

细电子束 Cockcroft-Walton 加速器的研究*

尹明¹⁾ 孙晓军

(山东大学控制学院电子束室 济南 250061)

摘要 细电子束由加速器通过电子枪发射电子,经电子透镜及偏转射向目标靶.以 SDS-3 电子束曝光机为基础,完成了电子束 Cockcroft-Walton 加速器噪声抑制的最优状态实验.系统为加速器调整电路提供一个正比于输入电压的电流.补偿放大器是由一个主放大器和一个辅助放大器组成,辅助放大器消除了主放大器自身的失调漂移.文中介绍了复合调整式 Cockcroft-Walton 加速器的总体设计方案,给出了实现加速器高稳定度的关键技术措施.从加速器总输出中滤去噪声信号,获得稳定的输出电压,并使电子束曝光机刻蚀出的图形质量和线条分辨率都得到了提高.

关键词 加速器 电子束 高稳定度 噪声抑制 补偿电路

1 引言

细电子束技术是 20 世纪 60 年代从扫描电镜技术基础上发展起来的新技术,它既可以用于掩膜制造,也可以直接在硅片上直接刻蚀^[1].如今它又成为 MEMS (Microelectromechanical System) 重要加工技术.由于电子束刻蚀设备是人类完成最小微细加工的工具之一,所以近年来电子束技术本身得到迅速发展.剑桥大学工程系和 IBM 公司 T. J 沃森研究中心合作,在 JEM40000E 透射镜(TEM)设备的基础上加双偏转扫描系统,以 IBM 的 PC 图形发生器完成的电子束曝光机,^[2,3]其电子束束斑最小束径(高斯束斑最小值)为 0.4nm.电子束曝光机加速器的噪声及波动对束流大小,束斑直径以及电子束偏转场都有直接的影响^[4,5].笔者以 SDS-3 矢量扫描电子束曝光系统为基础,对其高压加速器输出及噪声信号这一随机过程进行最优状态的评估.研制出了高稳定度的 Cockcroft-Walton 加速器,并取得了良好的比较数据和理想的掩膜图形.

2 Cockcroft-Walton 加速器稳定度的基本要求

由电子光学得知,细电子束磁透镜的焦距 f 与聚焦电流 I 、加速电压 V 之间的关系为

$$\frac{\Delta f}{f} = \left| \frac{\Delta V}{V} \right| + 2 \left| \frac{\Delta I}{I} \right|, \quad (1)$$

当聚焦电流不稳定时,色散半径表示为

$$\delta_c = \alpha \cdot f \sqrt{\left(\frac{\Delta V}{V} \right)^2 + 4 \left(\frac{\Delta I}{I} \right)^2}, \quad (2)$$

这里 α 为几何夹角, δ 为欲分辨最小距离.取 $\alpha = 5 \times 10^{-3}$ 弧度,并取 $\delta = 1\text{nm}$ 在常态要求下有

$$2\delta_c < (0.1 \sim 0.2)\delta,$$

可求出:

$$\sqrt{\left(\frac{\Delta V}{V} \right)^2 + 4 \left(\frac{\Delta I}{I} \right)^2} < 1 \times 10^{-5}. \quad (3)$$

加速电压 V 稳定度至少为

$$\frac{\Delta V}{V} < 7 \times 10^{-6},$$

可知束斑越小的电子束曝光机的加速电压 V 稳定度要求越高.

2003-04-30 收稿,2003-09-08 收修改稿

* 国家自然科学基金(90307003)和山东省高技术发展计划基金(022090105)资助

1) E-mail: sdyinming@sohu.com

3 加速器总体设计的指标及关键技术

为满足加速电压高精度的要求,电路采用复合调整方式,从多方面采取措施,总体设计如图 1 所示. 主要设计特点表现如下:

- 1) 交流稳压进行前级交流预稳;
- 2) 集中补偿与分散补偿相结合;
- 3) 直接调整与间接调整相结合;
- 4) 交流平衡电路;
- 5) 逆变器采用 10kHz 正弦振荡器;
- 6) 补偿放大器采用双通道放大器.

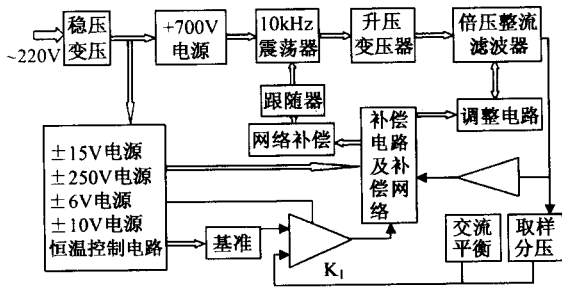


图 1 加速器电路原理框图

通常设计高压加速器时,图 1 中的补偿电路及补偿网络可由单一放大器(高精度低漂移放大器)完成. 图 2 为改进了放大器补偿电路及高频平衡,其效果参见图 4,图 5. 使用 ADI 公司的成熟产品 AD827,其单位增益带宽达 500MHz,转换速率 300V/ μ s,可驱动大的容性负载. 但其 $V_{os} = 2\text{mV}$ (最大),失调电压较大,这是不可能完成一个高速、高精度和低漂移系统. 如直接使用将影响补偿电路的静态精度.

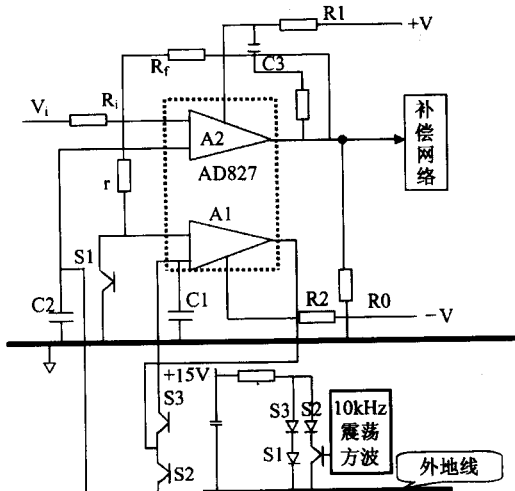


图 2 放大器补偿电路原理框图

电路中:

输入电阻 $R_i = 1\text{k}\Omega$; 反馈电阻 $R_f = 1\text{k}\Omega$;

$R_0 = 2\text{--}20\Omega$ (根据负载需要而定);

$C_1 = C_2 = 680\mu\text{F}$; $r = 10\text{k}\Omega$;

$R_1 = R_2 = 680\Omega$ (为提高输出级电压 $+V, -V$ 的输出范围,AD827 电源为 $\pm 15\text{V}$).

放大器 A1, A2 为 AD287NC(No Connect)高速低功耗双运算放大器. NC 型 AD827 对放大器的电源及地线处理在本电路中是极为有利的. 调制器和采样开关 S1, S2 和 S3 以光电开关组成,它们被 10kHz 震荡方波所驱动而周期的通断,使主、从放大器不断地被切换. 主放大器 A2 的输出端加 50pF 的电容 C3 (串 27 Ω 电阻),使输出稳定.

A1 为辅助放大器,只对直流和低频信号起放大作用. A2 为主通道放大器,它对通过 A1 的信号和它自身频带范围内的信号进行放大. S1, S2 和 S3 为调制器和采样保持开关,在震荡器驱动下,周期地通断. 工作分两个节拍. 第一个节拍 S2 接通, S1, S3 断开,这时 A1 为跟随器,保持电容 C1 上储存放大器的误差信号 V_f 和 A1 的失调电压 V_{os1} .

$$V_{C1} = \frac{K_1}{1 + K_1} (V_f + V_{os1}) \approx V_f + V_{os1}, \quad (4)$$

式中 K_1 为放大器的开环增益. r 为下通道输入电阻,当 S1 动作时,由于 r 的存在,保证 V_f 不被短路,并防止斩波噪声串到主放大器输出中去. 采样工作时,由于 A1 接成高阻跟随器, r 中几乎无电流. 因此 r 上电压降可忽略,计算时视为通路.

第二个节拍, S1, S3 接通, S2 断开,这时 A1 的失调电压被抵消,误差信号 V_f 被 A1 放大并储存在电容 C2 上.

$$V_{C2} = K_1 (V_{os1} - V_{C1}) = -K_1 V_f. \quad (5)$$

由叠加原理:

$$V_f = \frac{R_i}{R_i + R_f} V_0 + \frac{R_f}{R_i + R_f} V_i, \quad (6)$$

R_i 为输入电阻, R_f 为反馈电阻. 整理上式得

$$V_0 = \frac{K_2 V_{os2}}{1 + (1 + K_1) K_2 \frac{R_f}{R_i + R_f}} - \frac{(1 + K_1) K_2 \frac{R_f}{R_i + R_f}}{1 + (1 + K_1) K_2 \frac{R_i}{R_i + R_f}} V_i. \quad (7)$$

通常状态下:

$$(1 + K_1) K_2 \frac{R_i}{R_i + R_f} \gg 1, \quad (8)$$

将(7)式化减为

$$V_o = \frac{R_f + R_i}{R_i} \cdot \frac{V_{os2}}{1 + K_1} - \frac{R_f}{R_i} V_i, \quad (9)$$

式中 V_{os2} 为放大器 A2 的失调电压. 上式可以看出, 辅助放大器 A1 的失调电压对输出没有影响, 而主放大器 A2 的失调电压对输出的影响要降低 $1 + K_1$ 倍. 只要 K_1 足够大, 这种影响就变的很小, 因此对通道失调电压的要求就大大降低了, 选用失调电压稍大, 但速度很快的 AD827NC. 充分发挥其电路的优势, 就可满足系统的要求.

加速器的各项技术指标如下:

输出电压: 10—30kV 连续可调;

输出电流: 最大值 $300\mu\text{A}$;

电压调整率 ($\sim 220\text{V} \pm 10\%$): $\leq 1.5 \times 10^{-6}$ (当输出电压为 20kV 时), $\leq 2 \times 10^{-6}$ (当输出电压为 30kV 时); 负载调整率 (负载电流变化 $100\mu\text{A}$): $\leq 2 \times 10^{-6}$ (当输出电压为 20kV 时), $\leq 3 \times 10^{-6}$ (当输出电压为 30kV 时); 纹波系数 (负载电流为 $100\mu\text{A}$): $U_{p-p}/U_o \leq 4 \times 10^{-6}$.

4 加速器的基准及噪声抑制

如图 3 所示, 参考源 I_{REF} 由带温度稳定器的单片齐纳为基准, 它的温漂 $\leq 1\text{ppm}/^\circ\text{C}$, 在 0.1—20kHz 的范围内的噪声电压为 $3\mu\text{V}_{p-p}$. 把电压基准源置于具有电磁屏蔽作用的恒温器内, 减少基准电压的温漂和电磁干扰. 利用了结型场效应管的恒定电流特

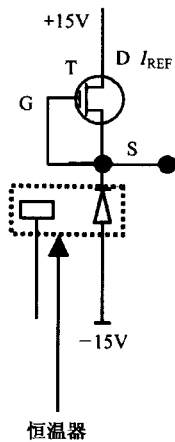


图 3 加速器基准

性来产生基准电压的工作电流. 场效应管“T”构成一恒流源, 因为在 V_{DS} 不变的情况下, $\Delta I_D = g_m \Delta V_{GS}$, 当管子饱和区工作时, 转移特性为线性 g_m 可以近似认为是一常数. 在 $\Delta V_{GS} \rightarrow 0$ 时, $\Delta I_D \rightarrow 0$, 即 I_D

为一常数. 该电路的最大特点为, 用很小的代价, 可获得对电源电压波动极大的抑制能力, 大大减少了基准输出电压的噪声.

为消除电晕放电, 高压臂电阻全部镶入密封的绝缘油箱内, 分压器的高压端装置一表面光洁度在 $\nabla 7$ 以上的椭球, 使分压器高压端最大场强小于 $2.5\text{kV}/\text{cm}$, 这避免了电晕放电引起的分压比变化. 系统全部采用双层屏蔽变压器, 各模块之间除静电隔离外, 还有极严格的接地措施, 消除了电路长线的反射及串扰, 使系统方均根噪声满足要求. 系统连续运行 10 个小时, 总的基准输出漂移测试数据如表 1 所示 (以 7075RMS 表测试).

表 1 稳定度测试数据 (负载电流为 $50\mu\text{A}$, 单位: V)

时间	7:20	9:20	11:20	13:20	15:20	17:20
	19.36792	19.36791	19.36790	19.36789	19.36791	19.36793

5 结论

上述措施的执行和放大器补偿电路的修改, 提高了电子束曝光的总体水平. 图 4 的毛刺边沿不是由电子束偏转放大器 DAC 输出的瞬间开关幅度 (DAC 高位翻转输出大毛刺) 造成. 因为 DAC 高位翻转输出大毛刺造成的不整洁的毛刺边沿变化是有规律的, 相对整洁有规则的^[6,7]. 图 5 为改进了放大器补偿电路及高频平衡后的 SDS-3 电子束曝光机后, 加工出的掩模板, 图形边沿相对干净. 图 4, 图 5 中的刻度尺寸单位为 mm, 比例为 1500:1.

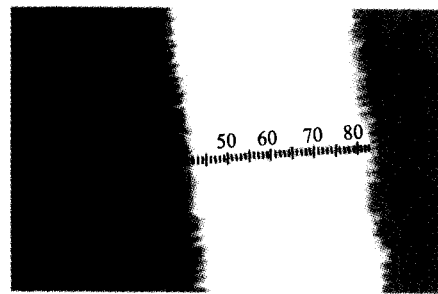


图 4 修改前加工出的掩膜图形

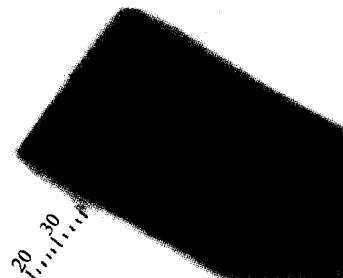


图 5 修改后加工出的掩膜图形

参考文献 (References)

- 1 WANG Shu-Hong, WANG Jiu-Qing, YE Qiang. HEP & NP, 2002, **26**(12):1302(in Chinese)
(王书鸿,王九庆,叶强. 高能物理与核物理,2002,**26**(12):1302)
- 2 Pfeiffer H C. Vac. Sci. Technol., 1999, **B17**(11/12):2566
- 3 Eigler D M, Schweizer E K. Nature, 1990, **344**:524
- 4 WANG Jun-Hua, SHEN Lian-Guan, WANG Gui-Cheng. HEP & NP, 2001, **25**(11):1120(in Chinese)
- 5 ZHANG Yong-Hui, CHEN Hong-Bin, KANG Qiang. HEP & NP, 2002, **26**(8):876(in Chinese)
(张永辉,陈洪斌,康强. 高能物理与核物理,2002,**26**(8):876)
- 6 Dewolf P, Brazel E. Solid State Technology, 2000, **9**:117
- 7 YIN Ming, SUN Xiao-Jun, ZHANG Yu-Lin. Microfabrication Technology, 1999, **17**(1):39(in Chinese)
(尹明,孙晓军,张玉林. 微细加工技术,1999,**17**(1):39)

Studies on Cockcroft-Walton Accelerator for Narrow E-Beam Lithography*YIN Ming¹⁾ SUN Xiao-Jun

(E-Beam Laboratory of Shandong University, Ji'nan 250061, China)

Abstract For the use of narrow E-beam lithography, the Cockcroft-Walton accelerator is often required. Electrons from the gun will be accelerated by a high voltage and reached a target via electric focusing lenses and bends. To have a high quality narrow E-beam, the noise suppression for the accelerating voltage is one of the key issues. It is verified by our experiments on SDS-3 e-beam lithography machine. The system supplies analog current to the accelerator's tuning circuit, which is proportional to the input voltage. The compensation amplifier consists of main amplifier and an auxiliary one. The auxiliary amplifier reduces input offset drift on output of the main one. The general design project of a combined regulation type for the Cockcroft-Walton accelerator was described. The key technical measures for obtaining a high accelerating stability were introduced. By filtering the noise from the final output of the machine, an output voltage with high stability was obtained, and hence the pattern quality and the line resolution of the mask were improved.

Key words accelerator, E-beam, high stability, noise suppression, compensation circuit