

钨极氩弧焊逆变电源系统 PI 控制的 Simulink 仿真整定

何建萍¹, 孙 广¹, 张春波¹, 吴毅雄^{1,2}, 焦馥杰³

(1. 上海交通大学 焊接工程研究所, 上海 200030; 2. 上海交通大学 金属基复合材料国家重点实验室, 上海 200032; 3. 上海工程技术大学, 上海 200336)

摘 要: 钨极氩弧焊(GTAW)逆变电源系统是典型的大信号非线性系统, 很难用线性化小信号的解析方法进行近似估计, 作者利用 Matlab 中具有建模、分析和仿真等多功能的 Simulink 工具包, 根据逆变电源的控制结构及 GTAW 电弧负载的特点, 建立了由 PI 调节的 GTAW 逆变电源—电弧闭环系统的模型, 在此基础上, 进行了 Simulink 仿真研究, 并进行了 PI 参数的调整。研究表明, PI 调节的比例系数对系统的 e 动态响应有较大的影响, 积分系数对消除系统的稳态误差起着较大的作用, 同时, 若这两个参数选择不当, 将会造成系统的不稳定。

关键词: 逆变电源; 动态响应; 仿真; PI 调节器; 钨极氩弧焊

中图分类号: TG434. 1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-360X(2004)05-99-05



何建萍

0 序 言

由于弧焊逆变器处于大信号工作范围, 实际控制系统中也存在非线性环节的作用; 同时, 弧焊逆变器的功率开关元件以中高频变压器及电弧为负载, 且电弧变化恶劣(在空载与短路之间变化), 因此, 对弧焊逆变电源的动态过程研究显得尤为突出^[1], 基于线性化的小信号分析对动态性能进行近似估计的时域或频域都有根本的局限性, 难于全面反映实际情况^[2]。

采用科学的模拟技术和少量的试验验证, 可以代替过去一切都要通过大量重复试验的方法, 并通过参数分析和仿真模拟解决一些目前无法在试验室里进行直接研究的复杂问题和改善系统。因此, 通过建立系统的非线性模型, 采用计算机仿真技术, 能够直接得到各种动态过程的描述, 并据此来调整参数, 从而得到令人满意的弧焊逆变电源系统的性能指标。

PID 控制器是应用最广泛的基本控制装置, 原理简单, 适应性强, 鲁棒性好。比例控制的作用是在干扰作用下受控量发生波动时, 能随时调整控制器的输出, 使受控量达到稳定的输出, 但是单纯的比例调节结果将使被控量和给定值之间产生一固定的稳

定误差, 且比例系数愈大, 这种误差愈大; 积分控制作用的特点是能够消除稳态误差; 微分控制能有效的减少过渡过程的动态偏差。因此, 对于直流 GTAW 逆变电源系统可进行 PI 控制, 而对于脉冲 GTAW 逆变电源系统适合于 PID 控制。

文中采用了国内外目前较为流行的 MATLAB Simulink 动态仿真环境, 建立了直流 GTAW 逆变电源系统大信号非线性系统模型, 以电流负反馈、PI 控制规律为基础, 进行了 PI 调节参数的分析整定。

1 系统模型结构的确定

逆变电源工作时由功率电路、控制电路和电弧负载三部分组成。其功率电路的主要部分是由功率元件、高频变压器等组成的逆变部分, 经输出整流后得到所需的电源输出电压; 滤波电感和电弧可等效为一阶惯性网络^[1, 2]; 控制电路的关键是 PWM 调节。以电流负反馈为主、GTAW 电弧为负载的闭环系统的基本结构如图 1 所示。其中, U_g 为给定的控制信号; $I_s(t)$ 为实际电弧电流; $U_f(t)$ 为电流反馈信号; $U_s(t)$ 为电源输出电压; L 为输出滤波电感; R 为电弧负载的等效电阻; s 为拉普拉斯算子。

反馈检测电路对实际输出的焊接电流进行检测, 得到电流反馈信号 U_f , 该信号与电流控制给定信号 U_g 进行比较, 其偏差经调节器运算后控制

PWM 的输出脉宽, 从而控制功率元件的导通时间, 由此构成电流负反馈, 得到具有陡降外特性的 GTAW 逆变电源。

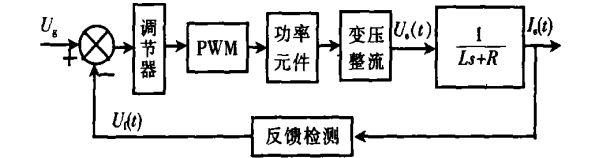


图 1 GTAW 逆变电源闭环系统结构

Fig. 1 Close-loop structure for GTAW inverter system

图 1 中的调节器采用 PI 调节, 它是一种误差调节的方法, 这种误差调节的方法能较好地削弱外界干扰的影响, 并且将误差的影响归结到误差的问题来解决, 因此具有一定的鲁棒性^[3], 同时, 积分调节能有效地消除稳态误差。PI 控制的算法如式 (1) 所示, 其传递函数为式 (2) 所示。

$$m(t)=K_p e(t)+K_i \int e(t)dt, \tag{1}$$

$$M(s)=K_p E(s)+\frac{K_i}{s}E(s), \tag{2}$$

式中: K_p 、 K_i 为比例系数和积分系数; $e(t)$ 、 $E(s)$ 为偏差信号; $m(t)$ 、 $M(s)$ 为 PI 调节器的输出; s 为拉普拉斯算子。由于是误差调节, 因此, $m(t)$ 、 $M(s)$ 是具有正负极性的量, 用于调整 PWM 的控制信号, 因此, 图 1 结构应修正为图 2 所示结构。其中, U_{kg} 是控制给定量, 可通过面板旋钮或按键设置; U_{jg} 是焊接电流检测量的比较值。偏差信号 $e(t)$ 、 $E(s)$ 可由式 (3)、(4) 计算得到。

$$e(t)=U_{jg}-U_f(t), \tag{3}$$

$$E(s)=U_{jg}-U_f(s). \tag{4}$$

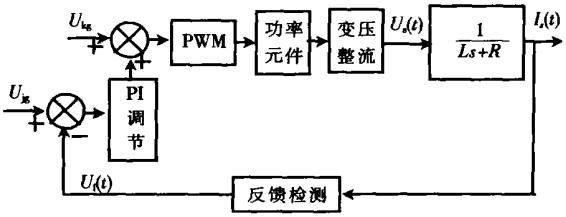


图 2 GTAW 逆变电源闭环系统修正

Fig. 2 Modified close-loop structure for GTAW inverter system

PWM 输出的是幅度一定、占空比随输入信号变化的脉冲信号, 具有一定死区, 以避免功率元件发生全导通^[4]; 功率开关输出与 PWM 信号占空比相同的脉冲信号, 并经过变压整流电路, 得到所需要的电源输出电压 U_a , 该电压是经功率元件功率放大, 并由中频变压器降压, 因此, 其幅值与 PWM 信号幅值存在比例关系 K_1 。

反馈检测部分通常由电流传感器和滤波放大电路组成。电流传感器通常为线性的比例元件 K_2 , 滤波放大电路通常为一阶网络或二阶网络。一阶滤波网络的传递函数为

$$G(s)=\frac{1}{ts+1}, \tag{5}$$

式中: t 为时间常数; s 为拉普拉斯算子。

2 GTAW 逆变电源 Simulink 仿真模型的建立

根据上节中确定的系统模型 (图 2), 在 Simulink 中建立的大信号非线性系统模型如图 3 所示。

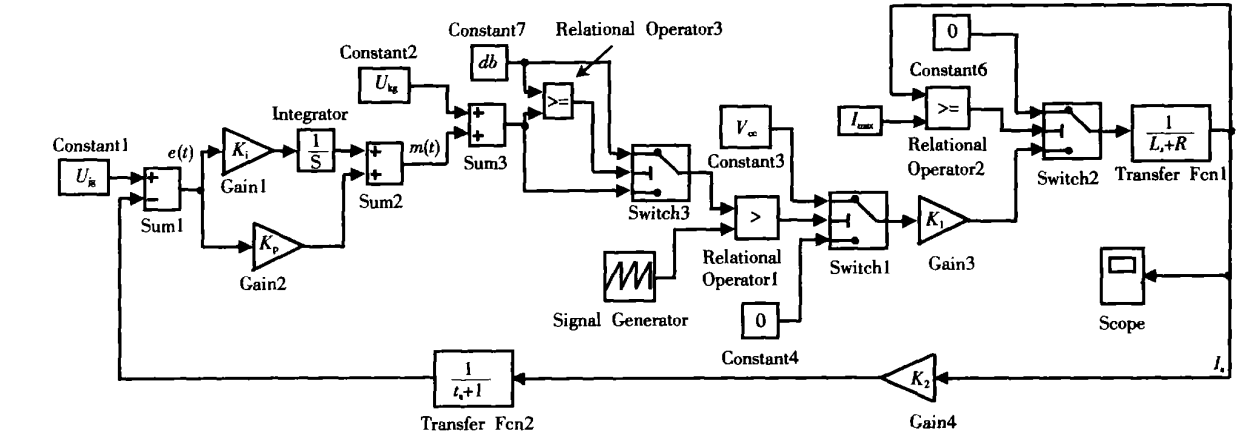


图 3 GTAW 逆变电源系统的 Simulink 仿真模型

Fig. 3 Simulation model of GTAW inverter system based on Simulink

PI 调节器由 Constant 1、Sum 1、Gain 1、Integrator、Gain 2、Sum 2 组成,其中,Constant 1 是常量模块,Sum 1、Sum 2 是两个求和模块,Gain 1、Gain 2 是两个增益模块,Integrator 为积分模块。Constant 1 中设置了电流检测比较值 U_{kg} ,在 Sum 1 中与电流检测信号 U_f 进行比较,得到偏差信号 $e(t)$ 或 $E(s)$;Gain 1 和 Integrator 构成积分调节,在 Gain 1 中设置了积分系数 K_i ;Gain 2 为比例调节,其中设置了比例系数 K_p ;积分调节和比例调节在 Sum 2 求和,得到 PWM 控制的调整信号 $m(t)$ 或 $M(s)$ 。

PWM 由 Constant 2、Sum 3、Signal Generator、Relational operator 1、Constant 3、Constant 4、Switch 1 组成,其中,Signal generator 是信号源模块,Relational operator 1 是比较模块,Switch 1 开关模块。Signal generator 中选择为锯齿波,频率为 10 kHz,下限为 0,上限为 3.3;Constant 2 中设置了电流控制信号给定值 U_{kg} ,它与 Signal generator 输出的锯齿波信号进行比较,若 U_{kg} 大于锯齿波信号,则输出为 1,否则输出为 0,由此得到幅度为 1 的脉冲信号, U_{kg} 越大,该脉冲信号的占空比越大;Relational operator 1 输出的 0、1 信号作为 Switch 1 的切换依据,当 Relational operator 1 输出分别为 0、1 时,Switch 1 分别切换到 Constant 4、Constant 3 输出;Constant 4 中设置了 PWM 器件的接地信号参数 0,Constant 3 中设置了 PWM 器件的工作电源信号参数 V_{cc} ,由此得到幅度为 V_{cc} 、与 Relational operator 1 输出同步的 PWM 信号。

功率输出部分由 Gain 3、Relational operator 2、Constant 6、Constant 5、Switch 2 组成。Constant 5 中设置了最大保护电流值 I_{max} ,它与输出电流 I_s 在 Relational operator 2 进行比较,若 I_s 大于等于 I_{max} ,则输出为 1,若 I_s 小于 I_{max} ,则输出为 0;Gain 3 中设置了功率放大系数 K_1 ,将 PWM 信号进行功率放大;Constant 6 中设置了 PWM 封锁信号 0;当 Relational operator 2 输出 1 ($I_s \geq I_{max}$) 时,Switch 2 切换到Con-

stant 6,输出 PWM 封锁信号 0,当 Relational operator 2 输出 0 ($I_s < I_{max}$) 时,Switch 2 切换到 Gain 3,输出电源输出电压;另外,电弧回路的滤波电感 L 和电弧等效电阻 R 组成一阶惯性系统,由传递函数模块 Transfer fcn 1 组成得到焊接电流 I_s ;增益模块 Gain 4 中设置了霍尔电流传感器的传递参数 K_2 ,一阶滤波网络由传递函数模块 Transfer fcn 2 组成,得到电流检测信号 $U_f(t)$ 。

模块 Relational operator 3、Constant 7、Switch 3 组成 PWM 死区控制,在 Constant 7 中设定了死区限定值 db ,该值必须小于信号发生器 Signal generator 中的上限值 3.3 才能产生一定的死区,研究中 db 设为 3,根据 PWM 信号 10 kHz 频率计算,死区近似为 10 μs (周期为 100 μs)。

3 Simulink 仿真分析及 PI 调节参数整定

3.1 PWM 控制仿真

对图 3 所建立的 GTAW 逆变电源系统的 Simulink 模型进行仿真,研究中设置的系统仿真时间为 0.35 ms;并对仿真求解器选项(Solver options)设置为:求解器类型(Type)为 Variable—step (变步长连续求解器),仿真步长(Max step size)为 0.01 ms。用 Scope 模块监视输出电流 I_s 的波形。

系统参数设置为滤波电感设为 500 μH ,电弧等效电阻 R 设为 0.05 Ω ,一阶滤波网络的时间常数 t 设为 0.1 ms,功率放大系数 K_1 设为 10,霍尔电流传感器的传递参数 K_2 设为 0.01。

以 $K_i=0.2$ 、 $K_p=0.8$ 为条件,不同的控制给定量 U_{kg} 仿真得到的不同输出电流 I_s 如表 1 所示。由此得到的 U_{kg} 与 I_s 的关系曲线如图 4 所示,控制信号 U_{kg} 与焊接输出电流 I_s 具有一定的线性关系。

表 1 不同的控制给定量 U_{kg} 系统仿真输出电流值 I_s
Table 1 Simulating current value I_s at different U_{kg}

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U_{kg}/V	2.75	2.50	2.40	2.25	2.00	1.75	1.50	1.25	1.15
I_s/A	177.7	153.7	144.0	129.7	105.5	81.6	57.6	33.6	24.0

3.2 PI 调节参数 K_p 、 K_i 的整定

PI 调节参数 K_p 、 K_i 对系统的稳定性、系统的动态响应、系统的稳态误差等性能有直接的影响,文中根据系统的性能对 PI 调节的参数 K_i 、 K_p 值进行了

整定,已达到较好的系统性能。

3.2.1 U_{kg} 为 2 V, U_{jg} 为 1.056 V, K_i 为 0 的条件下, K_p 的整定

在没有积分调节的情况下,先整定比例系数

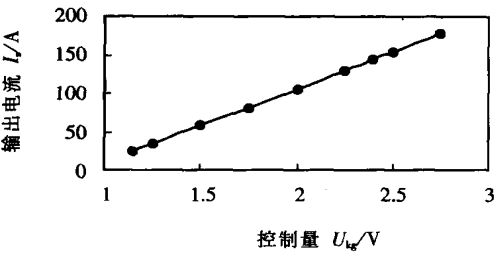


图 4 控制给定量 U_{kg} 与输出电流 I_s 的关系曲线
Fig. 4 Relation curve of control value U_{kg} and output current value I_s

K_p 。图 5 所示是该参数的整定过程, 当 K_p 由小到大取不同参数时得到不同的仿真波形。其中图 5a、b、c、d 中 K_p 值分别取 0.1、0.8、2.5、10, I_s 稳态输出分别为 105.4 A、105.5 A、105.5 A、105.5 A, 系统输出分别存在 0.2 A、0.1 A、0.1 A、0.1 A 的稳态误差。由此可见, 随着 K_p 的上升, 系统的稳态输出误差逐步减小, 但在 $K_p \geq 0.8$ 后, 稳态输出误差不再继续减小, 显然, 在没有积分调节作用的情况下, 最终无法消除稳态误差; 由图 5 中进一步看出, 随着 K_p 的上升, 系统响应速度逐渐加快, 但在 K_p 为 10 时系统开始出现超调, 如图 5d 所示。由此 K_p 最终整定为 2.5。

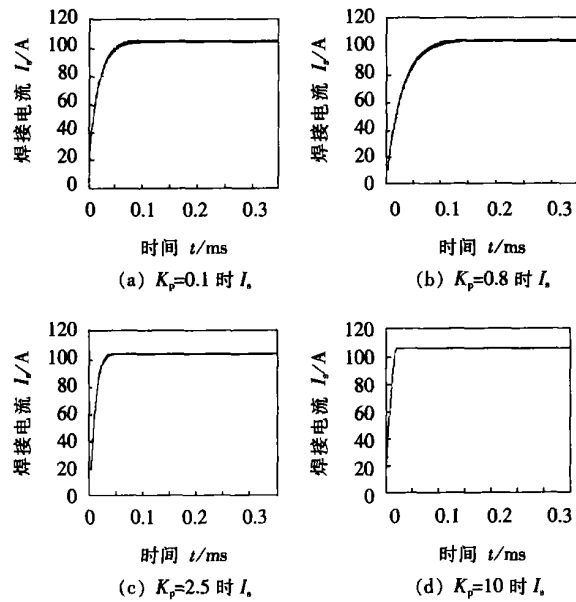


图 5 比例系数 K_p 对系统性能的影响
Fig. 5 Influence of ratio coefficient K_p on system features

3.2.2 U_{kg} 为 2 V, U_{ig} 为 1.056 V, K_p 为 2.5 的条件下, K_i 的整定
在比例系数 K_p 确定的基础上, 对积分系数 K_i

的整定过程如图 6 所示。

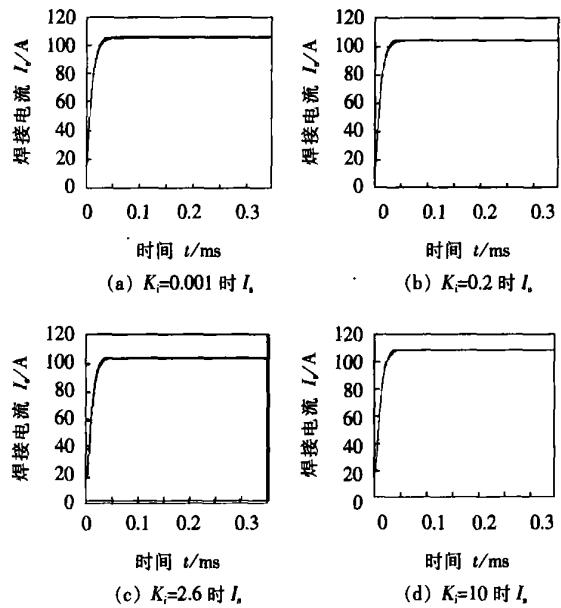


图 6 积分系数 K_i 对系统性能的影响
Fig. 6 Influence of integral coefficient K_i on system features

图 6a、b、c、d 中 K_i 值分别取 0.001、0.2、2.6、10, I_s 稳态输出分别为 105.5 A、105.6 A、105.7 A、105.8 A, 系统输出分别存在 0.1 A、0 A、-0.1 A、-0.2 A 的稳态误差。由此可见, 随着 K_i 的上升, 系统输出的稳态误差逐渐减小, 在 K_i 取 0.2 时, 系统输出的稳态误差减小为 0, 随着 K_i 的继续上升, 系统输出的稳态误差又逐步增加, 并在 K_i 为 10 时系统稳定性变差; 由图 6 中进一步看出, K_i 的变化对系统的响应速度没有影响。由此 K_i 最终整定为 0.2。

4 讨 论

输出滤波电感 L 的确定需综合考虑逆变频率 f (10 kHz) 和电源输出负载响应速度两个因素。仿真中电源输出负载是一个一阶惯性系统如式 (6) 所示, 时间常数为 L/R , 截止频率 f_{cut} 如式 (7) 所示, 要得到较小的电感滤波的电流纹波系数, 截止频率 f_{cut} 要远小于逆变频率 10 kHz, 在负载一定的情况下, 要减小截止频率 f_{cut} , 需加大滤波电感 L , 但这样一来影响了电源输出负载响应速度, 降低了整个电源系统的动态响应速度。实际当中, 电源输出的负载还包括电源的内阻 R_i , 因此, 式 (6)、(7) 需修正为式

(8)、(9), 该一阶惯性系统的实际截止频率要大, 实际动态响应速度也要快。若考虑 $R+R_i$ 为 $0.5\sim1\ \Omega$, L 为 $500\ \mu\text{H}$, 则负载惯性系统的截止频率在 $0.16\sim0.32\ \text{kHz}$ 之间; 若进一步减小 L 为 $100\ \mu\text{H}$, 以改善系统的动态响应, 此时负载惯性系统的截止频率在 $0.8\sim1.6\ \text{kHz}$ 。若提高逆变频率, 在适当考虑电流纹波系数后, 滤波电感 L 可进一步减小。

$$G_1(s)=\frac{1}{L_sR}\quad (6)$$

$$f_{\text{cut}}=\frac{R}{2\pi L}\quad (7)$$

$$G_1(s)=\frac{1}{L_sR+R_i}\quad (8)$$

$$f_{\text{cut}}=\frac{R+R_i}{2\pi L}\quad (9)$$

仿真研究分析表明, PI 调节的比例系数 K_p 越大, 整个系统的响应速度越快, 但 K_p 过大时, 系统将出现超调等不稳定现象; 同时, 单纯的比例调节无法最终消除整个系统的稳态误差; 而 PI 调节的积分系数 K_i 的适当取值可较好地消除系统的稳态误差。因此, PI 调节参数的仿真整定, 验证了 PI 调节的规律。在参数整定过程中根据控制给定量 U_{kg} 的等分取值对 K_p 和 K_i 进行了整定, 研究发现, 要达到最佳 PI 调节, 不同的焊接电流输出, 有不同的 K_p 和 K_i 与之对应, 这主要是非线性所致, 但一定的区间范围内 K_p 和 K_i 的变化不大, 因此, 在实际中, 应分区段整定不同的 K_p 和 K_i 。限于篇幅, 只对 U_{kg} 为 $2\ \text{V}$ 的 K_p 、 K_i 进行了参数整定。

所建立的模型、仿真和参数整定的结果对实际有较大的实用价值和理论意义。实际中, 还需进一步考虑电源内阻 R_i 对系统动态响应的影响、电感 L 根据逆变频率及系统动态响应的适当取值及弧长波动因素的考虑。

5 结 论

(1) 用 Matlab 的 Simulink 仿真工具初步建立了 PI 控制的直流 GTAW 逆变电源系统的非线性闭环模型, 该模型能够较好地描述电源系统的瞬态响应输出, 并可通过对系统动态性能的要求, 很方便地进行系统中各器件参数的调整。

(2) 对控制给定量 U_{kg} 为 $2\ \text{V}$ 的 PI 调节进行了参数整定。研究表明, 系统在不同的工作区间有各自相应的最佳 PI 调节的 K_p 和 K_i 组合。

参考文献:

[1] 朱锦洪, 史耀武, 雷勇平, 等. 弧焊逆变器控制系统的非线性模型仿真研究[J]. 西安交通大学学报, 2001, 35(1): 71—74.

[2] Pi Youguo, Liang Guangyang, Huang Shisheng. Frequency domain mathematical model of arc welding converter [J]. Transaction of the China Welding Institution, 1999, 20(1): 68—74.

皮佑国, 梁广洋, 黄石生. 弧焊逆变器的频域数学模型[J]. 焊接学报, 1999, 20(1): 68—74.

[3] 彭楚武, 钟庆昌, 贾 青, 等. 自镇定 PID 控制器[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 1999, 26(5): 56—71.

[4] Gai Zhiwu, Li Dongsheng, Ma Yan, et al. Simulation study of shielded metal arc welding inverter using simulink software [J]. Transaction of the China Welding Institution, 2002, 23(5): 31—34.

盖志武, 李东升, 马 岩, 等. 逆变式焊条电弧焊电源的 Simulink 仿真[J]. 焊接学报, 2002, 23(5): 31—34.

作者简介: 何建萍, 女, 1964 年 3 月出生, 副教授, 博士研究生。主要研究方向为数字化焊接电源、自动控制系统、信息处理和通信。主要研究成果有数字化逆变电源、基于 DSP 和 MCU 通信的全数字化焊接电源等, 发表论文 16 篇。

Email: janejphe@etang.com