long Beach, USA: 2793-2798.

[5] TRINH Q N, LEE H. An enhanced grid current compensator for grid-connected distributed generation under nonlinear loads and grid voltage distortions[J]. IEEE Transactions

on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6528-6537.

[6] 陈轶涵, 龚春英, 邓翔. 一种提高中频逆变器外特性的谐振控制器建模与带宽设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 94-102.
CHEN Yihan, GONG Chunying, DENG Xiang. Modeling and bandwidth optimization design of resonant controller for improving external characteristic of medium frequency inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(3): 94-102.

[7] 郭利辉. T型三电平逆变器无差拍电流预测和中点平衡控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 127-132.
GUO Lihui. Deadbeat predictive current and neutral voltage balancing control method parallel three-level T-type inverters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 127-132.

[8] 董润楠, 刘石, 梁庚, 等. 基于模型预测控制的微电网逆变器控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(21): 11-20.
DONG Runnan, LIU Shi, LIANG Geng, et al. Research on control method of special inverter in micro-grid based on model predictive control[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(21): 11-20.

[9] 田猛, 张波文, 周腊吾, 等. 基于 RBF 神经网络滑模变结构独立变桨控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(4): 107-114.
TIAN Meng, ZHANG Bowen, ZHOU Lawu, et al. Study of individual variable pitch control based on RBF neural networks-sliding mode control[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(4): 107-114.

[10] CHEN D, ZHANG J, QIAN Z. An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-adaptive capability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2013, 60(2): 814-823.

[11] 滕国飞, 肖国春, 张志波, 等. 采用重复控制的LCL型并网逆变器单闭环电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 13-21, 5.
TENG Guofei, XIAO Guochun, ZHANG Zhibo, et al. A single-loop current control method for LCL-filtered grid-connected inverters based on the repetitive controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 13-21, 5.

[12] SAHOO B, ROUTRAY S K, ROUT P K. Repetitive control and cascaded multilevel inverter with integrated hybrid active filter capability for wind energy conversion system[J]. Engineering Science and Technology, 2019, 22(3): 811-826.

[13] TENG G, XIAO G, ZHANG Z, et al. A single-loop current control method for LCL-filtered grid-connected inverters based on the repetitive controller[J]. Proceedings of CSEE, 2013, 33(24): 13-21.

[14] GAO Y G, JIANG F Y, SONG J C, et al. A novel dual closed-loop control scheme based on repetitive control for grid-connected inverters with an LCL filter[J]. ISA Transactions, 2018, 74: 194-208.

[15] ZANCHETTA P, SHARKH S, ABUSARA M. Adaptive repetitive control with feedforward scheme for grid-connected inverters[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(8): 1403-1410.

[16] 李闯, 黄陈蓉, 徐宏健, 等. 基于神经元 Proportional Integral 自适应控制的T型三电平逆变器中点电位平衡控制研究[J]. 电气技术, 2019, 20(4): 26-31.
LI Chuang, HUANG Chenrong, XU Hongjian, et al. Research on point potential balance control of T-type three-level inverter based on neuron proportional integral adaptive control[J]. Electrical Engineering, 2019, 20(4): 26-31.

[17] FU Xingang, LI Shuhui, HADI A, et al. Novel neural control of single-phase grid-tied multilevel inverters for better harmonics reduction[J]. Electronics, 2018, 7(7): 1-24.

[18] LONG B, HUANG L, SUN H, et al. An intelligent DC current minimization method for transformer less grid-connected photovoltaic inverters[J]. ISA Transactions, 2019, 88: 268-279.

[19] 李鑫, 孟亨, 杨桢, 等. 基于 BP 神经网络递推积分 PI-重复控制在微电网 APF 中的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(6): 132-140.
LI Xin, MENG Heng, YANG Zhen, et al. Research on recursive integral PI-repetitive control based on BP neural network in micro-grid APF[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(6): 132-140.

[20] SHUJAAT K, IMRAN N, AMMAR M M, et al. A fractional gradient descent-based RBF neural networks[J]. Circuits Systems and Signal Processing, 2018, 37(12): 5311-5332.

[21] 金鑫, 吴旭翔. 基于 RBF 神经网络的非线性野点检测方法[J]. 控制工程, 2019, 26(1): 99-104.
JIN Xin, WU Xuxiang. A nonlinear outlier detecting method based on RBF neural network[J]. Control Engineering of China, 2019, 26(1): 99-104.

[22] HOTA A, JAIN S, AGARWAL V. A modified T-structured three-level inverter configuration optimized with respect to PWM strategy used for common mode voltage elimination[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2017, 53(5): 4779-4787.

[23] Civil aviation industry standards of the People's Republic of China: MH/T 6010—2017[S].

收稿日期：2019-11-18；　修回日期：2020-04-30

作者简介：

孙　章(1986—)，男，通信作者，硕士，实验师，研究方向为分布式新能源发电、电力电子变换控制技术，交直流微电网运行控制与保护技术；E-mail: 383623076@qq.com

吴　帆(1992—)，男，硕士研究生，研究方向为电力变换控制技术；E-mail: 1035329951@qq.com

蒲　旭(1997—)，男，硕士研究生，研究方向为多端口变换器控制技术。E-mail: 3732713@qq.com

(编辑　周金梅)