

文章编号: 1006-4710(2015)04-0443-05

脉冲磁控溅射电源控制策略的研究

黄西平, 刘洋, 孙强, 陈桂涛

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 基于脉冲磁控溅射电源等离子体负载的特殊性及镀膜过程对输出电压电流的控制需求, 提出了一种 PI 控制电压环与滑模变结构控制电流环相结合的复合控制策略。文中建立了移相全桥变换器的平均状态空间模型, 重点对滑模变结构电流控制方法进行了分析与设计, 采用指数趋近律法削弱抖振, 并对影响性能的参数进行了研究。仿真和实验结果表明: 所提出的控制方法克服了传统方式下可能出现的起辉失败、负载扰动下电流波动大等缺点, 提高了起辉成功率, 并且对负载扰动具有很强的抑制能力。

关键词: 磁控溅射电源; 滑模变结构控制; 移相全桥; 起辉过程

中图分类号: TP273⁺.3 **文献标志码:** A

The research of control strategy for pulse magnetron sputtering power supply

HUANG Xiping, LIU Yang, SUN Qiang, CHEN Guitao

(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: This paper proposed a hybrid control strategy combining the PI control voltage-loop and the sliding mode variable structure control current-loop based on the particularity of plasma load of the pulsed magnetron sputtering power and the control requirements of the output voltage and current. The average state space model of the phase shifting full bridge converter was established. The control method of current-loop based on sliding mode variable structure was studied and designed, and exponential reaching law method was used to weaken chattering. Simulations and experiments indicated that the proposed control method can overcome the possible starter failure and big current volatility under load disturbances, and improve the starter success rate. It also has a strong restraining ability to disturbance of load.

Key words: magnetron sputtering power; sliding mode variable structure control; phase-shifted full-bridge; sputtering starter process

磁控溅射技术以其溅射沉积率高、膜层附着好、致密度高等优点, 广泛应用于镁铝合金等金属材料的表面处理中。磁控溅射工艺要求磁控溅射电源首先能快速产生一个恒定的等离子体, 击穿电压为起辉电压, 一般在 700~850 V 左右; 其次电源瞬间带等离子体负载, 电压突降, 电流呈指数上升^[1], 此时电流控制不住就会引起大弧产生, 使电源进入保护状态, 造成起辉过程失败, 为保证电源安全可靠起辉, 电源需具有快速无超调的恒流特性; 为了生成高质量的膜层, 电源需保证在工艺环境和负载变化的情况下具有良好的稳流特性。

目前对磁控溅射的溅射材料、溅射工艺和镀膜系统研究较多, 而对于磁控溅射电源控制策略的研

究甚少。文献[2]提出了一种变速积分和重复控制复合的控制方法用于直流磁控溅射电源来提高系统的稳定性, 并给出了电压仿真波形。由于磁控溅射电源的负载为等离子体负载, 对外呈现阻容性且阻性占主导成分, 工作方式正常起辉后带载恒流控制^[1], 因此与等离子弧焊切割电源在负载特性及控制需求上具有很多相似性。在对磁控溅射电源控制方式的研究上, 可以借鉴弧焊切割电源的控制方式。

文献[3]对电源采用电流电压双 PI 环切换控制, 在弧焊电源中会存在空载到负载的来回切换, 使得双 PI 环切换控制的切换点设置比较困难。文献[4]提出了基于 SMC(Sliding Mode Control)的电压环和基于 PI 的电流环相结合的综合控制方式, 解决了切割电

收稿日期: 2014-11-26

基金项目: 陕西省工业攻关研究发展计划资助项目(2011K09-05)。

作者简介: 黄西平, 女, 副教授, 研究方向为先进控制技术及开关电源等。E-mail: huangxp@xaut.edu.cn.

源中电压超调与快速电压响应的矛盾问题。

基于此,本文提出了一种将 PI 控制电压环与带指数趋近律的滑模变结构控制电流环相结合的复合控制策略。这种控制策略可以迅速建立起辉电压,保证镀膜时的恒流特性,且具有响应速度快、超调小、对扰动不敏感等优点,非常适用于脉冲磁控溅射电源。

1 系统及电源特性分析

本文采用的主电路拓扑如图 1 所示,为一台 6 kW 脉冲磁控溅射电源样机,其中前级高频变换器部分采用移相全桥变换器,后级高频脉冲变换器部分采用开环控制为不同工况实现直流、单极性脉冲、双极性脉冲三种输出^[5]。

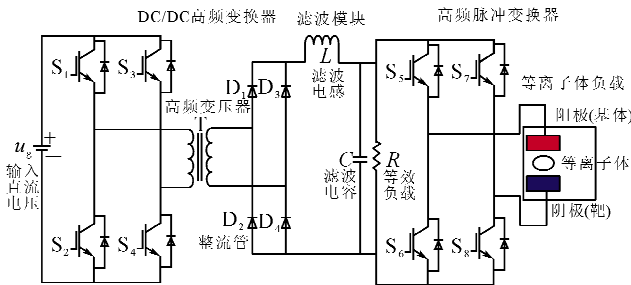


Fig. 1 Main circuit topology structure of inverter type magnetron sputtering supply

移相全桥 DC/DC 变换器实现能量的控制,在工艺中为等离子体负载提供恒定的电流输出,为电源控制的核心,也是本文的研究要点。图 2 为移相全桥变换器控制模块图。电源起辉前,变换器空载工作在电压环模式,可快速建立恒定起辉电压,这个电压有利于电源快速可靠地起辉;电源起辉后,变换器瞬间带载,样机试验中检测电感电流上升到 0.6 A,电源切换到电流环模式,电路通过滑模变结构闭环控制快速输出稳定的连续可调的电流,图 2 中 u_{ref} 、 i_{ref} 、 u_c 、 i_l 分别为给定电压、给定电流、输出电压和输出电感电流。

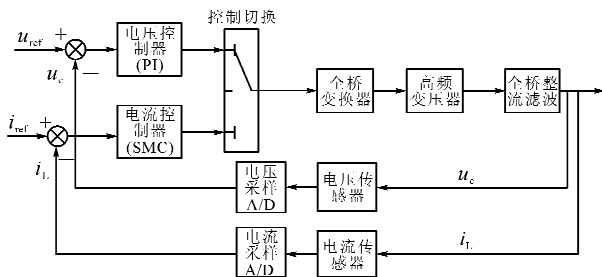


图 2 移相全桥变换器控制模块图

Fig. 2 Phase-shifted full-bridge converter control block diagram

2 脉冲磁控溅射电源滑模变结构控制

本文电压环采用传统的 PI 控制,能够快速稳定的建立起辉电压;电流环采用滑模变结构控制,能够在电流迅速上升的同时形成快速无超调的稳流,并在镀膜过程中负载突变或外干扰下使电流保持恒定。

传统的 PI 控制完全可以满足该电源对电压控制的需求,用 PI 控制电压的方法在许多文献中都有提及,本文不再赘述。

对于滑模变结构控制,由于状态轨迹到达滑模面后,很难严格按照滑模面向着平衡点滑动,而在滑模面两侧来回穿越就会产生抖振,影响系统品质。因此,为了削弱抖振,本文采用指数趋近律的方法来削弱抖振,从而改善系统动态品质^[6],进而实现调节时间短、无超调的良好动态性能。

2.1 滑模变结构控制基本原理

滑模变结构控制与其它控制的不同之处在于系统的“结构”并不固定,而是可以根据系统当前的状态有目的的不断变化,迫使系统按照预定的“滑动模态”的状态轨迹运动。由于滑动模态可以进行设计且与对象参数及扰动无关,这就使得滑模变结构控制具有快速响应、对参数变化及扰动不灵敏、物理实现简单等优点。

2.2 移相全桥 DC/DC 变换器的滑模变结构控制

滑模控制器设计的第一步是根据期望控制量得出用状态空间法描述的变换器模型。

分析前先做如下假设:①所有元器件均为理想器件;②考虑到阻容性负载建模复杂,而等离子体负载中阻性占主导成分,因此只考虑阻性负载。

图 1 中,当开关管 S_1 、 S_4 或 S_2 、 S_3 同时导通时,其等效电路如图 3(a)所示;当开关管 S_1 、 S_4 或 S_2 、 S_3 不同时导通时,其等效电路如图 3(b)所示。

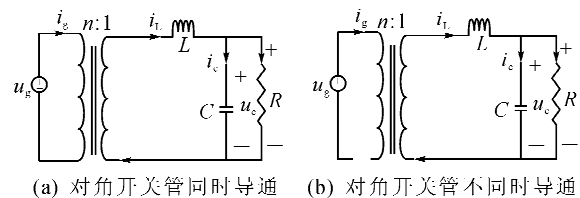


图 3 移相全桥变换器开关管处于不同开关状态的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of FB-Full-bridge converter at different switching state

根据状态空间平均法,移相全桥变换器的状态空间方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{u_c}{L} + \frac{u_g}{nL}d \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}u_c \end{cases} \quad (1)$$

式中: d 为占空比, n 为变压器原副边匝比, t 为时间。

对于恒流控制, 切换函数 S 一般选取误差或误差与误差积分的线性组合作为切换函数, 不加入误差微分的原因在于, 当切换面引入了控制量 d , 求取 \dot{S} (切换函数一阶导数) 就会变得异常复杂, 甚至不可实现。

本文的切换函数选取电感电流误差与误差积分的线性组合:

$$S = k \int_0^t (i_{ref} - i_L) dt + (i_{ref} - i_L) \quad (k > 0) \quad (2)$$

式中, k 为待定系数。

$$\text{则: } \dot{S} = k(i_{ref} - i_L) + \left(\frac{1}{L}u_c - \frac{1}{nL}u_g \cdot d\right) \quad (3)$$

对于此系统, 适宜使用常规的滑模控制律, 它采用如下开关函数, 即:

$$d = \begin{cases} 1, S > 0 \\ 0, S < 0 \end{cases} \quad (4)$$

为了保证滑模状态的存在, 式 $\lim_{s \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0$ 的局部可达性条件必须得到满足, 即:

$$\begin{cases} \dot{S} = k(i_{ref} - i_L) + \frac{u_c}{L} - \frac{u_g}{nL} < 0, S > 0 \\ \dot{S} = k(i_{ref} - i_L) + \frac{u_c}{L} > 0, S < 0 \end{cases} \quad (5)$$

可得出存在条件:

$$0 < kL(i_{ref} - i_L) \mid u_c < \frac{u_g}{n} \quad (6)$$

由式(6)可以看出, k 是一个相对较大的正数, 应合理选择 k 值以满足滑模面存在条件。传统的 SMC 一般通过滞环控制来实现, 但基于滞环调制 SMC 的电力电子变换器开关频率不固定, 尤其在输入电压和输出负载变化时, 开关频率会出现剧烈变化, 使变换器滤波器的设计难度加大, 因此需采用脉冲宽度调制法固定开关频率。

滑模控制器设计的第二步是控制律的选择, 而采用 PWM 定频时, 需要对滑模控制律进行间接变换, 从而用脉冲宽度调制代替滞环调制。

令 $\dot{S} = 0$ 得到等效控制函数为:

$$d_{eq}^* = \frac{k(i_{ref} - i_L) + \frac{u_c}{L}}{u_g / Ln} \quad (7)$$

式(7)为等效滑模控制律。

在滑模控制中, 滑模控制律可由等效控制 d_{eq} 和切换控制 d_n 构成 ($d = d_{eq} + d_n$), 等效控制保证系统

的轨迹在滑模面上, 切换控制保证系统的轨迹不离开滑模面。为满足稳定性要求 (李雅普诺夫稳定性), 应使 $S \cdot \frac{dS}{dt} < 0$ 成立^[5], 即:

$$\begin{aligned} S \cdot [k(i_{ref} - i_L) + \frac{u_c}{L} - \frac{u_g}{Ln} \cdot d] < 0 \\ \Rightarrow -\frac{u_g}{Ln} d_n \cdot S < 0 \Rightarrow d_n = \text{sgn}(S) \end{aligned} \quad (8)$$

然而在实际应用中, 理想的滑模控制是不存在的, 由于执行机构存在一定的延迟或惯性, 导致在状态滑动时总伴有抖振产生。一般削弱抖振的方法有三种: 连续化法、趋近律法和模糊理论或神经网络理论结合法等。连续化法通过将理想 $\text{sgn}(S)$ (继电切换函数) 变为 $\text{sat}(S)$ (饱和型特性函数) 来减小抖振, 但同时也削弱了鲁棒性, 而其他控制结合法设计复杂, 因此常用趋近率法。指数趋近律具有在远离滑模面时快速趋近, 靠近滑模面时小速度趋近的优点, 在滑模控制中得到了广泛应用。

指数趋近律为:

$$\dot{S} = -\xi \text{sgn}(S) - \delta \cdot S \quad (\xi > 0, \delta > 0) \quad (9)$$

式中, ξ, δ 为待定系数。

结合(3)和(9)可得:

$$k(i_{ref} - i_L) + \frac{u_c}{L} - \frac{u_g}{Ln} \cdot d = -\xi \text{sgn}(S) - \delta \cdot S \quad (10)$$

则可计算出基于趋近律的滑模等效控制,

$$d_{eq} = \frac{k(i_{ref} - i_L) + \frac{u_c}{L} + \xi \text{sgn}(S) + \delta \cdot S}{u_g / Ln} \quad (11)$$

其中, d_{eq} 连续且 $0 < d_{eq} < 1$, 可得:

$$0 < k(i_{ref} - i_L) + \frac{u_c}{L} + \xi \text{sgn}(S) + \delta S < \frac{u_g}{Ln} \quad (12)$$

根据式(6)确定了 k 的取值。选取 δ 和 ξ 的原则是要与 k 共同满足式(12)。为了保证在快速趋近的同时削弱抖振, 应在增大 δ 的同时减小 ξ 。输出电流环 SMC 控制结构图如图 4 所示。

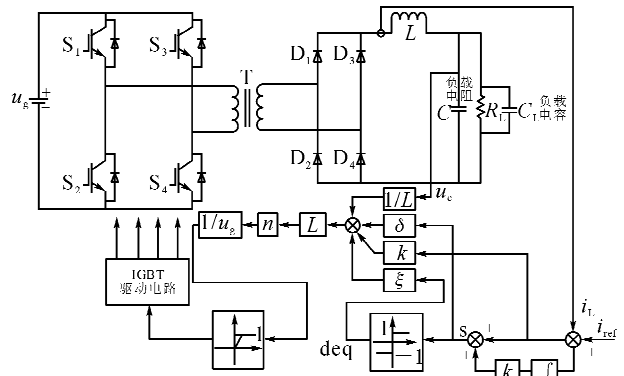


图 4 输出电流环滑模控制结构图

Fig. 4 Model of Sliding Mode Controller for output current loop

3 仿真及实验结果分析

3.1 控制策略仿真结果分析

采用 Matlab/Simulink 仿真软件搭建磁控溅射电源仿真模型,仿真参数如表 1 所示。

表 1 系统的关键参数
Tab.1 Key parameters of the system

参数	数值	参数	数值
开关频率 f_s /kHz	50	滤波电感 L /H	0.008
变压器原副边匝比 n	1:2	滤波电容 C / μ F	2.2
输入电压 u_g /V	537	输出电流 i_o /A	0~10
负载电阻 R_L / Ω	50	负载电容 C_L / μ F	2

本文针对 6 kW 脉冲磁控溅射电源样机进行了仿真和实验研究,起辉电压 700~850 V,输出电流 0~10 A 连续可调,本文取 $k=10\ 000$, $\xi=0.01$, $\delta=200$ 。分别在起辉过程、给定突变和负载扰动 3 种情况下,对比分析动态响应性能。

1) 用仿真软件模拟起辉过程。在 4 ms 时将电源从空载 PI 电压环切换到带载 SMC 电流环来进行仿真实验(见图 5)。

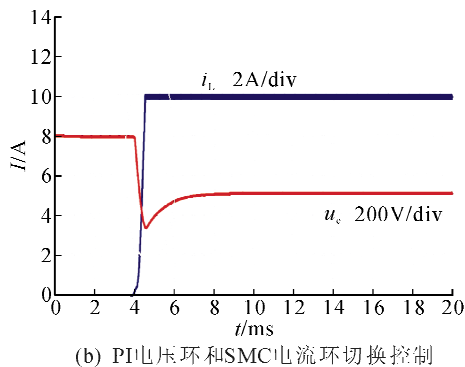
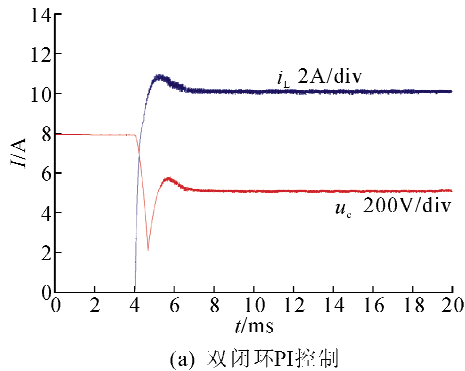


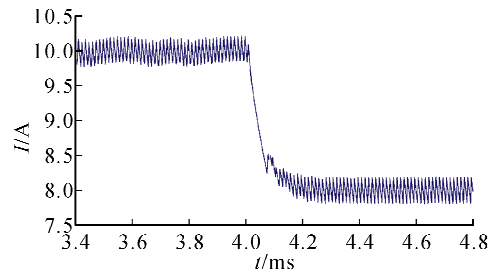
图 5 起辉过程电压、电流波形

Fig. 5 Output voltage and current waveform of sputtering starter process

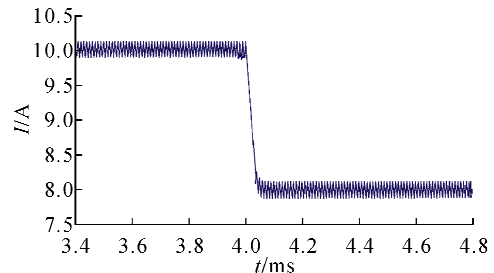
从图 5 可以看出,在起辉过程中,采用滑模变结构控制,能够更快速、稳定、无超调的控制电流,使起辉过程更加安全可靠。

2) 对给定电流突变进行仿真分析。4 ms 时对

给定电流由 10 A 到 8 A 突变进行仿真(见图 6)。从图 6 可以看出,采用滑模变结构控制,具有调节时间短、稳态精度高的优点。



(a) 双闭环PI控制

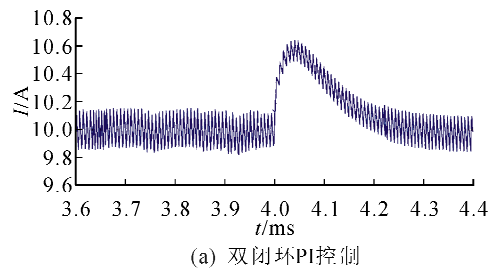


(b) PI电压环和SMC电流环切换控制

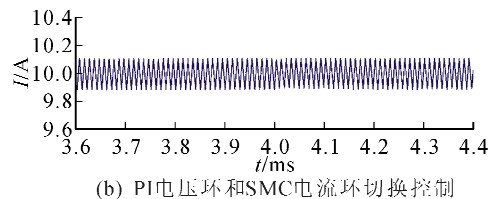
图 6 给定突变时输出电流波形

Fig. 6 Output current waveform of given mutation

3) 对负载突变进行仿真分析。4 ms 时对负载电阻 100 Ω 到 50 Ω 突变进行仿真(见图 7)。



(a) 双闭环PI控制



(b) PI电压环和SMC电流环切换控制

图 7 负载电阻突变时输出电流波形

Fig. 7 Output current waveform of load resistance mutation

从图 7 可以看出,新型控制策略具有更好的抑制负载扰动能力,适用于等离子体阻容负载。

3.2 控制策略实验结果分析

在 6 kW 磁控溅射电源样机上对提出的控制策略进行验证,磁控溅射的溅射起辉过程如图 8 所示。

图 9 给出了负载变化时的电源输出波形,实验中负载电阻由 100 Ω 突降到 50 Ω ,又由 50 Ω 突增到 100 Ω 。

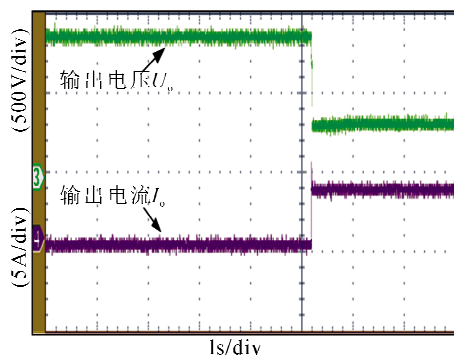


图 8 起辉过程输出波形

Fig. 8 Output waveforms of sputtering start process

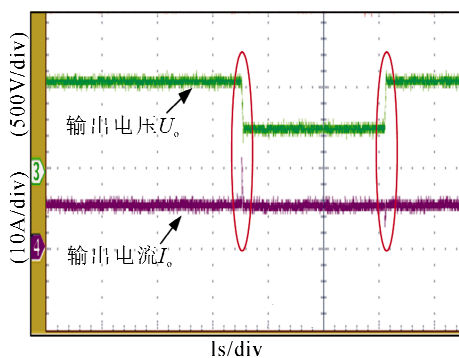


图 9 负载突变时输出波形

Fig. 9 Output waveforms under load mutation

图 8 中, 系统在空载时采用 PI 电压环控制输出电压为 850 V。起辉开始后瞬间带等离子体负载, 负载阻值从无穷大瞬间减小到几乎短路状态, 此时使得输出电流迅速达到稳态值, 所设计的控制策略对起辉瞬间电流尖峰起到了明显的抑制作用。

图 9 中, 加重负载或者减轻负载时, 电源通过改变前级 DC/DC 变换器开关管的占空比来稳定输出, 快速地跟踪给定电流, 实现电流恒定输出。

4 结 论

本文研究了脉冲磁控溅射电源控制策略, 提出了一种将 PI 控制电压环和带指数趋近律的滑模变结构电流环相结合的复合控制策略; 对新型控制策略进行了仿真分析和实验验证。结果表明: 该方法具有优异的动态性能, 起辉成功率大, 非线性负载适

应能力强, 具有良好的运用前景。

参考文献:

- [1] 王勇. 磁电等离子体技术用于汽车节能减排的实验研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2010.
Wang Yong. The experimental study of magnetism electric plasma for energy-saving and emission reduction of the car[D]. Chongqing: Chongqing University, 2010.
- [2] 邵桂荣, 苏世栋, 杨立. 磁控溅射电源控制算法的优化设计[J]. 长春师范学院学报: 自然科学版, 2012, 31(3): 59-62.
Shao Guirong, Su Shidong, Yang Li. On the optimization design of control algorithm for magnetron sputtering power[J]. Journal of Changchun Normal University (Natural Science), 2012, 31(3): 59-62.
- [3] Chac Y M, Jang Y, Jovanovic M M, et al. A novel mixed current and voltage control scheme for inverter arc welding machines[C]//APEC. Sixteenth Annual IEEE, California, 2001: 308-313.
- [4] 朱国荣, 钱翠峰, 段善旭, 等. 逆变式焊/割电源滑模变结构与 PI 综合控制[J]. 焊接学报, 2009, 30(3): 53-57.
Zhu Guorong, Qian Cuifeng, Duan Shanxu, et al. Composite control of sliding mode and PI for inverter arc welding cutting power supply[J]. Transactions of the China Welding Institution, 2009, 30(3): 53-57.
- [5] 陈桂涛, 孙天乐, 孙强, 等. 基于 FPGA 的新型非对称双极脉冲磁控溅射电源的研究[J]. 西安理工大学学报, 2013, 29(2): 216-220.
Chen Guitao, Sun Tianle, Sun Qiang, et al. Research on novel pulsed power based on FPGA for magnetron sputtering[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2013, 29(2): 216-220.
- [6] 刘宝其, 段善旭, 李勋, 等. 逆变式等离子切割电源双闭环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 15-22.
Liu Baoqi, Duan Shanxu, Li Xun, et al. Double closed loop control strategy for plasma cutting inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9): 15-22.

(责任编辑 周蓓)