

2.45 GHz 工业微波电源控制系统设计

胡 波¹, 邓晓娟¹, 饶益花², 董招辉¹, 陈文光^{1*}

(1.南华大学 电气工程学院,湖南 衡阳 421001;2.南华大学 数理学院,湖南 衡阳 421001)

摘 要:2.45 GHz 微波磁控管在工业与家用中被广泛使用.用半桥 LLC 谐振变换器作为主电路,以 STM8 嵌入式系统为核心设计了电源的数字化控制系统,并通过改变主电路开关管的开关频率与占空比实现有源功率因数校正(APFC)以及输出功率调节.电源的输出为恒功率控制,同时加入了对过温、过压、过流的诊断与调节控制算法.实验结果表明,该电源可安全可靠的工作在软开关状态;并以额定功率为 1.2 kW 的不同型号磁控管验证了电源的负载自适应能力;输出功率可在 500 W~1 200 W 之间变化,步进值为 20 W;在额定工作状态下输入功率因数可达到 0.98,电源的效率高于 95%,该电源成本较低,且可实现多单元总线控制.

关键词:2.45 GHz 磁控管;高压电源;嵌入式系统;变频控制;功率因数

中图分类号:TL503.5;U463.63;TM832 **文献标志码:**A

The Development of 2.45 GHz Magnetron HV Power Supply

HU Bo¹, DENG Xiao-xu¹, RAO Yi-hua², DONG Zhao-hui¹, CHEN Wen-guang^{1*}

(1.School of Electrical Engineering, University of South China, Hengyang, Hunan 421001, China;

2.School of Mathematics and Physics, University of south China, Hengyang, Hunan 421001, China)

Abstract:2.45 GHz microwave magnetron is widely used in industry. A half-bridge LLC resonant converter is used as the main circuit of the power supply system, which is designed by using STM8 single-chip microcomputer. In order to enhance the power factor and reduce the input current ripple, both switch frequency and duty ratio of the MOSFET are changed. Output is regulated by constant power controller. It includes over temperature, over voltage, and over current protection. The power supply can be operated in soft switch state and it has good adaptability to different kinds of 1.2 kW magnetrons. The output power can be changed from 500 W to 1 200 W, the step of 20 W. The experimental results show that the input power factor is higher than 0.98 at full load and the efficiency of converter is

收稿日期:2017-02-18

基金项目:国家核能开发科研项目(H6600003)

作者简介:胡 波(1991-),男,硕士研究生.主要从事于电力电子技术方面的研究.E-mail:740803529@qq.com. * 通信作者
陈文光,E-mail:chenwg@usc.edu.cn

more than 95%. Single or dual LLC resonant converter operation can be selected automatically by different loads.

key words: 2.45 GHz magnetron; high-voltage power supply; embedded system; variable frequency control; PFC

0 引 言

2.45 GHz 微波磁控管在工业与民用中被广泛使用,其输入功率因数、效率以及智能化程度已经被越来越重视^[1-3].传统的 2.45 GHz 磁控管微波驱动电源采用变压器升压倍压整流供电,体积较大,控制虽较为简单,不能进行连续功率调节,同时缺少必要的电源保护措施,且输入功率因数较低不能实现较高的能效比.采用先进的软开关电源对 2.45 GHz 微波磁控管进行供电,可明显减小电源的体积、实现功率连续可调、确保较高的输入功率因数、并有利于提高效率 and 智能化程序,同时该电源的成本非常低,有利于在工业应用中进行推广.

为了追求更高的功率密度和更小变换体积,变换器的开关频率变得越来越高,开关损耗已经成为高功率密度变换器发展的瓶颈之一,LLC 谐振 DC-DC 变换器具有自然软开关特性,能同时实现高功率密度和高变换效率^[2-5],同时 LLC 谐振 AC-DC 谐振变换器具有的功率因数校正的功能^[5],其结构简单,所用元器件较少,用其作为 2.45 GHz 磁控管驱动电源,具有良好的适应能力和较高的经济效益^[6-10].

以 LLC 谐振变换器作为主电路,并结合以谐振软开关电源技术,提出了一种以 STM 嵌入式系统为主控芯片的新型驱动电源控制算法,实现输入功率因数校正、恒功率控制、负载环境自适应、功率连续可调及通讯等功能.

1 微波电源参数及主电路

磁控管的灯丝电压为 3.3 V、电流 10 A,负极性接入.工业使用中对微波电源的要求为:1) 输出功率连续可调;2) 额定功率下,输入功率因数不低于 0.95;3) 额定功率下,效率高于 95%;4) 能够适应不同磁控管之间由于退磁以及老化而产生的差异.

如图 1 所示为微波电源主电路. L_1 和 C_1 分别为工频整流后的滤波电感和电容,为提高电源的寿命及降低成本, C_1 采用低容值 CBB 电容,不使

用电解电容; Q_1 和 Q_2 为带有反并联二极管的场效应管,二者通过互补且带有死区的 PWM 信号进行控制,且最大占空比小于 0.5; L_r 和 L_m 分别为谐振电感和励磁电感, C_4 和 C_5 为谐振电容; D_1 , D_2 , C_2 和 C_3 构成倍压电路,为磁控管的阳阴极间提供恒定的高压. N_3 绕组提供一个有效值约为 3.3 V 的交流电压给磁控管的灯丝.

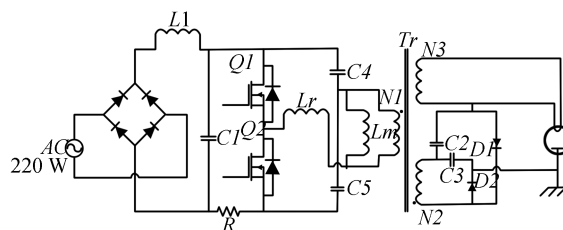


图 1 LLC 谐振式微波驱动电源简化的主电路

Fig.1 Simplified main circuit of LLC resonant converter for magnetron

2 控制系统设计方法

2.1 控制系统组成

2.45 GHz 微波电源控制系统如图 2 所示.控制系统硬件电路由 STM8 单片机及其外围电路、电压与电流采集电路、驱动电路、温度检测电路以及硬件故障检测电路组成.PWM 模块产生 LLC 谐振变换器所需的两路频率变化、相位差 180° 且占空比小于 0.5 带有死区的 PWM 驱动信号.

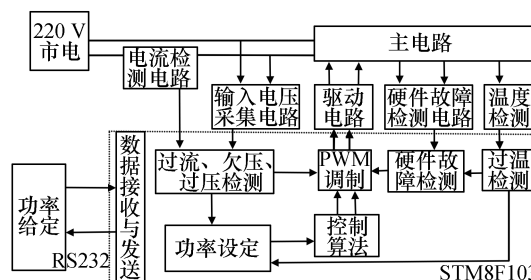


图 2 电源控制电路框图

Fig.2 The block diagram of the control circuit

如图 3 所示,在工业应用中,经常会出现多个磁控管协同工作的情况,此时需要多驱动电源协

同工作,使用 RS232 通讯总线,波特率为 19 200,通讯协议为 Modbus,只需一块通讯控制板就可实现最多 128 个驱动电源单元的控制,即能通过多个驱动电源之间的功率协调工作,调整整机功率,又能通过广播信号实现整个微波驱动电源系统的快速保护。

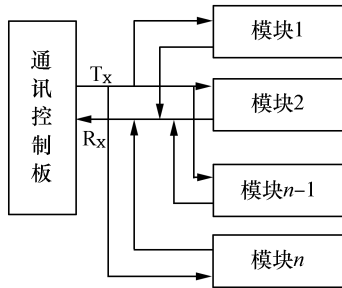


图3 多个微波电源通讯控制图

Fig.3 Communication control for multi magnetrons

通讯控制板将当前设定的功率参数通过总线发送给各单元模块 STM8 主控芯片,STM8 根据功率设定参数、输入的电压值、以及整个电源系统的工作温度来确定最终的输出功率。设 P_{out} 为输出功率; P_{in} 为设定功率; T 为采集到的驱动电源内部温度, T_0 为常温,处于对驱动电源的保护,温度每升高 1°C ,输出功率 P_{out} 减小 $k_0\text{W}$,以降低电源主电路的功耗,以减少电源系统的发热,阻止温度进一步上升。假设 U 为电网当前输入交流电压峰值。当 U 小于 U_p 时,每降低 1V ,输出功率降低 $k_1\text{W}$,以防止输入电流过大,因而确定功率按公式(1)输出。

$$P_{out} = P_{in} - (T - T_0) \times k_0 - (U_p - U) \times k_1 \quad (1)$$

2.2 变频变占空比控制的实现

经过对主电路进行建模分析,得出如下传递函数:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{\sqrt{n \left(\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n} \right)^2 + Q^2 \left(\frac{f_n}{f_s} \right)^2 \right)}} \quad (2)$$

其中 U_{out} 为电源的输出电压; U_{in} 为整流之后的输入直流电压; $\lambda = \frac{L_r}{L_m}$,为谐振电感与变压器漏感之比; n

为变压器原级与次级之间的匝比; $Q = \frac{Z_o P_{out}}{n^2 V_{out}^2}$,为谐振变换器的品质因数, Z_o 为输出阻抗; f_s 为开关频

率, $f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r+L_m)C_r}}$ 称为第一谐振频率, $f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 称为第二谐振频率; f_n 为开关频率与第一

谐振频率之比, $f_n = \frac{f_s}{f_{r1}}$ 。由于 f_s 大于 f_{r1} 为开关管实现 ZVS 开通的必要条件,根据 U_{in} 、 λ 、 n 等参数,绘制出主电路的增益曲线如图 4 所示。

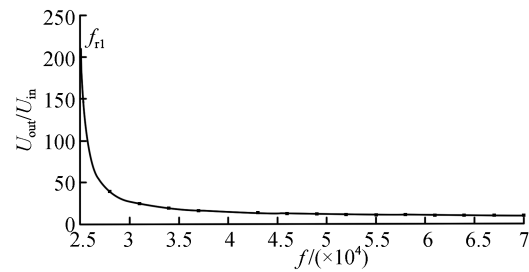


图4 主电路电压增益曲线图

Fig.4 Voltage gain graph of the main circuit

由图 4 可知,在设定的工作频率范围内,电源的直流增益随着开关频率的升高而减小,为使 U_{out} 尽量保持恒定,因而根据电压增益曲线图,不同的输入电压用不同的放大倍数。当输入电压较低时,开关管的开关频率较低,当输入电压较高时,开关管的频率相对较高,以保持输出电压基本稳定不变。

为了满足对输入功率因数的要求,期望主电路的输入电压 U_{in} 与电流 I_{in} 波形如图 5 所示,同时由于电源的输出高压电容较小,因而当输入电压较低时,不能够保证输出电压维持稳定,此时输出阳极负高压要低于磁控管激发微波的阈值电压,因而这段时间内,磁控管没有阳极电流流过,此时也没有微波输出,其波形图如图 6 所示。磁控管在整个工作过程中处于间歇性工作状态,这种模式的工作方式有利于延长磁控管的工作寿命,同时为了防止输出的阳极电流瞬时值过大,每个周期内的微波输出时间 t 应尽可能的延长。

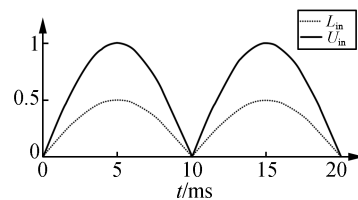


图5 期望输入电压与输入电流波形图

Fig.5 Desired waveforms of the input voltage and current

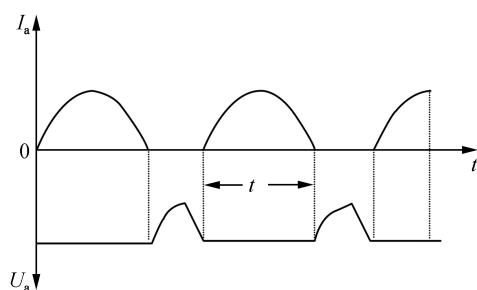


图 6 阳极高压与阳极电流波形图

Fig.6 The waveforms of the anode voltage and current

根据公式(2),当获得输入电压的瞬时值,以及磁控管的阈值电压,可以计算出此时开关管的开关频率 f_1 .工程设计上每个正弦半波周期取 120 个控制点,既能保证快速控制的目的,又能给通信故障处理留出相应的 CPU 资源,此时输入电压的有效值 U 可以通过式(3)求得:

$$U = \sqrt{\frac{U_{t1}^2 + U_{t2}^2 + \dots + U_{t120}^2}{120}} \quad (3)$$

由于电源的效率非常高,假定输入功率等于输出功率,此时输入电流的有效值可通过式(4)求得:

$$I = \frac{P_{out}}{U} \quad (4)$$

同时负载等效阻抗 R ,可通过式(5)求得:

$$R = \frac{U}{I} \quad (5)$$

为了保证输入电流波形形状尽可能的跟输入电压波形形状相同,在程序设计时,加入了 PI 负反馈控制,其算法如下:

$$f_s = f_1 + K_p(I_{in} - \frac{U}{R}) + K_i \int (I_{in} - \frac{U}{R}) \quad (6)$$

式中 f_s 为场效应管的开关频率, K_p 为比例调节系数, K_i 为积分调节系数.

根据上面公式进行实验验证,得到的阳极电压、电流波形如图 7 中所示.从图中可以看出半工频周期内,微波输出时间为 8 ms,此时微波输出时间基本上达到了预期参数值,但由于 PI 控制不能完全对正弦波进行跟踪,阳极电流的最大值超过了 1 A,且在微波输出过程中阳极负高压存在较大的毛刺现象,不利于延长磁控管的寿命以及微波电源的稳定.

针对以上情况,可以看出式(2)只是理想情况下的传递函数,该传递函数并没有考虑倍压整

流二极管以及电容、电路的杂散参数以及磁控管的工作特性进行具体的分析,因而在实际运用中会有较大的误差,从阳极电压、电流的形状可以判断出式(6)使得该跟踪算法处于收敛过程中,所以可以采取迭代法来达到更加好的控制效果.

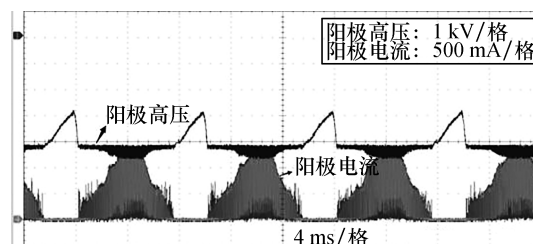


图 7 PI 控制下的阳极高压与电流波形图

Fig.7 The waveforms of the anode voltage and current controlled by PI

方法如下:STM8 中有一个 10 位的 A/D 转换单元,通过输入电压采集电路,0~400 V 的输入电压值可以转换为 0~1 023 的 A/D 采样值,对于每一个 A/D 采样值,事先通过离线计算出预期频率 f_1 ,将其存放到硬件存储空间中,实际控制过程中,通过输入电压 A/D 采样值到相应的存储空间中取出 f_1 ,然后通过式(6)计算出此时开关管的实际输出开关频率 f_s ,当此时的误差电流大于时,用 f_s 替换 f_1 ,该方法称之为迭代法,误差电流 I_e 的计算方法可通过式(7)求得.

$$I_e = I - \frac{U}{R} \quad (7)$$

由图 3 可知,开关频率与电压增益呈非线性关系,当输入电压从低到高变化时,单纯的调节开关管的频率,不能够实现快速稳定输出电压的目的,此时控制过程中需要加入占空比控制.为了方便 STM8 的控制,使用如图 8 所示的基本关系图.

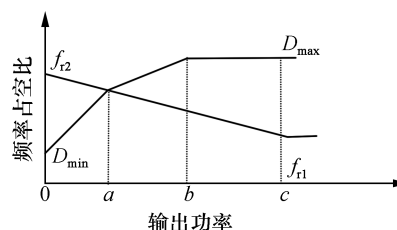


图 8 开关频率与占空比关系

Fig.8 Relationship between switching frequency and its duty

图8中a、b两个点的选取可以根据图3中曲线的拐点进行选择,这里选择a点的频率为35 kHz,b点的频率为50 kHz;最小占空比 $D_{\min}$ 为

5%,最大占空比48%,STM8的环路计算频率为12 kHz,根据前文中的算法,优化设计的程序基本流程图如图9所示。

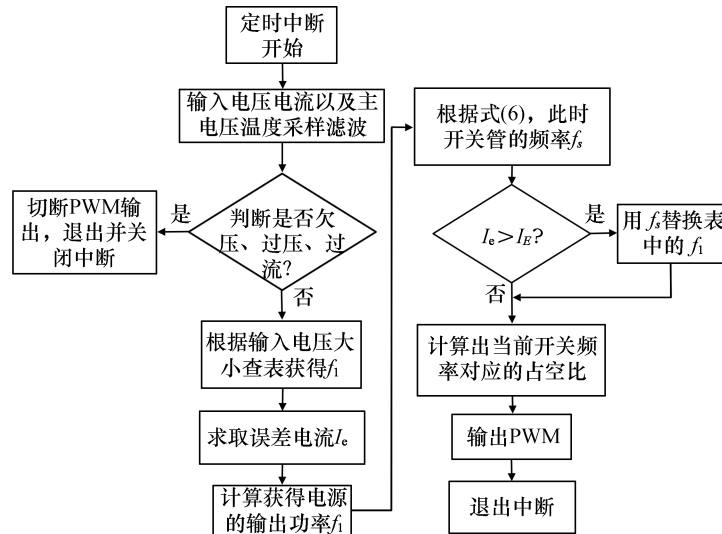


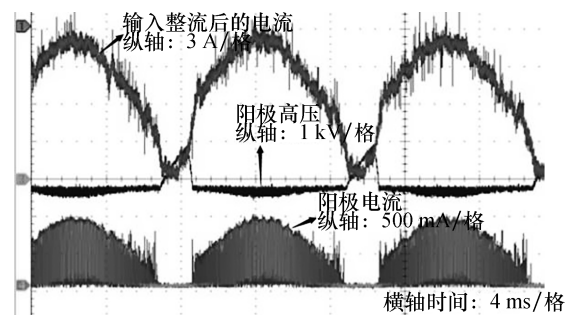
图9 主控制程序流程图

Fig.9 Flow chart of main control program

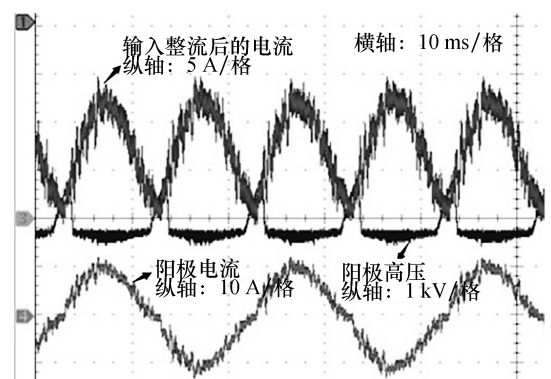
3 实验测试结果

根据上述思路设计并制作了样机,主电路参数为: $L_1 = 10 \mu\text{H}$, $C_1 = 0.33 \mu\text{F}$, $L_r = 25 \mu\text{H}$, $L_m = 50 \mu\text{H}$, 变压器匝比 $n = 1 : 18$, $C_3 = C_4 = 0.47 \mu\text{F}$, 功率管最低开关频率为25 kHz,最高开关频率为72 kHz,所选磁控管阳极阈值为-4 300 V,额定输出功率为1.2 kW. K_p 取值为2, K_i 取值为0.02, k_0 与 k_1 取值均为1.实验结果如图10(a)和图10(b)所示。

图10(a)中分别为输入整流电路之后的电流、阳极高压、阳极电流波形。从图中可以看出磁控管的阈值电压为-4 300 V,输出电流为260 mA,磁控管输出功率为1.1 kW.图10(b)中为输入整流之后的电流、阳极高压、输入交流电流波形。该图为磁控管工作在额定情况下的波形图,通过功率因数测量仪测得此时电源的功率因数为0.98,同时通过电源的输入输出电压电流计算可以得出此时电源的效率高于95%,由于加入了功率控制,因而该微波电源对不同磁控管之间由于退磁等问题产生的差异性具有较强的适应能力,已达到设计的要求。



(a)输入整流后电流、阳极高压、阳极电流波形图



(b)输入整流器后的电流、阳极高压、交流输入电流波形图

图10 实验波形图

Fig.10 The waveforms of the experiment

4 结 论

本文依据 LLC 谐振变换器,研究了工业 2.45 GHz 磁控管微波驱动电源及其嵌入式系统全数字控制方法,然后以 1.2 kW 磁控管为负载进行验证.实验结果表明:

1) 该电源通过功率控制板可将磁控管的微波功率从 500 W 调节到 1 200 W,步进为 20 W;具有 APFC 功能.

2) 在特殊情况下,当电源的工作温度升高时,微波电源控制系统会通过降低输出功率来降低电源系统的发热量,从而稳定微波电源的工作温度.

3) 主电路的开关管工作频率范围为 25 kHz 到 70 kHz,正常工作时开关管工作在 25 kHz 到 50 kHz,在此频率范围内,开关管始终处于零电压开通状态,减小了开关损耗,提高了电源转换效率,效率不低于 95%.

4) 控制系统在调节频率的时候,同时调节占空比,加快了整个电源的响应过程,使得输出电压更加的稳定.

(上接第 29 页)

通过引入模糊数学理论对所推荐的两种充填采矿方法进行模糊综合评判,得到了最优解,认为采用上向中深孔分段凿岩、阶段出矿嗣后充填采矿法更适合用于该矿山的结论,对相似深井矿山开采提供一定的借鉴作用.

参考文献:

- [1] 王平,张开平,陈广宝.缓倾斜中厚金矿体采矿方法试验研究[J].金属矿山,2009(S11):190-195.
- [2] 石磊.李楼铁矿南部矿体采矿方法探讨与研究[J].矿冶工程,2015,35(5):28-29.
- [3] 黄胜生.金山金矿采矿方法的选择[J].矿业研究与开发,2000,20(2):4-6.
- [4] 马毅敏,连民杰.倾斜中厚低品位铁矿采矿方法选择与优化研究[J].金属矿山,2011(9):12-15.
- [5] 聂兴信,李宗利,温申文,等.基于多目标模糊决策的二里河铅锌矿采矿方法优选[J].金属矿山,2010(2):22-25.
- [6] MINNITTRCA.Cut-off gradedetermination for the maximum value of a small wits-type gold mining operation[J].Journal of the South African Institute of Mining and Metallurgy, 2004,104(5):277-283.
- [7] BASCETIN A.Determination of optimal cut-off grade policy to optimize NPV using a new approach with optimization

参考文献:

- [1] 阳鹏飞,周继承,王宏礼.微波辐射与常规加热下催化分解 NO 动力学比较[J].南华大学学报(自然科学版),2014,28(4):91-96.
- [2] 付喜锦.变阶数正负阶梯波产生电路的设计与实现[J].南华大学学报(自然科学版),2014,28(2):72-75.
- [3] 杨威,郑宏伟,陈文光.工业微波磁控管开关电源系统设计[J].真空电子技术,2013,36(2):53-56.
- [4] 胡海兵,王万宝,孙文进等.LLC 谐振变换器效率优化设计[J].中国电机工程学报,2013,33(18):48-56.
- [5] 李菊,阮新波.全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J].电工技术学报,2013,28(4):72-79.
- [6] 徐勤超,王春芳,李从洋.LLC 谐振式磁控管供电电源研究[J].电力电子技术,2010,44(10):106-108.
- [7] 房新雨,黄克捷,冯俊淇,等.电动汽车充放储一体化电站四种变流装置对比[J].电力电子技术,2013,47(7):64-66.
- [8] DIANA M, ANGELA JN, DANIEL I.A method for the 2.45-GHz magnetron output power control[J].IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques,2001,49(3):542-545.
- [9] 郑 锴,周东方,李建兵,等.行波管高压电源变换器的滑模 PI 控制方法[J].高电压技术,2016,42(6):1797-1804.
- [10] 唐雄民,章云,朱燕飞.串联谐振式介质阻挡放电型臭氧发生器等效模型及电源特性分析[J].高电压技术,2012,38(5):1051-1058.
- factor[J].Journal of the South African Institute of Mining and Metallurgy,2007,107(2):87-94.
- [8] 王新民,赵彬,张钦礼.基于层次分析和模糊数学的采矿方法选择[J].中南大学学报(自然科学版),2008,39(5):875-879.
- [9] LEE H, TOM M R.Adaptive control using a universal approximation for SISO nonlinear systems[J].IEEE Trans Fuzzy Systems,2001,122(1):88-93.
- [10] 刘玉龙,丁德馨,李广悦等.层次分析法在铀矿山采矿方法优化选择中的应用[J].矿业研究与开发,2011,31(6):8-10.
- [11] 汪朝,郭进平.基于模糊综合评价理论的采矿方法优选[J].矿冶工程,2015,35(3):27-30.
- [12] 史太禄,任凤玉,李文增等.模糊数学在采矿方法优选中的应用[J].金属矿山,2007,11(17):29-31.
- [13] 肖木恩.模糊数学在采矿方法选择上的应用[J].矿业研究与开发,2003,23(1):15-17.
- [14] 王新民,谢胜青,赵彬,等.基于灰色关联分析法的采矿方法优选[J].金属矿山,2009(7):10-12.
- [15] 罗华军,陈林隆,廖德兴.采矿方法优化选择的灰色方案决策分析[J].矿业工程,2006,4(2):10-12.
- [16] 陈建宏,刘浪,周智永等.基于主成分分析与神经网络的采矿方法优选[J].中南大学学报(自然科学版),2010,41(5):1967-1972.
- [17] 吴爱祥,郭立,余健,等.采矿方法模糊优选的神经网络模型构造及其应用[J].矿冶工程,2003,23(3):6-8.