

反激式微弧氧化电源电流脉冲及其能量控制

杨 威, 杨世彦, 赵玉峰

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 150006 哈尔滨, yangv@hit.edu.cn)

摘要: 为了有效控制脉冲能量,提出了一种多电流脉冲单元并联的反激变换微弧氧化功率电源方案. 简要分析了微弧氧化电源的负载特性,建立了在微弧氧化负载条件下,耦合电感原副边进行能量交换时的等效电路模型,结合模型分析了能量交换过程对电流脉冲波形和脉冲能量的影响,并进行了仿真和实验研究. 结果表明,电流脉冲波形主要受微弧氧化负载参数、负载剩余电压、耦合电感原副边漏感和原边峰值电流的影响;过大的原边峰值电流会导致电流脉冲能量无法控制.

关键词: 微弧氧化; 电流脉冲; 反激变换器; 耦合电感; 能量交换

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2011)07-0117-05

Current pulse and its energy control of micro-arc oxidation flyback switching power supply

YANG Wei, YANG Shi-yan, ZHAO Yu-feng

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, 150006 Harbin, China, yangv@hit.edu.cn)

Abstract: In order to regulate discharging energy of a single pulse availably, a MAO flyback switching power supply made of several current pulse units connected in parallel was proposed. The load characteristics of MAO power supply was analyzed briefly and the equivalent circuit model during energy exchanging between primary winding and secondary winding of coupled inductors was established. Based on the model, the effect of energy exchanging of coupled inductors on current pulse waveform and pulse energy was analyzed, and simulation and experiments were carried out. The results show that the current pulse waveform is mainly affected by parameters and residual voltage of the MAO load, the leakage inductors of primary/secondary winding and the peak current of primary winding, and the pulse energy could be out of control if peak current of primary winding is excessive.

Key words: micro-arc oxidation; current pulse; flyback converter; coupled inductor; energy exchange

微弧氧化(Micro-arc oxidation, MAO)是一种金属表面改性新技术,其利用置于电解液中的工件原有的钝化膜被击穿后形成的微弧等离子放电,在微弧区瞬间高温烧结作用下直接在工件表面上生成与基体紧密结合的氧化膜. 微弧氧化工艺流程简单、加工能力强、对环境无污染,生成的膜层具有优良的耐磨、耐蚀性能,因而得到了广泛的关注^[1-2].

脉冲电源是微弧氧化工艺的关键设备,其特性和参数特别是脉冲能量对氧化膜层性能以及工艺能耗有重要的影响^[3-7],合适的脉冲能量不仅能提高膜层表面性能,还能有效地降低工艺能耗^[8-9]. 由于微弧氧化电源负载并非简单的阻性负载,采用目前广泛应用的电压脉冲电源无法控制负载上得到的电流脉冲,因此不能有效地控制脉冲能量.

本文提出了一种采用多电流脉冲单元并联结构的反激式微弧氧化功率电源方案,通过控制脉冲单元耦合电感原边峰值电流可以得到单个脉冲能量可控、前沿陡直的尖峰电流脉冲. 研究了负

收稿日期: 2010-03-25.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50977018).

作者简介: 杨 威(1978—),男,讲师,博士研究生;

杨世彦(1962—),男,教授,博士生导师.

载、耦合电感及其原边峰值电流对电流脉冲的影响,并通过仿真和实验进行了验证.

1 反激式微弧氧化电流脉冲电源

1.1 微弧氧化负载简化模型

微弧氧化电源的负载包括电解槽、电解液和工件,其电气特性可以由图 1 中的等效简化模型来描述^[10]. 电解槽、电解液和工件基体表现为一定的电阻特性,用电阻 R_1 表示;工件表面形成多孔氧化膜,相当于可变电容 C_1 与可变电阻 R_2 并联, C_1 与氧化膜的厚度有关, R_2 的变化主要由放电孔道决定,随着氧化的进行,膜层厚度和放电孔道会随之变化. 对不同的电解液、基体材料以及工件表面积,元件参数也不同, R_1 一般较小,最大不超过几个欧姆, R_2 变化范围较大,从几欧姆到上百欧姆, C_1 变化范围也较大,从几微法到几百微法.

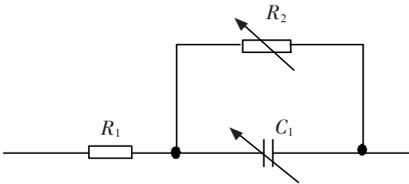


图 1 微弧氧化负载简化模型

1.2 电流脉冲单元电路拓扑

由于受耦合电感和输出滤波电容的限制,反激变换器一般多应用于小功率直流输出场合. 但是,在一些非直流输出的大功率场合,由于不需要输出滤波电容,或者电容本身就是负载,大功率反激变换器也得到了应用^[11].

本文提出的反激式微弧氧化电流脉冲电源方案如图 2 所示,电源由多个采用双管反激变换拓扑的电流脉冲单元组成,通过并联可以提高输出功率等级. 电流脉冲单元无输出滤波电容,工作于断续模式,在负载上可得到有利于膜层击穿的前沿陡直且具有较大能量密度的尖峰电流脉冲,脉冲能量通过控制耦合电感原边峰值电流来调整.

针对微弧氧化工艺特点和负载特性,对反激变换做了如下改进:(1)由于负载呈容性,其剩余电压最高达数百伏,因此副边采用双绕组串联输出结构,降低输出整流二极管电压应力;(2)耦合电感铁芯采用高饱和磁感应强度的铁基非晶合金,以提高原边峰值电流,从而增大电流脉冲能量;(3)采用峰值电流控制可以消除电网电压波动对脉冲能量的影响,并有利于提高电源的响应速度以适应负载变化;(4)采用变频率控制,即在

给定频率的同时,以负载电流回零作为开关管开通的必要条件,使变换器工作在给定频率下的断续状态或工作在可能的最大频率下的临界断续状态,同时也保证了开关管的零电流开通.

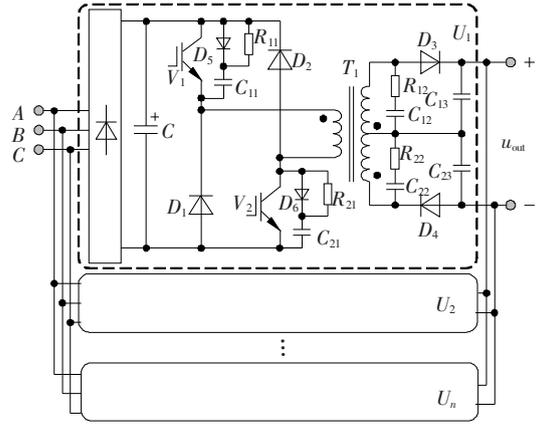


图 2 反激式微弧氧化电流脉冲电源

2 电流脉冲及其能量控制

2.1 能量交换时的等效模型

电流脉冲的峰值决定了微弧氧化负载的最大电压,是影响膜层击穿与否的决定性因素,而电流脉冲前沿越陡,脉冲能量密度越大,对形成微弧放电越有利.

反激变换器输出电流的前沿是在耦合电感原副边进行能量交换时形成的,在输出电压恒定的直流输出场合,励磁电感电流和原副边电流都线性变化,副边电流上升迅速,能量交换时间很短. 在微弧氧化应用中,由于无输出电容以及负载的特殊性,副边输出电压实际上是由电流脉冲在负载上的作用所决定的,而输出电压的变化又会对电流脉冲波形产生影响,因此在耦合电感原副边进行能量交换时,电流脉冲变化较复杂,会受到负载的影响.

图 3 是在微弧氧化负载条件下,电流脉冲单元耦合电感原副边绕组进行能量交换时的复频域等效电路模型,已将副边归算到原边. 图中 $L_{2\sigma}^* = n^2 L_{2\sigma}$, $L_{1\sigma}^* = n^2 L_{1\sigma}$, $R_1^* = n^2 R_1$, $R_2^* = n^2 R_2$, $C_1^* = C_1/n^2$, $U_{C_1}^* = n U_{C_1}$. L_m 、 $L_{1\sigma}$ 、 $L_{2\sigma}$ 、 $L_{1\sigma}$ 分别为励磁电感、原副边漏感和输出导线杂散电感, U_{C_1} 为初始时刻 C_1 上的剩余电压, n 为耦合电感变比, I_{max} 为原边峰值电流. 在单个脉冲作用期间, R_2^* 和 C_1^* 几乎不变,因此这里设 R_2^* 和 C_1^* 为固定值. 等效电路模型的有效时间从开关管关断开始,这时二极管 $D_1 \sim D_4$ 导通. 当 $i_1(t) = 0$ 时, D_1 和 D_2 截止,等效模型失效,或当 $i_2(t) = 0$ 时, D_3 和 D_4 截止,等效

模型失效。

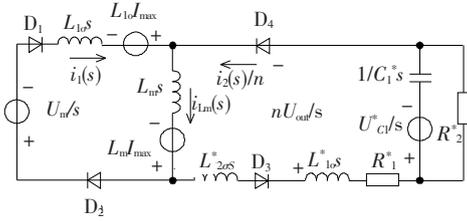


图3 复频域等效电路模型

这里主要考虑副边电流和能量交换情况,因此仅求解 $i_2(t)$ 和 $i_{lm}(t)$,在利用模型求解电流时,忽略 $D_1 \sim D_4$ 的压降。

1) 求解 $i_2(t)$ 。

考虑到 $L_{1\sigma} \ll L_m$,由图3的电路模型可解得

$$i_2(s) = \frac{nU_{in}L_m}{L_{1\sigma} + L_m} \cdot \frac{R_2^* C_1^* s + 1}{as^3 + bs^2 + cs} - \frac{nR_2^* C_1^* U_{c1}^* s}{as^3 + bs^2 + cs} \quad (1)$$

式中, $a = L_{\sigma}R_2^* C_1^*$, $b = L_{\sigma} + R_1^* R_2^* C_1^*$, $c = R_1^* + R_2^*$, $L_{\sigma} = L_{1\sigma}^* + L_{2\sigma}^* + L_{1\sigma}^*$ 。

$$i_2(s) \text{ 有3个极点,为 } s_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a},$$

$s_3 = 0$ 。令 $b^2 - 4ac = 0$,有

$$L_{\sigma 1} = R_2^* C_1^* ((R_1^* + 2R_2^*) - \sqrt{4R_2^{*2} + 4R_1^* R_2^*}),$$

$$L_{\sigma 2} = R_2^* C_1^* ((R_1^* + 2R_2^*) + \sqrt{4R_2^{*2} + 4R_1^* R_2^*}). \quad (2)$$

则当 $0 < L_{\sigma} \leq L_{\sigma 1}$ 和 $L_{\sigma} \geq L_{\sigma 2}$ 时, $s_{1,2}$ 为实根,当 $L_{\sigma 1} < L_{\sigma} < L_{\sigma 2}$ 时, $s_{1,2}$ 为复根。一般都会采取措施使漏感和线路杂散电感尽量小,因此可以忽略 $L_{\sigma} \geq L_{\sigma 2}$ 的情况。由式(1)可以解得

① 当 $0 < L_{\sigma} < L_{\sigma 1}$ 时,有

$$i_2(t) = \frac{nU_{in}L_m}{L_{1\sigma} + L_m} \left(\frac{1}{R_1^* + R_2^*} + Ae^{s_1 t} + Be^{s_2 t} \right).$$

式中:

$$A = \frac{R_2^* C_1^* (-b + \sqrt{b^2 - 4ac}) + 2a}{b^2 - 4ac - b \sqrt{b^2 - 4ac}} -$$

$$\frac{R_2^* C_1^*}{\sqrt{b^2 - 4ac}} \cdot \frac{L_{1\sigma} + L_m}{U_{in}L_m} U_{c1}^*,$$

$$B = \frac{R_2^* C_1^* (-b - \sqrt{b^2 - 4ac}) + 2a}{\sqrt{b^2 - 4ac} (\sqrt{b^2 - 4ac} + b)} +$$

$$\frac{R_2^* C_1^*}{\sqrt{b^2 - 4ac}} \cdot \frac{L_{1\sigma} + L_m}{U_{in}L_m} U_{c1}^*.$$

② 当 $L_{\sigma} = L_{\sigma 1}$ 时,有

$$i_2(t) = \frac{nU_{in}L_m}{L_{1\sigma} + L_m} \left(\frac{1}{R_1^* + R_2^*} + (A_2 t + A_1) e^{s_1 t} \right).$$

式中:

$$A_2 = \frac{R_2^* C_1^* \left(1 - \frac{U_{c1}^* (L_{1\sigma} + L_m)}{U_{in}L_m} \right) b - 2a}{ab},$$

$$A_1 = -4a/b^2.$$

③ 当 $L_{\sigma 1} < L_{\sigma} < L_{\sigma 2}$ 时,有

$$i_2(t) = \frac{nU_{in}L_m}{L_{1\sigma} + L_m} \left(\frac{1}{R_1^* + R_2^*} + 2|C| e^{\alpha t} \cos(\beta t + \theta) \right).$$

式中: $\alpha = -b/(2a)$, $\beta = \sqrt{-b^2 + 4ac}/(2a)$,

$$C = -\frac{1}{2c} - j \frac{2R_2^* C_1^* c \left(1 - \frac{U_{c1}^* (L_{1\sigma} + L_m)}{U_{in}L_m} \right) - b}{2c \sqrt{4ac - b^2}},$$

$$\theta = 180^\circ + \arctan \frac{2R_2^* C_1^* c \left(1 - \frac{U_{c1}^* (L_{1\sigma} + L_m)}{U_{in}L_m} \right) - b}{\sqrt{4ac - b^2}}.$$

2) 求解 $i_{lm}(t)$ 。

在上述3种情况中,都可以近似解得

$$i_{lm}(t) = I_{max} - \frac{U_{in}t}{L_{1\sigma} + L_m} + \frac{L_{1\sigma}}{L_m} i_2(t). \quad (3)$$

考虑到 $L_{1\sigma} \ll L_m$,有 $i_{lm}(t) = I_{max} - \frac{U_{in}t}{L_{1\sigma} + L_m}$,

可认为 $i_{lm}(t)$ 近似线性下降。

2.2 负载和原副边漏感对电流脉冲的影响

由上述3种情况可知,副边电流 $i_2(t)$ 的变化与输入电压、励磁电感、原副边漏感、负载及负载剩余电压有关,与原边峰值电流无关。如果允许 $i_2(t)$ 自由变化,则 $i_2(t)$ 从零上升到最大值后,呈阻尼衰减或振荡衰减,最后趋近于 $nU_{in}L_m/(L_{1\sigma} + L_m) \cdot (R_1^* + R_2^*)^{-1}$ 。而实际上由于模型的约束,当满足 $i_2(t) = i_{lm}(t)$ 或 $i_2(t) = 0$ 时, $i_2(t)$ 将不再按上述规律变化。

当输入电压不变、负载固定时, $i_2(t)$ 主要受原副边漏感和负载剩余电压的影响,图4是根据理论分析得到的 $i_2(t)$ 自由变化时的情况。由图4可见,随着 U_{c1} 的增大, $i_2(t)$ 的峰值大幅度减小,上升速率下降,但 U_{c1} 对 $i_2(t)$ 的波形结构影响不大; L_{σ} 对 $i_2(t)$ 的峰值及电流上升率有显著影响,同时对波形结构影响很大,当 L_{σ} 较大,满足 $L_{\sigma} > L_{\sigma 1}$ 时, $i_2(t)$ 会出现振荡衰减过零的情况。为了避免 $i_2(t)$ 出现振荡衰减过零情况,应尽量减小 L_{σ} ,使 $L_{\sigma} < L_{\sigma 1}$ 。 $L_{\sigma 1}$ 是由负载参数来决定的,由式(2)可知, $L_{\sigma 1}$ 与 C_1^* 成线性关系,因此当 C_1^* 较小时,易出现 $L_{\sigma} < L_{\sigma 1}$ 的情况。

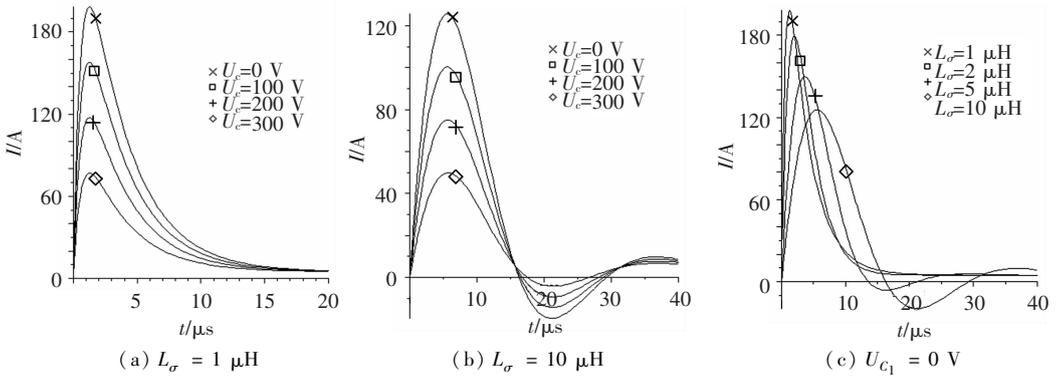


图4 原副边漏感和负载剩余电压对电流脉冲的影响

2.3 原边峰值电流的影响

耦合电感原副边进行能量交换时,副边电流 $i_2(t)$ 波形不变,因此能量交换过程实际上是由原边峰值电流 I_{max} 来决定的. 励磁电感电流 i_{Lm} 从 I_{max} 开始线性下降,如果 I_{max} 合适,在副边电流 $i_2(t)$ 上升过程中即可满足 $i_2(t) = i_{Lm}(t)$,则能量交换可快速完成,脉冲能量可得到有效控制. 如果 I_{max} 过大, $i_2(t)$ 达到最大值时仍比 i_{Lm} 小,则由于 $i_2(t)$ 开始阻尼衰减或振荡衰减,能量交换不能快速完成,脉冲能量不可控,尤其当出现 $i_2(t)$ 振荡衰减过零时,励磁电感中的剩余能量将全部回馈至直流母线. 因此应该根据负载情况选择合适的 I_{max} ,在 $i_2(t)$ 到达最大值之前完成能量交换,即要满足 $i_{Lm}(t_1) < i_2(t_1)$,以第一种情况为例,由式(3)可得

$$I_{max} < \frac{U_{in}t_1}{L_{1\sigma} + L_m} + \frac{L_m - L_{1\sigma}}{L_m}i_2(t_1).$$

式中, $t_1 = \frac{1}{s_1 - s_2} \ln\left(-\frac{Bs_2}{As_1}\right)$.

调整 I_{max} 实质上就是调整电源输出脉冲能量,如果 I_{max} 过大,电源输出脉冲能量超过负载的需要,则能量交换时间将延长,负载上得到的脉冲能量也无法控制,也就失去了电流脉冲电源脉冲能量可控的优点.

3 仿真及实验

选择不同的负载参数和原副边漏感参数,对等效电路模型进行仿真. 图5(a)、5(b)为 $0 < L_{\sigma} \leq L_{\sigma 1}$ 时的仿真波形,图中分别为励磁电感和原副边绕组电流,图5(a)中 I_{max} 适合,能量交换时间较短,脉冲能量可控,图5(b)中 I_{max} 较大,能量交换时间较长,脉冲能量无法得到有效控制. 图5(c)、5(d)为 $L_{\sigma 1} < L_{\sigma} < L_{\sigma 2}$ 时的仿真波形,图5(c)为 $i_2(t)$ 振荡不过零的情况,当 $i_2(t) = i_{Lm}(t)$ 时,完成能量交换,图5(d)为 $i_2(t)$ 振荡过零的情况,当 $i_2(t) = 0$ 时,完成能量交换,这两种情况下,脉冲能量无法控制,而且回馈能量较大.

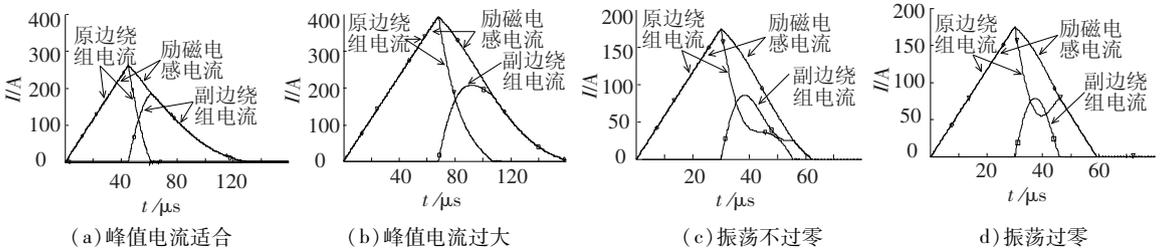


图5 仿真波形

采用一个电流脉冲单元在不同表面积金属工件表面进行了微弧氧化工艺实验,脉冲单元的耦合电感变比为 5:8,原边电感 $75 \mu H$,原边漏感 $1.9 \mu H$,副边漏感 $3.6 \mu H$,原边电感最大峰值电流 400 A,最高工作频率 4 kHz,最大输出功率 20 kW. 在 900 cm^2 的铸铝金属表面进行实验时,原边峰值电流设定为 280 A,由于等效电容 C_1 较大,不会出现 $L_{\sigma} > L_{\sigma 1}$ 的情况,

图6(a)、6(b)分别为氧化初期和后期的负载电压电流实验波形,随着氧化过程的进行,负载剩余电压升高,电流脉冲峰值降低,负载电流回零加快,频率升高. 在 25 cm^2 的钛金属表面进行实验时,原边峰值电流设定为 50 A,由于 C_1 较小,出现了 $L_{\sigma} > L_{\sigma 1}$ 的情况,图6(c)为负载电压电流实验波形,电流脉冲振荡过零,脉冲能量无法控制.

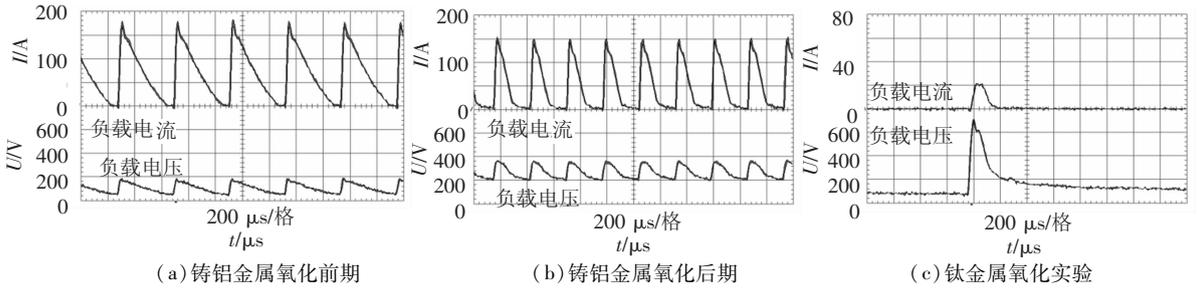


图6 负载电压电流实验波形

4 结 论

1) 本文提出了一种基于双管反激的大功率微弧氧化电流脉冲单元拓扑,通过调整耦合电感原边峰值电流可以有效地控制脉冲能量,单元易于并联,进而可以提高输出功率等级。

2) 随着氧化过程的进行,负载剩余电压会逐渐升高,该电压对电流脉冲波形结构影响不大,但会使电流脉冲峰值降低。耦合电感原副边漏感对电流脉冲波形结构有显著影响,其值较大时在等效电容较小的负载条件下会出现电流脉冲振荡过零的情况。

3) 耦合电感能量交换时间和电流脉冲波形结构由原边峰值电流所决定,必须根据负载作适当的选择,否则过大的原边峰值电流将导致电流脉冲能量无法控制。

参考文献:

[1] KARAKOZOV E S, CHVDAROV A V, BARYKIN N V. Microarc oxidation: a promising method of producing ceramic coatings[J]. *Welding International*, 1994, 8(3): 218-222.

[2] GERASIMOV M V. Comparative analysis of methods for ion-plasma sputter deposition and micro-arc oxidation[J]. *Metallurgist*, 2007, 51(11-12): 677-680.

[3] WU H H, WANG J B, LONG B Y, *et al.* Effect of current density on physical and chemical properties of microarc oxidation coatings of aluminium alloy[J]. *Acta Physica Sinica*, 2005, 54(12): 5743-5749.

[4] WEI D Q, ZHOU Y, JIA D C, *et al.* Influence of applied voltage on the structure of micro-plasma oxidized titania-based coatings formed in an electrolyte containing nano-HA and calcium salts and phosphate[J]. *Key Engineering Materials*, 2008, 368-372: 1209-1211.

[5] YEROKHIN A L, SHATROV A, SAMSONOV V, *et al.* Oxide ceramic coatings on aluminium alloys produced by a pulsed bipolar plasma electrolytic oxidation process[J]. *Surface and Coating Technology*, 2005, 199(2/3): 150-157.

[6] HU Z C, XIE F Q, WU X Q. Effects of duty cycle on the formation of microarc oxide films on titanium alloy in different control modes[J]. *Electroplating and Pollution Control*, 2006, 26(5): 23-25.

[7] YANG G L, LU X Y, BAI Y Z, *et al.* The effects of current density on the phase composition and microstructure properties of micro-arc oxidation coating[J]. *Journal of Alloys and Compounds*, 2002, 34(5): 196-200.

[8] 严志军, 朱新河, 程东, 等. 影响铝合金微弧氧化成膜效率的因素分析[J]. *大连海事大学学报*, 2007, 33(4): 113-117.

[9] 王亚明, 雷廷权, 蒋百灵, 等. 交流窄脉冲占空比调制对钛合金微弧氧化陶瓷涂层的影响[J]. *稀有金属材料与工程*, 2005, 34(2): 329-333.

[10] PARFENOV E V, YEROKHIN A L, MATTHEWS A. Impedance spectroscopy characterisation of PEO process and coatings on aluminium[J]. *Thin Solid Films*, 2007, 516(2-4): 428-432.

[11] 孙方礼, 张建华. 大功率回扫充电脉冲电源[J]. *高压技术*, 2007, 33(6): 42-44.

(编辑 杨波)