DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.65 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

多路恒流输出变换器小信号建模与瞬态特性分析

张景璋(中国电源学会学生会员)，陈树君，余 悦(中国电源学会会员)，赵红雁，程 博，易榕仙
(北京工业大学材料与制造学部，北京 100124)

摘要：为了适应新的焊接工艺需求，需要设计1台单电源多路恒流输出焊接电源。设计了1种新型恒流输出变换器，能够根据不同焊接工艺需求输出2路直流电流或1路交流电流。详细分析该变换器的工作原理，在考虑负载电流变化对电路性能影响的基础上，分别建立直流和交流工作模式下的小信号模型，推导2种输出模式的输出阻抗；通过频域仿真验证小信号模型的正确性，分析变换器的负载瞬态响应速度。最后搭建实验样机，通过实验结果验证理论分析的正确性。

关键词：多输出变换器；降压电路；小信号建模；负载瞬态响应

Small-signal Modeling and Transient Characteristic Analysis of Multi-output Constant-current Converter

ZHANG Jingzhang, *Student Member*, *CPSS*, CHEN Shujun, YU Yue, *Member*, *CPSS*,
ZHAO Hongyan, CHENG Bo, YI Rongxian
(Faculty of Materials and Manufacturing, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: To meet the requirements of new welding process, it is necessary to design a single-power source multi-output constant-current welding power supply. Under this background, a novel converter with constant-current output was designed, which can output dual DC current or single AC current according to the requirements of different welding processes. The working principle for this converter was analyzed in detail, the small-signal models in DC and AC working modes were established respectively on the basis of considering the effect of load current changes on the circuit performance, and the output impedance from the two kinds of output was derived. In addition, the frequency-domain simulations verified the small-signal models, and the load transient response speed of the converter was analyzed. Finally, an experimental prototype was built, and the theoretical analysis was validated by experimental results.

Keywords: Multi-output converter; Buck circuit; small-signal modeling; load transient response

焊接是现代制造业中极为重要的1种加工方法，工业生产中常用的铝合金凭借较高的比模量、比强度及较强的抗腐蚀性能等优点，或镁合金一同被广泛应用于航空航天领域。然而，铝合金表面存在致密的氧化膜，该氧化膜的熔点比铝合金高，且导热性好、散热快，导致焊接过程中基板的热输入耗散较快，从而使焊缝出现气孔或变形等缺陷[1]。为了减少焊缝缺陷，研究者们提出采用多电极弧焊工艺焊接铝合金。

多电极弧焊工艺需依托多电极弧焊电源实现。多电极弧焊设备的主电路经过多年发展，仍然由多个独立电源组成。多电极弧焊工艺要求各电极间相互配合、协调控制，在特殊焊接工艺下，多电极输出需要同步或者存在一定的相位差，而目前的多电

收稿日期：2022-09-23；**修回日期**：2023-02-14，2023-03-17；
录用日期：2023-03-23；**网络首发日期**：2023-04-28

极弧焊电源无法满足要求[2]。因此，需要重新研制1种多电极弧焊电源主电路，并设计控制单元，使其瞬态响应特性能够满足多电极弧焊工艺的需求。

1 变换器主电路设计

本文提出了1种用于多路恒流输出的弧焊电源，如图1所示。图中：i_{g1}、i_{g2}为目标电流，由控制器输出；i_{o1}、i_{o2}为实际采样的电流；i_{error}为电流采样值与给定值之间的差值。由图1可见，整个变换器包括三相整流单元、全桥逆变单元、高频变压器、输出整流单元和多路输出单元。三相整流单元将380 V AC转换为540 V DC，经全桥逆变单元后，转换为频率为20 kHz的高频脉冲。高频变压器匝数比为14:3，经高频变压器变压后，高频脉冲的电压下降、电流上升。经输出整流单元后，电压变为50 V DC。在焊接过程中，此电压保持恒定，且不受电流输出的影响，因此在本文中不做分析。

多路输出单元是本文所设计的变换器中最重要的组成部分，如图2所示。图中：V_o为恒压输出

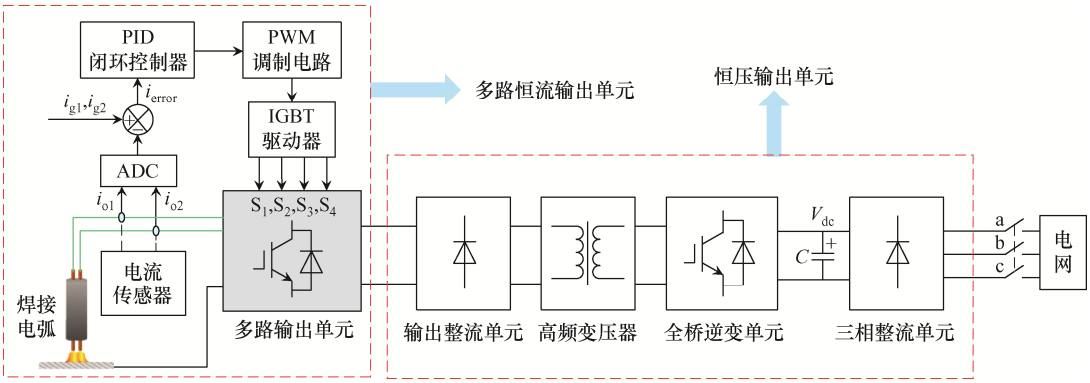


图1 多路恒流输出变换器结构

Fig. 1 Structure of multi-output constant-current converter

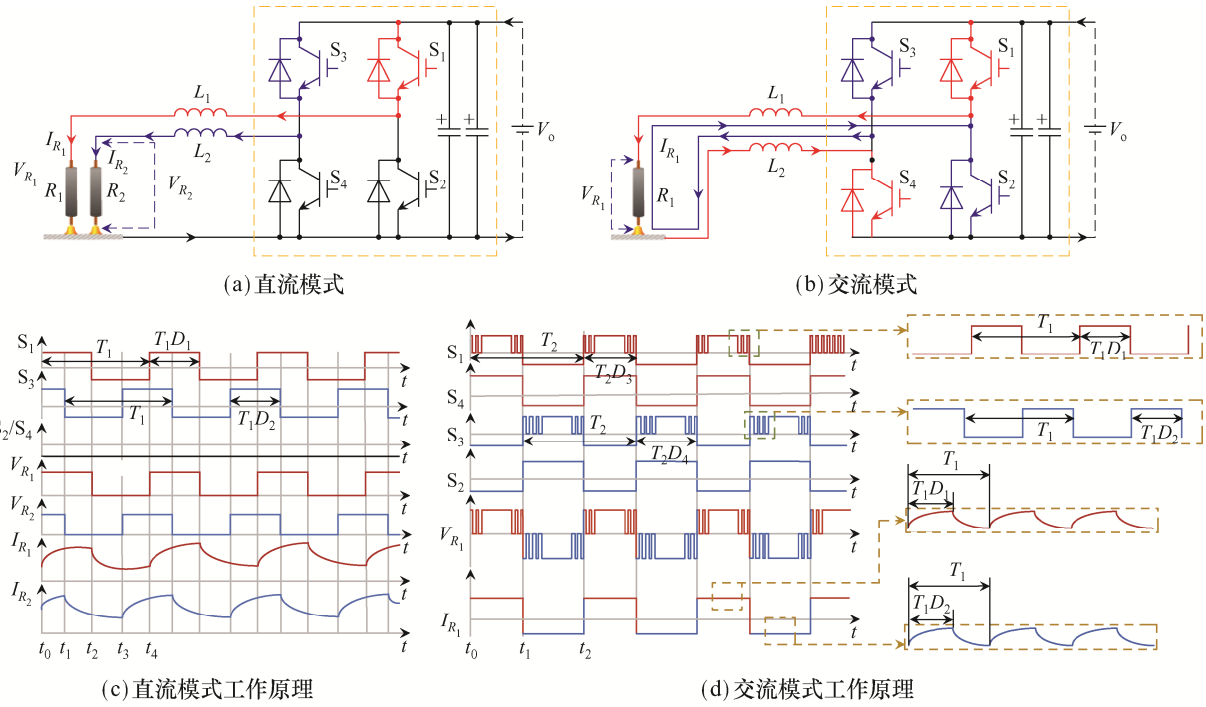


图2 变换器的不同工作模式及工作原理

Fig. 2 Different working modes of converter, and the corresponding working principles

单元所输出的恒定电压；S_1~S_4 为 IGBT 开关管；L_1、L_2 为回路中用于稳定电流的电感；I_{R_1}、I_{R_2} 和 V_{R_1}、V_{R_2} 分别为变换器输出的焊接电流和焊接电压；R_1、R_2 为焊接电弧，由于在焊接过程中，焊接电流和电压仅在微小范围内变化(基本保持不变)，因此在分析时可将电弧看作电阻负载；T_1 为 IGBT 开关管的开关周期；D_1、D_2 为控制 IGBT 的驱动波形占空比，占空比的大小根据设置电流的不同而改变；T_2 为交流焊接的周期；D_3、D_4 为交流焊接时的正向和反向电流时间所占交流焊接周期的百分比。直流模式与交流模式的接线有所不同：直流模式下，S_2、S_4 不参与功率控制，故将焊接工件与恒压输出单元的负极直接相连；交流模式下，S_2、S_4 在交流周期内控制电流的方向，故将焊接工件与其中 1 个桥臂的中点相连；2 种模式切换时，需要重新接线。由图 2 可见，根据不同的输出，此电路能够转换为全桥逆变电路以输出交流电流。图 2(a)为 2 个直流电流输出，输出电流分别由 S_1 和 S_3 控制；图 2(b)为交流模式的不同电流方向，假设电流从焊枪到工件的方向为正，则由 S_1 和 S_4 控制正半波电流，由 S_2 和 S_3 控制负半波电流。图 2(c)和(d)分别为直流模式与交流模式的 IGBT 工作时序。

焊接过程中需要电流恒定，因此在变换器中采用电感使电流保持稳定，且电感始终处于连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)。在焊接期间，输出电流和电压始终保持恒定，在分析时，把焊接电弧看作 1 个电阻，电阻阻值在一定范围内微小变化。由图 2(c)可见，在直流工作模式下，T_1= 50 μs，当 IGBT 开关管 S_1 和 S_3 导通和关断时，直流电压被斩波，电感 L_1 和 L_2 处于 CCM，此时通过电阻的电流为直流电流。

在 t_0 时刻，S_1 和 S_3 导通，电阻 R_1 上的电流从 V_{o1+} 流经 S_1、L_1、R_1 至 V_{o1-}，电阻 R_2 上的电流从 V_{o1+} 流经 S_2、L_2、R_2 至 V_{o1-}。此时，电感 L_1 和 L_2 储存能量，电流持续增加。

在 t_1 时刻，S_1 仍然导通，S_3 关断，电感 L_1 继续存储能量，R_1 上的电流继续增加。因为 S_3 断开，L_2 放电以阻止电流的突然变化，流经 R_2 的电流减小。此时，流经 R_2 的电流回路为 L_2、R_2、S_4 内部反向二极管。

在 t_2 时刻，S_1 和 S_3 关断，存储在电感 L_1 中的能量开始放电，电感 L_2 中的能量持续放电，以保持流经电阻 R_1 和 R_2 上的电流稳定、连续。此时，流经 R_1 的电流回路为 L_1、R_1、S_2 内部反向二极管。

在 t_3 时刻，S_3 导通，S_1 关断，电感 L_2 充电，流经电阻 R_2 的电流开始增加。此时，电阻 R_1 上的电流继续减小。

在 t_4 时刻，S_1 和 S_3 均导通，回到前文所述的 t_0 时刻，1 个完整的直流周期结束。

如图 2(b)所示，当变换器处于交流模式时，焊接电源可以输出正向电流和反向电流。在焊接过程中，交流焊接电流的频率一般为 40~50 Hz。因此，在交流模式下，1 个交流周期可以看作是 2 个直流模式的组合，2 个直流模式分别为正向直流模式和反向直流模式，具体工作波形如图 2(d)所示。与直流模式不同的是，在电感放电阶段，假设 S_1 与 S_4 控制的回路为正向电流、S_2 与 S_3 控制的回路为反向电流，则在正向电流时的放电回路为 L_1、R_1、L_2、S_4 与 S_2 的内部反向二极管，反向电流时的放电回路为 L_2、R_1、L_1、S_2 与 S_4 的内部反向二极管。

在 t_0 时刻，S_1 和 S_4 同时导通，电流流经 V_{o1+}、S_1、R_1、S_4 至 V_{o1-}。在交流正向操作时，S_1 以 20 kHz 的频率导通和关断，S_4 始终处于导通状态。因此，可以认为此种模式与直流模式相同，一个 IGBT 开关管用于斩波，回路中另一个开关管处于导通状态。

在 t_1 时刻，交流模式下，电流从正向变为反向，S_1 和 S_4 关断。在经历一定的死区时间后，S_2 和 S_3 导通。电流流经 V_{o1+}、S_3、R_1、S_2 至 V_{o1-}。在交流反向模式中，S_3 以 20 kHz 的频率导通和关断，S_2 始终处于导通状态。此模式可以看作反向直流模式。

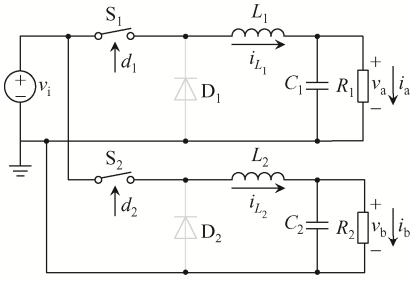
在 t_2 时刻，S_2 和 S_3 均关断，S_1 和 S_4 均导通，与 t_0 时刻相同。此时，1 个完整的交流周期结束。

2 小信号建模

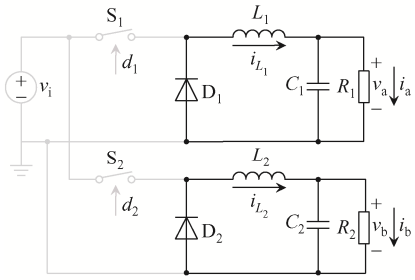
在变换器领域中，小信号建模方法较多，如状态空间平均法[3]、时间平均法[4]和描述函数法[5]。本文采用时间平均法建立多电极弧焊电源的小信号模型。由周期性开关网络的时间平均等效电路原理，可得多电极弧焊电源的小信号等效电路。

2.1 直流模式建模

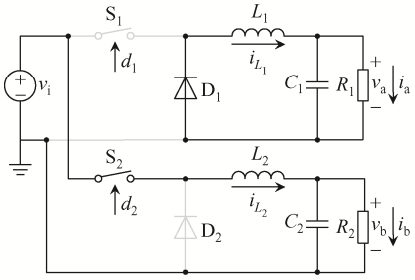
根据图 2 的变换器原理可知，当变换器输出 2 路直流电流时，可通过控制 S_1 和 S_2 驱动电压的占空比来控制电流的大小。根据 i_a 与 i_b 电流大小的不同，变换器分为 4 种状态，如图 3 所示。图中：v_i 为变换器输入电流，在等效电路中近似为电流源；d_1 和 d_2 分别为开关 S_1 和 S_2 驱动信号的占空比；i_{L_1} 和 i_{L_2} 分别为流经电感 L_1 和 L_2 的电流；C_1 和 C_2 为输出等效电容；v_a 和 v_b 为输出负载两端的等效电压；i_a 和 i_b 为流经负载的输出电流。



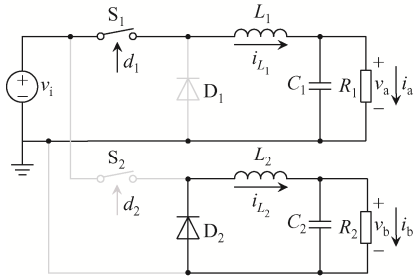
(a)i_a=i_b，S_1与S_2同时闭合



(b)i_a=i_b，S_1与S_2同时断开



(c)i_a≠i_b，S_1断开、S_2闭合



(d)i_a≠i_b，S_1闭合、S_2断开

图 3 直流模式时的开关状态

Fig. 3 Switching statuses in DC mode

令状态变量 $\boldsymbol{x}=[i_{L_1}\ v_a\ i_{L_2}\ v_b]^T$，采用状态空间平均法，可得直流模式下变换器的状态空间平均模型为

$$\dot{\bar{\boldsymbol{x}}}=\boldsymbol{A}\bar{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{B}v_i \tag{1}$$

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L_1}(1-d_1) & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_1}d_1 & -\dfrac{1}{R_1C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{L_2}(1-d_2) \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{C_2}d_2 & -\dfrac{1}{R_2C_2} \end{bmatrix} \tag{2}$$

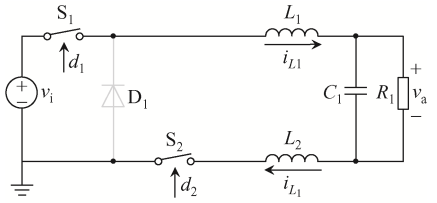
$$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_1}d_1 & 0 & \dfrac{1}{L_2}d_2 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{3}$$

2.2 交流模式建模

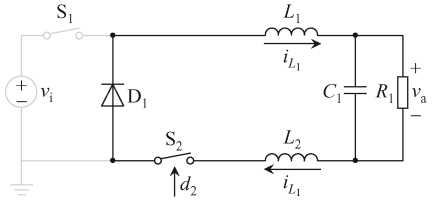
分析交流模式下的工作模式，与直流模式相似，区别在于回路中的电感数量和导通或关断的 IGBT 不同。在交流模式下，变换器可以分为 4 种状态，如图 4 所示。图中，d_3、d_4 为开关管 S_3 和 S_4 驱动信号的占空比。

令状态变量 $\boldsymbol{x}=[i_{L_{1+}}\ v_{a+}\ i_{L_{1-}}\ v_{a-}]^T$，当处于正半波状态时，$S_1$、$S_2$ 导通，二极管 D_1 关断；电感 L_1、L_2 和电容 C_1 进行充电，并给负载 R_1 供电，电感电流 i_{L_1} 以斜率 e_1 线性上升，则状态方程为

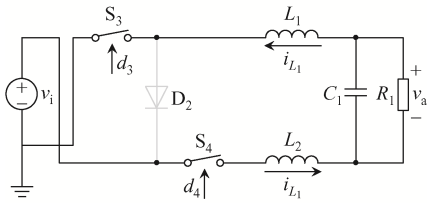
$$\begin{cases} \dot{i}_{L_1}=\dfrac{v_i-v_a}{L_1+L_2} \\ \dot{v}_a=\dfrac{i_{L_1}}{C_1}-\dfrac{v_a}{R_1C_1} \end{cases} \tag{4}$$



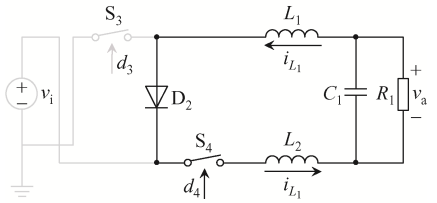
(a) 交流模式正半波的斩波状态



(b) 交流模式正半波的续流状态



(c) 交流模式负半波的斩波状态



(d) 交流模式负半波的续流状态

图 4　交流模式时的开关状态

Fig. 4 Switching statuses in AC mode

当处于负半波状态时，S_1、S_2 关断，二极管 D_1 导通；电感 L_1、L_2 向负载 R_1 和电容 C_1 放电，电感电流 i_{L_1} 以斜率 $-e_2$ 线性下降，则状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_{L_1} = -\dfrac{1}{L_1+L_2}v_{\mathrm{a}} \\ \dot{v}_{\mathrm{a}} = -\dfrac{1}{R_1C_1}v_{\mathrm{a}} \end{cases} \tag{5}$$

电感电流上升斜率 e_1 和下降斜率 e_2 分别为

$$\begin{cases} e_1 = (v_{\mathrm{i}} - v_{\mathrm{a}})/(L_1+L_2) \\ e_2 = v_{\mathrm{a}}/(L_1+L_2) \end{cases} \tag{6}$$

采用状态空间平均法，可得交流模式下变换器的状态空间平均模型为

$$\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}\bar{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{B}v_{\mathrm{i}} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L_1+L_2}(1-d_1) & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_1}d_1 & -\dfrac{1}{R_1C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{L_1+L_2}(1-d_3) \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{C_1}d_3 & -\dfrac{1}{R_1C_1} \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_1+L_2}d_1 & 0 & \dfrac{1}{L_1+L_2}d_3 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{9}$$

对式(2)、式(3)、式(8)、式(9)所示状态空间平均模型的变量施加小信号扰动，即

$$\begin{cases} i_{L_1} = I_{L_1} + \hat{i}_{L_1},\ i_{L_2} = I_{L_2} + \hat{i}_{L_2} \\ v_{\mathrm{a}} = V_{\mathrm{a}} + \hat{v}_{\mathrm{a}},\ v_{\mathrm{b}} = V_{\mathrm{b}} + \hat{v}_{\mathrm{b}} \\ d_1 = D_1 + \hat{d}_1,\ d_2 = D_2 + \hat{d}_2 \\ d_3 = D_3 + \hat{d}_3,\ d_4 = D_4 + \hat{d}_4 \end{cases} \tag{10}$$

式中：首字母大写的变量为稳态值；带“^”符号的变量为小信号扰动量。

则直流模式和交流模式的变换器小信号模型的表达式分别为

$$\begin{cases} \hat{i}_{L_1} = \dfrac{1}{sL_1}[-(1-D_1)\hat{v}_{\mathrm{a}} + (V_{\mathrm{a}}+V_{\mathrm{i}})\hat{d}_1 + D_1\hat{v}_{\mathrm{i}}] \\ \hat{v}_{\mathrm{a}} = \dfrac{1}{sC_1}(D_1\hat{i}_{L_1} + I_{L_1}\hat{d}_1 - \hat{i}_{L_1}) \\ \hat{i}_{L_2} = \dfrac{1}{sL_2}[-(1-D_2)\hat{v}_{\mathrm{b}} + (V_{\mathrm{b}}+V_{\mathrm{i}})\hat{d}_2 + D_2\hat{v}_{\mathrm{i}}] \\ \hat{v}_{\mathrm{b}} = \dfrac{1}{sC_2}(D_2\hat{i}_{L_2} + I_{L_2}\hat{d}_2 - \hat{i}_{L_2}) \end{cases} \tag{11}$$

$$\begin{cases} \hat{i}_{L+} = \dfrac{1}{s(L_1+L_2)}[-(1-D_1)\hat{v}_{\mathrm{a}+} + (V_{\mathrm{a}+}+V_{\mathrm{i}})\hat{d}_1 + D_1\hat{v}_{\mathrm{i}}] \\ \hat{v}_{\mathrm{a}+} = \dfrac{1}{sC_1}(D_1\hat{i}_{L+} + I_{L+}\hat{d}_1 - \hat{i}_{L+}) \\ \hat{i}_{L-} = \dfrac{1}{s(L_1+L_2)}[-(1-D_3)\hat{v}_{\mathrm{a}-} + (V_{\mathrm{a}-}+V_{\mathrm{i}})\hat{d}_3 + D_3\hat{v}_{\mathrm{i}}] \\ \hat{v}_{\mathrm{a}-} = \dfrac{1}{sC_1}(D_3\hat{i}_{L-} + I_{L-}\hat{d}_3 - \hat{i}_{L-}) \end{cases} \tag{12}$$

3 负载瞬态性能分析

3.1 补偿器参数设计

根据第 2 节所得出的变换器小信号框图，可得变换器功率级电路传递函数，即控制输出传递函数。直流和交流模式的传递函数分别为

$$G_{\mathrm{DC}}(s)=\frac{v_{\mathrm{i}}}{d}\cdot\frac{1}{1+sL_{\mathrm{l}}/R_{\mathrm{l}}+s^2L_{\mathrm{l}}C_{\mathrm{l}}} \tag{13}$$

$$G_{\mathrm{AC}}(s)=\frac{v_{\mathrm{i}}}{d}\cdot\frac{1}{1+s(L_{\mathrm{l}}+L_2)/R_{\mathrm{l}}+s^2(L_{\mathrm{l}}+L_2)C_{\mathrm{l}}} \tag{14}$$

式中，d 为功率开关管驱动信号的占空比。

求出等效功率级电路的传递函数后，设计得到变换器控制框图，如图 5 所示。图中：$G_i(s)$为占空比 $d(s)$和输出 $I_{\mathrm{o}}(s)$之间的传递函数；$E(s)$为 $I_{\mathrm{o}}(s)$和电流给定值 i_{g} 之间的误差传递函数；$G_{\mathrm{m}}(s)$为 PWM 产生器的传递函数；$H(s)$为采样的传递函数；$G_{vd}(s)$为控制器的传递函数；$I_{\mathrm{c}}(s)$为 PWM 调制器的输出传递函数。由于环路增益的穿越频率 f_{c} 越高，系统的动态特性越好，但同时需要考虑高频开关频率及其谐波噪声[6-8]。本文选择穿越频率 f_{c}= 5 kHz，并考虑 $G_{\mathrm{c}}(s)$为 PI 补偿器。代入变换器参数，由于输出电流最大时，变换器工作最不稳定，因此，将最大设计输出电流 300 A 作为设计补偿器的电流，此时变换器的输出电压为 22 V，负载电阻为 0.083 Ω，电感为 35 μH。当处于交流模式时，电感为 2 个电感之和，为 70 μH。IGBT 开关管的开关频率为 20 kHz，交流电流频率为 40 Hz。设计得到的 2 种模式下的传递函数分别为

$$G_{\mathrm{DC}}(s)=\frac{9.6\times(1+4.35\times10^{-3}s)}{s}\times\frac{59.62}{100+4.22\times10^{-2}s+3.5\times10^{-6}s^2} \tag{15}$$

$$G_{\mathrm{AC}}(s)=\frac{9.6\times(1+4.35\times10^{-3}s)}{s}\times\frac{29.76}{100+8.43\times10^{-2}s+7\times10^{-6}s^2} \tag{16}$$

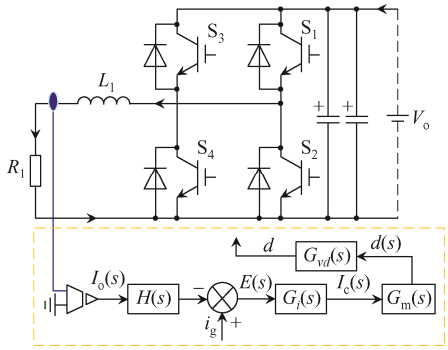


图 5 变换器控制框图

Fig. 5 Control block diagram of converter

因此，可得补偿后的环路增益伯德图如图 6 所示。由于本文所设计的变换器采用数字控制，采样频率至少为开关频率的 2.0 倍，开关频率为 20 kHz，设计采样频率为 50 kHz，达到开关频率的 2.5 倍，保证控制精度[9-11]。由于控制器的截止频率至少小于采样频率的 1/10(即小于等于 5 kHz)[12-14]，因此选择设计的补偿器使得环路增益的穿越频率为 5 kHz，并且获得了 90°的相位裕度。

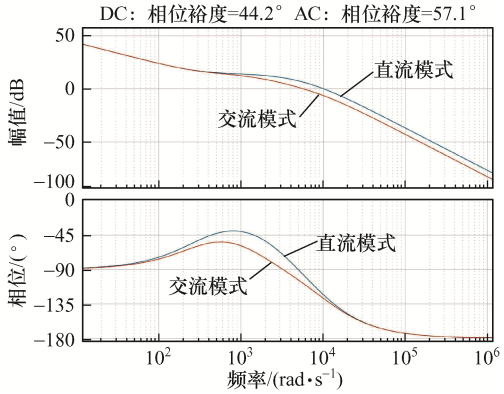


图 6 补偿后的环路增益伯德图

Fig. 6 Bode diagram of compensated loop gain

3.2 阻抗分析

输出阻抗体现的是负载变化时变换器的瞬态响应速度。在低频范围内，输出阻抗越低，负载瞬态响应速度越快[6]。基于上文推导出的小信号模型，可推导得到变换器不同工作模式的闭环输出阻抗分别为

$$Z_{\mathrm{DC,oc}}(s)=\left.\frac{\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{ref}}=0}=\frac{G_{C_{\mathrm{l}}}}{G_{L_{\mathrm{l}}}G_{C_{\mathrm{l}}}+1}\cdot\frac{Z_{\mathrm{o}}(s)}{1+G_{\mathrm{DC}}(s)} \tag{17}$$

$$Z_{\mathrm{AC,oc}}(s)=\frac{\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{i}_{\mathrm{o}}(s)}\bigg|_{\hat{v}_{\mathrm{ref}}=0}=\frac{G_{C_1}}{G_{L_1+L_2}G_{C_1}+1}\cdot\frac{Z_{\mathrm{o}}(s)}{1+G_{\mathrm{AC}}(s)} \tag{18}$$

式中：v_{o}为输出电压；i_{o}为输出电流；v_{ref}为给定参考电压；G_L为考虑滤波电感的传递函数，$G_L=\dfrac{1}{sL+R_L}$，R_L为滤波电感 L 的等效电阻；G_C为考虑等效电容阻抗的传递函数，$G_C=\dfrac{1}{sC}+R_C$，R_C为滤波电容 C 的等效电阻[7-9]；Z_{o}为电路的开环阻抗。

为了验证上述闭环输出阻抗表达式的正确性，在 SIMPLIS 仿真软件中分别搭建交流模式和直流模式变换器的仿真模型，变换器参数见表 1。为了方便起弧，需要较大的空载电压，因此恒压输出单元设置为恒定输入电压 70 V。当焊接电弧出现后，电路通过焊接电弧形成电流回路，此时恒压输出单元的电压变为 50 V，此设置也为方便斩波控制，使占空比控制范围更大。采用 SIMPLIS 仿真软件的优势在于无需建立开关变换器的平均模型，即可对变换器进行小信号分析[15-16]，且扫频仿真速度快。图 7 为变换器闭环输出阻抗的频率响应曲线。从仿真和实验结果可以看出，在低频与中频范围内，输出阻抗随输入电压的增大而减小。尤其是谐振频率处的输出阻抗峰值变化最为明显。输出阻抗峰值点的频率也随输入电压的增大而略有增大。在低频与高频范围内，输出阻抗的相角不随输入电压的变化而变化。在中频段即谐振频率附近，输出阻抗的相角随输入电压的增大而增大[17-20]。通过对比可知，

表 1　变换器参数

Tab. 1 Parameters of converter

参数	数值
输入电压/V	70
输出电压/V	12.5~22.0
输出电流/A	50~300
滤波电感/μH	35
滤波电容/μF	47
开关频率/kHz	20
采样系数	100 A/1 V

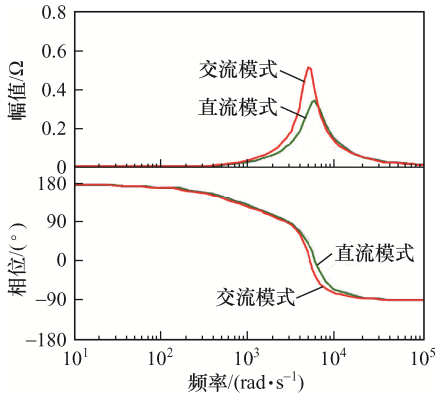


图 7　变换器的闭环输出阻抗伯德图

Fig. 7 Bode diagram of closed-loop output impedance of converter

仿真与理论计算的频率响应曲线基本一致，仿真结果验证了式(17)和式(18)的正确性，说明变换器的完整小信号模型是正确的。

4　实验验证

为了验证上述理论分析的正确性，选取与表 1 相同的电路参数，搭建实验样机并进行实验研究。实验样机如图 8 所示，设计了适用于多电极输出的人机交互界面，能够设置电流和电压。采用意法半导体 32 位微控制器 STM32F407 作为控制核心，控制多路输出单元。采用负载箱模拟电弧，负载箱阻值范围为 0.05~4.00 Ω。母线电容放置在恒压输出单元之后，用于在焊接过程中稳定电压，共采用 6 个 2 200 μF 电解电容。

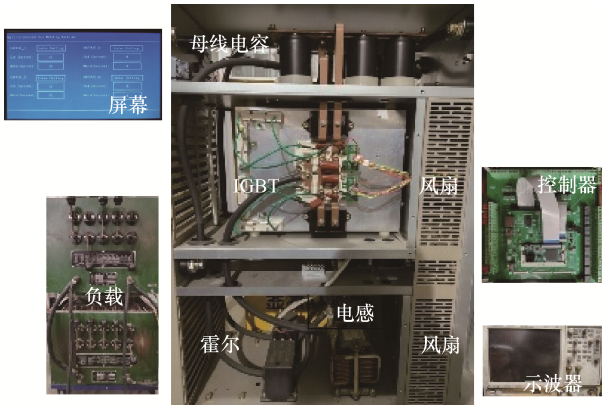
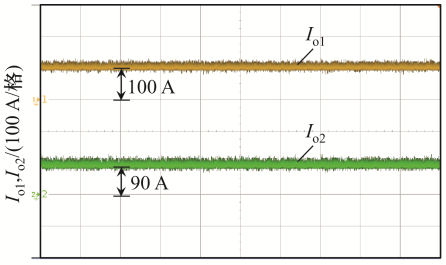


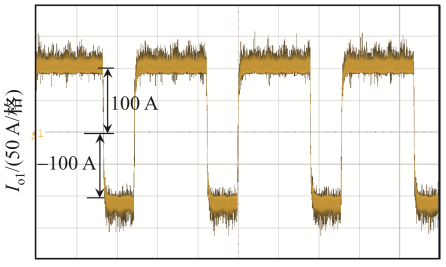
图 8　实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

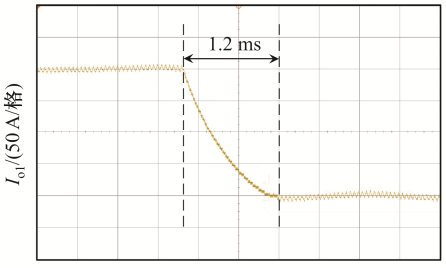
所设计样机的最大输出电流为 300 A，实验波形如图 9 所示。从图 9(a)可以看出，样机可以输出 2 路不同电流的直流电流，一路为 100 A，另一路为 90 A；从图 9(b)可以看出，样机可以输出 1 路交流电流，实验时输出电流为+100 A 和−100 A，交流频率为 40 Hz。由于交流焊接多用于铝合金的焊接，负向电流的作用是清理铝合金表面的氧化膜，使其在焊接时减少气孔等缺陷。然而，负向电流持续时间不能过长，否则会导致工件吸收热量过多，使工件焊透或热影响区过大，影响焊接质量，因此，一般将交流正、负半波的比值设置为 3:1。变换器在直流或交流模式下输出电流均比较稳定，此时电感均工作在 CCM。在交流换向时，换向时间如图 9(c)所示，为 1.2 ms，由于交流焊接的频率约为 40~50 Hz，该时间满足焊接要求。当负载变化时，变换器输出为脉冲电流波形，如图 10 所示，电流在 50 A 与 250 A 之间变动，当电流从 250 A 突变为 50 A 时，响应时间为 700 μs；当电流从 50 A 突变为 250 A 时，响应时间为 440 μs。



(a)2路直流输出波形



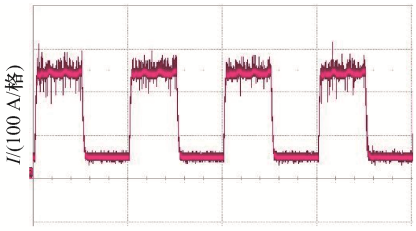
(b)1路交流输出波形



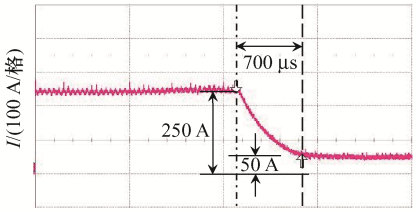
(c)交流输出时的响应波形

图 9 实际输出波形

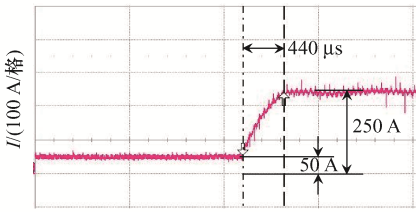
Fig. 9 Waveforms of actual output



(a)负载切换时输出电流波形



(b)大负载切换小负载的响应时间



(c)小负载切换大负载的响应时间

图 10 负载变化时输出响应波形

Fig. 10 Output response waveforms under changes in load

5 结语

本文设计了适用于多电极输出弧焊电源的电流变换器，介绍了变换器的拓扑结构，通过控制器控制不同开关管的通断，可实现 2 路直流输出或 1 路交流输出。分析了该变换器的工作原理，其工作原理简单且易于实现。分别建立了变换器直流和交流模式下的小信号模型，推导了 2 种模式下的变换器输出阻抗，并通过频域仿真验证了小信号模型的正确性。仿真结果表明，本文所设计的变换器具有较好的稳定性，瞬态响应速度满足焊接工艺的要求。基于以上分析，结合实际焊接工艺需求，设计了变换器的电气参数和闭环控制参数，搭建了 1 台

实验样机，并利用负载箱进行实际输出实验，通过实验验证了理论分析的正确性。

参考文献：

[1] Chen Shujun, Feng Lei, Li Liangyu, et al. Principle and parameter design of arc welding inverter using soft switching technique [J]. China Welding, 1998, 7(1): 63-70.

[2] 阙福恒, 王振民. 等离子-MIG 焊的研究进展[J]. 电焊机, 2013, 43(3): 28-32.
Que Fuheng, Wang Zhenmin. Research progress in the plasma-MIG welding [J]. Electric Welding Machine, 2013, 43(3): 28-32. (in Chinese)

[3] 林天仁, 李勇, 麦瑞坤. 基于LCL-S拓扑的感应电能传输系统的建模与控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(1): 104-111.
Lin Tianren, Li Yong, Mai Ruikun. Modeling and control method of inductive power transfer system based on LCL-S topology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(1): 104-111. (in Chinese)

[4] 曾绍桓, 周国华, 周述晗, 等. 电流型控制三态 Boost 变换器的小信号建模与负载瞬态特性分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1468-1477.
Zeng Shaohuan, Zhou Guohua, Zhou Shuhan, et al. Small-signal modeling and load transient characteristic analysis of current mode controlled tri-state Boost converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1468-1477. (in Chinese)

[5] 高峡, 冯全源. 一种适用于基于纹波的恒定导通时间架构 Buck 变换器片内纹波补偿方案[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 892-899.
Gao Xia, Feng Quanyuan. An on-chip ripple compensation scheme for ripple-based constant on-time architecture Buck converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 892-899. (in Chinese)

[6] 王凤岩, 许建平. V2C 控制 Buck 变换器分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 121-126.
Wang Fengyan, Xu Jianping. Modeling and analysis of V2C controlled Buck converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 121-126. (in Chinese)

[7] 陈浩杰, 李杨, 帅智康, 等. 多母线级联的海底直流供电系统阻抗建模与稳定性分析[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 151-159.
Chen Haojie, Li Yang, Shuai Zhikang, et al. Impedance modeling and stability analysis of multi-bus cascaded subsea DC power supply system [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 151-159. (in Chinese)

[8] 徐文林, 肖湘晨, 张璨辉, 等. 电力电子化电力系统电压功角动态稳定性建模分析方法[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 173-180.
Xu Wenlin, Xiao Xiangchen, Zhang Canhui, et al. Modeling and analysis method for voltage power angle dynamic stability of power electronic power system [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 173-180. (in Chinese)

[9] 连振珠, 傅恺宁, 陈为. 考虑频变特性的共模电感宽频段阻抗建模方法[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 28-36.
Lian Zhenzhu, Fu Kaining, Chen Wei. Wide-band impedance modeling method for common-mode inductor considering frequency-dependent characteristics [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 28-36. (in Chinese)

[10] 程翔鹏, 刘进军, 邵钰, 等. 峰值电流控制 Buck 变换器高频建模及结合遗传算法的控制器优化设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 217-232.
Cheng Xiangpeng, Liu Jinjun, Shao Yu, et al. High-frequency modeling for peak current-model Buck converters and optimal controller design by combining genetic algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 217-232. (in Chinese)

[11] 李少岩, 曹珂, 顾雪平, 等. 多直流馈入受端系统与直流联络线协调恢复的一体化建模与求解[J]. 电工技术学报, 2023, 38(21): 5862-5877.
Li Shaoyan, Cao Ke, Gu Xueping, et al. Integrated modeling and solution for coordinated restoration of multi-infeed receiving-end systems and HVDC tie lines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(21): 5862-5877. (in Chinese)

[12] 李子阳, 杭丽君, 郑翔, 等. 数字控制 DC-DC 变换器改进离散迭代建模和稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(7):1882-1899.
Li Ziyang, Hang Lijun, Zheng Xiang, et al. Improved sampled-data modeling method and stability analysis of digitally controlled DC-DC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(7): 1882-1899.

(in Chinese)

[13] 杨博, 葛琼璇, 赵鲁, 等. 基于输入串联输出并联的双向全桥串联谐振 DC-DC 变换器系统控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(12): 2574-2584.
Yang Bo, Ge Qiongxuan, Zhao Lu, et al. Control strategy of dual bridge series resonant DC-DC converter system based on input series output parallel connection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2574-2584. (in Chinese)

[14] 贾圣钰, 赵争鸣, 施博辰, 等. 电力电子系统电磁干扰数值建模分析[J]. 电工技术学报, 2021, 36(11): 2383- 2393.
Jia Shengyu, Zhao Zhengming, Shi Bochen, et al. Numerical modeling and analysis of electromagnetic interference in power electronics systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(11): 2383-2393. (in Chinese)

[15] 张辉, 梁誉馨, 孙凯, 等. 直流微电网中多端口隔离型 DC-DC 变换器的改进虚拟电容控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2): 292-304.
Zhang Hui, Liang Yuxin, Sun Kai, et al. Improved virtual capacitor control strategy of multi-port isolated DC-DC converter in DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 292-304. (in Chinese)

[16] 彭方成, 范学鑫, 王瑞田, 等. 大容量 DC-DC 变流器输出阻抗特性分析及应用[J]. 电工技术学报, 2021, 36(16): 3422-3432.
Peng Fangcheng, Fan Xuexin, Wang Ruitian, et al. Analysis and application of output impedance characteristics of high-capacity DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(16): 3422-3432. (in Chinese)

[17] 王建华, 张方华, 龚春英, 等. 电压控制型 Buck DC/DC 变换器输出阻抗优化设计[J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 18-23.
Wang Jianhua, Zhang Fanghua, Gong Chunying, et al. Study of output impedandce optimization for voltage mode control Buck DC/DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(8): 18-23. (in Chinese)

[18] 荣德生, 刘亚迪, 孙瑄, 等. 具有降压单元的磁集成组合 Buck 变换器的研究[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 36-45.
Rong Desheng, Liu Yadi, Sun Xuan, et al. Research on magnetic integrated combined Buck converter with Buck unit [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 36-45. (in Chinese)

[19] 孙毓璞, 徐玉珍, 金涛. 一种改进二次型高增益 Boost-Sepic 变换器[J]. 电源学报, 2022, 20(6):111-116.
Sun Yupu, Xu Yuzhen, Jin Tao. Improved quadratic high voltage gain Boost-Sepic converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(6): 111-116. (in Chinese)

[20] 吴玉哲, 程新, 杨华, 等. 宽输入范围高动态响应放电调节器的研究[J]. 电源学报, 2022, 20(5): 119-124.
Wu Yuzhe, Cheng Xin, Yang Hua, et al. Research on discharge regulator with wide input range and high dynamic response [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 119-124. (in Chinese)



张景璋

作者简介：

张景璋(1990—)，男，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：电力电子技术及焊接电源控制技术。E-mail：zjzbjut@163.com。

陈树君(1971—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子技术及机器人焊接系统。E-mail：sjchen0813@163.com。

余悦(1993—)，女，中国电源学会会员，博士，讲师。研究方向：双向有源全桥逆变器。E-mail：yuyue@bjut.edu.cn。

赵红雁(1988—)，男，博士，讲师。研究方向：电力电子技术及高频焊接热源。E-mail：zhaohy@bjut.edu.cn。

程博(1995—)，男，博士研究生。研究方向：机器人弧焊系统。E-mail：chengbomoyu@hotmail.com。

易榕仙(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：双向有源全桥及新能源并网技术。E-mail：yrxyrxup@163.com。

(责任编辑：耿越)