

# LSI 离子刻蚀过程中的微弱 信号提取及刻蚀过程的在线监测

刘 杰

(中国科学院长春光学精密机械研究所, 长春 130021)

**摘要** 叙述了发射光谱法的终点监测原理, 锁相放大技术在 PIE 和 RIE 工艺过程监测中的应用, 并详尽地讨论了开关电容滤波器的原理, 而且在电路设计中采用了跟踪开关电容滤波器的锁相放大器设计, 从而提高了系统的动态范围, 最后说明了该系统用于实际生产线所获得监测结果。

**关键词:** 终点监测; 锁相放大; 开关电容滤波器

## 1 引 言

随着集成电路集成度的提高, 几何图形愈来愈复杂, 特征尺寸不断减小, 目前已达亚微米量级。当线宽小于  $2-3\mu\text{m}$  左右时, 传统的湿法工艺就已经不适用了, 而必须采用等离子腐蚀 (PIE) 和反应离子腐蚀 (RIE) 等干法工艺, 它是制造集成电路的一项关键技术。

虽然, 这种工艺具有许多优点, 但是当刻蚀快结束的一瞬间, 若不及时终止刻蚀, 就将产生比正常刻蚀速度快几倍的严重侧蚀, 致使图形的尺寸精度遭到严重破坏。为了确保图形的尺寸精度, 尽可能减少对衬底产生的过刻蚀和侧蚀, 必须采用终点监测技术来实时监测刻蚀过程并及时终止刻蚀。因而, 这种技术的应用, 对于实现半导体集成电路工艺过程的自动化, 提高成品率, 改善器件的性能和可靠性等诸方面都具有很大的意义。

终点检测是指通过测量刻蚀过程结束时, 某种工艺特征的变化来判断被刻蚀膜在垂直方向上是否完全被去除, 并立即利用适当形式的信号去终止刻蚀。

通过对几种方法的讨论, 我们可以发现光学反射法虽灵敏度较高, 但是其只能监测单个硅片上局部区域。质谱法需要额外的高真空系统, 因而设备复杂, 成本高并需要相当仔细的维护。而发射光谱法具有和质谱法相同的监测精度且成本低, 它不仅能监测刻蚀的全过程并准确判定终点, 而且尚能对刻蚀设备作出质量评价及反应室的污染监测。国内近几年来也有人在探讨光谱法, 反射法, 但都没有发展到现场实用阶段。因此, 我们最后选用了比较灵活

的发射光谱法。

## 2 刻蚀过程及终点检测原理

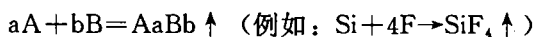
腐蚀气体分子在 13.56MHz 的高频电场作用下,产生电离形成辉光放电的“等离子体”。这种等离子体包含正、负离子,游离基和自由电子。游离基在化学上是很活泼的,利用等离子体中大量的游离基和被刻蚀材料之间的化学反应进行刻蚀,所生成的反应物具有足够的挥发性而被抽走。而反应离子刻蚀设备中,参加反应的除中性游离基外,尚有一部分离子,除化学反应外也有物理溅射作用。

作为等离子刻蚀设备而言,主要是圆筒型反应装置,而反应离子刻蚀设备多为平行平板型。

我们可以通过对 C, F, N, CO, CO<sub>2</sub>, O, Si, CF<sub>3</sub>, CF<sub>4</sub> 等一些特征谱线强度的变化来监测刻蚀过程。一般是对某种原始工艺进行所有光谱线的扫描,在相同的工艺条件下,再对某种材料的被刻蚀硅征进行刻蚀过程的快速扫描。把原始工艺的发射谱线与刻蚀过程中的发射谱线相比较,便可以迅速地定出那些可能用于终点监测的发射谱峰。

对于等离子刻蚀的光谱法监测而言, C. J. Mogad 建立了反应方程<sup>[1]</sup>。

首先设定在反应室中有如下反应:



这样,对于离子体中活性物质 B 浓度  $C_N$  可建立一方程。

$$\frac{\partial C_N}{\partial t} = D \nabla^2 C_N + G - \frac{df}{h} R_N - \frac{C_N}{t} - \frac{C_N}{\tau} - \nabla(C_N v) \quad (1)$$

式中  $\nabla$  为汉弥尔登算子,  $d = (b_p N_0) / M$ ,  $b$  为反应常数,  $\rho$  为被刻蚀的物质密度,  $N_0$  为阿佛加德罗常数,  $M$  为分子量,  $h$  为电极间隔,  $N$  为气体流速,  $D$  为等离子扩散系数,  $f = (A_w N) / A$ ,  $A_w$  为暴露面积,  $A$  为硅片总面积,  $N$  为离子室内硅片总数,  $R_N$  为刻蚀速率,  $G = C_0 / \tau$ ,  $\tau$  为活性物质平均生存寿命,  $C_0$  为未刻蚀时某种活性物质浓度。

经过一系列的假设,我们可以得到:被监测的等离子体发射光谱强度可以表征为:

$$I = \frac{R_N}{\alpha \beta} \left( 1 + \frac{\beta^* \tau d A_w N}{V} \right) \quad (2)$$

其中,  $\alpha$ ,  $\beta$  分别代表与射频功率,被刻蚀材料表面亲合力有关的系数,  $\tau$  和  $V$  分别为被监测物质的生存寿命和等离子体体积。

对于某一固定设备和工艺而言,式中,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\tau$ ,  $d$ ,  $V$  都是一定的,信号强度只取决于  $R_N$  和  $A_w$  乘积。很显然,对于刻蚀精度要求愈高,  $A_w$  越小,同时,对于某些被刻蚀材料而言,如 SiO<sub>2</sub>, 其刻蚀速率  $R_N$  相当慢,因此对于某些集成电路和被刻蚀材料而言,  $R_N A_w$  之积很小,因而信号十分微弱。同时,仪器的工作环境又十分恶劣,存在着强电场,强磁场等各种干扰和振动。因此,必须采用微弱信号检测技术从强干扰和强光背景下提取十分微弱的等离子发射光谱信号。

## 3 离子刻蚀工艺过程中的微弱信号提取

### 3.1 方案实施与仪器结构

根据上述分析可以知道系统应包括光谱分光系统和低噪声电子学系统两大部分。

#### 3.1.1 光机部分要求和结构

其分光系统的光机部分如图 1 所示经过对实际集成电路制造过程中所使用的不同半导体及金属材料不同的腐蚀气体以及可能产生的反应进行的大量研究表明，其等离子发射谱范围为 200~800nm，为此我们所选用的分光系统和对应的探测器应该有效地覆盖这个范围。

#### 3.1.2 电子学系统总体方案

电子学部分，实质上就是微弱信号检测，它的任务就是检测出被背景噪声覆盖的信号。

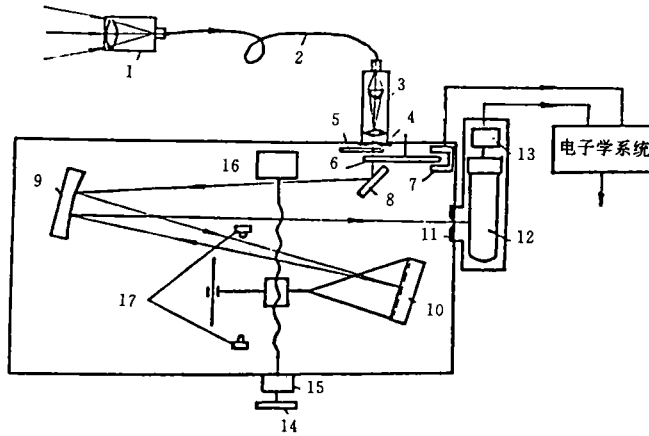


图 1 分光系统光机部分

绝大部分物理信号均属各态历经的平稳的随机信号，无法经一次测量用明确的函数关系来表达，而它的相关函数（或功率谱密度）是确定的，唯一适当的统计表达形式。相关检测原理上是计算（互）相关函数，数学上相关包括平移，乘法，加和的运算内容：

$$\text{输入信号 } f_2(t) = s_1(t) + n_1(t)$$

$$\text{参考信号 } f_2(t) = s_2(t) + n_2(t)$$

它们互相关函数  $R_{12}(\tau)$ ：

$$R_{12}(\tau) = R_{s_1s_2}(\tau) + R_{s_1n_1}(\tau) + R_{s_2n_1}(\tau) + R_{n_1n_2}(\tau)$$

则在本系统中，由于参考信号由内调制而来所以与信号有最大程度相关性。信号与噪声产生的机制不同，又非同源，相关度为零。当时间常数  $\tau \rightarrow \infty$  时噪声与噪声的互相关度为 0。因此，这种噪声兼容的相关处理有明显的抑制噪声作用。

### 3.2 低噪声电子学系统设计

低噪声电子学系统的设计主要包括探测器的选择与锁相放大器的设计。

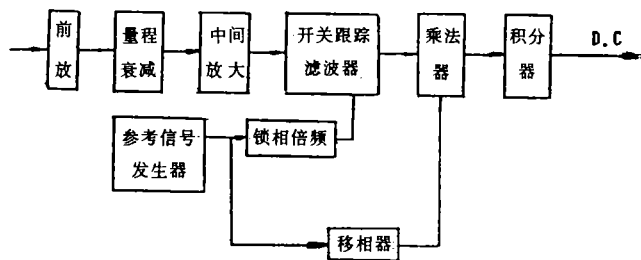


图 2 锁相放大器结构

锁相放大器如图 2 所示包括跟踪带通滤波器，乘法器，积分器以及参考电路等组成。

#### 3.2.1 探测器的选择

根据前面刻蚀过程及原理的分析,我们选择 R928 光电倍增管,它在 185~900nm 波段内有平坦的光谱响应,具有暗电流较少,仅 1nA 左右。阳极灵敏度较高达  $6.8 \times 10^5 \text{A/W}$ ,电流增益为  $1 \times 10^7$ ,是较为理想的器件。

#### (1) 供电电源

选用 WG956B 型超小型高电压电源,其输出电流  $\geq 1\text{mA}$ ,输出稳定度  $\leq 0.01\%$ ,完全可以满足使用要求。

#### (2) 分压电阻的设计

为简化设计,我们按 1:1 的原则选择分压电阻,而分压器的具体阻值则应视平均阳极电流大小而定。我们取分压器电阻值为  $150\text{k}\Omega$ ,可以得到很好的工作线性。

对于倍增管工作在交流状态下,后几级要并联电容。可计算:  $c=0.01\mu\text{F}$

#### (3) 负载电阻 $R_L$ 的选择

选择  $R_L$  的主要限制还是非线性问题。通过分析,并经实验确定  $R_L=100\text{k}\Omega$ ,可满足工作线性要求:

#### (4) 输出回路噪声

由负载电阻本身电阻的噪声所引起的约翰逊噪声很小。而倍增管本身的噪声当  $\Delta f=2.5\text{kc}$ ,  $R_L=100\text{k}$ ,  $I_{ab}=1\mu\text{A}$  时,则可计算得:

$$\Delta V_{\text{倍增管}} = 89\mu\text{V}$$

### 3.2.2 低噪声前置放大器的设计

一般放大器的输入端噪声取源噪声的 1/3,即在 2.5kc 频宽内放大器声要小于  $30\mu\text{A}$ ,这样总噪声 =  $\sqrt{(\text{源噪声})^2 + (1/3 \text{源噪声})^2} = 1.01 \text{源噪声}$ ,从此式中可看出总噪声没有增加。

同时应该指出,一个前置放大器的设计不仅要求噪声小,而是还要同时满足频带,输入阻抗,电路工作稳定性等多种要求。

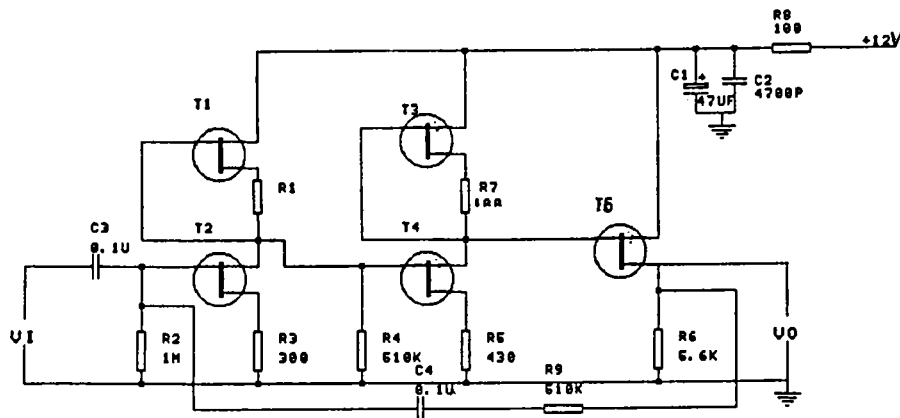


图 3 前置放大器示意图

当然,对于设计中要求的最佳源电阻条件,由于我们不能人为地引入电阻来满足,这会使输入噪声增加。故必须通过前置放大器的输入级半导体器件及工作点的选择来满足源电阻匹配条件。当然,所选用的有源器件要有尽量小的噪声系数。

无论是为了减少本级噪声,后级级联贡献和电源纹波影响等,都需要跨导  $g_m$  大,电压增益  $K$  大。

若用恒流管代替漏极电阻  $R_D$ ，如增大  $R_L$ ，工作点就不会偏离工作区而引起非线性失真。系统前置放大器设计如下图 3

当放大器输入端短路时，测得输出噪声峰峰值为  $600\mu V$ ，折合到输入端有效值为  $0.6\mu V$ 。则由此看出本放大器噪声特性比较理想。

### 3.2.3 PSD 解调电路的设计

PSD 电路是由一乘法器和一个后续的低通滤波器组成。

PSD 电路能够抑制信号中参考信号频率的全部偶次谐波分量，而所有  $f_r$  的奇次谐波呈带通响应。

混频器后的低通滤波器，本设计中采用积分器来实现，起抑制噪声和改善测量信噪比的作用。

### 3.3 自跟踪开关电容带通滤波器设计

为了防止噪声对 PSD 过载，所以在 PSD 前加带通滤波器来滤除通带以外的噪声。但采用一般方法构成的 LIA，具有高贮备与高稳定的两个矛盾指标，而实验证明采用开关电容带通滤波器的 LIA，可以很地解决这个矛盾。

#### 3.3.1 开关电容带通滤波器的物理意义及数学模型

N 分路开关电容滤波器是一种基于时分多路复用原理的高 Q 值滤波器。

由滤波器特性可看出：

$G(j\omega)$  具有梳状滤波器的特性，梳状函数在开关频率  $\omega_0$  的倍频上出现，n 路滤波器具有带通特性，陡峭的带通特性  $H(j\omega - j\omega_0)$ ，其绝对带宽只与  $H(j\omega)$  的绝对带宽有关，而与开关频率  $\omega_0$  完全无关。改变  $\omega_0$  可改变带通的中心频率，无需改变滤波器参数。

如下图 4 所示，为八个开关电容带通滤波器通过扫频仪输出的频率特性，是一典型的梳状滤波器。图 5 所示，为接低通滤波器后输出曲线。可以看出利用另一个滤波器滤去所有的谐波分量是不难办到的，于是输出为频率等于  $\omega_0$  的正弦波，电路成为高选择性的带通滤波器。

基于此原理，我们选用了集成高 Q 值开关电容带通滤波器 (SCBPF)。实质上是脉冲采样数据滤波器，这是一个工作在离散域中的模拟滤波器，将连续信号离散化处理，它是电荷在电容器上的积累，传递重新分配。电路中变量采用电荷，电压。因其主要参数，依赖于电容比，故精度高，稳定性好。

在本次实验中采用了一个双二次二价带通滤波器。

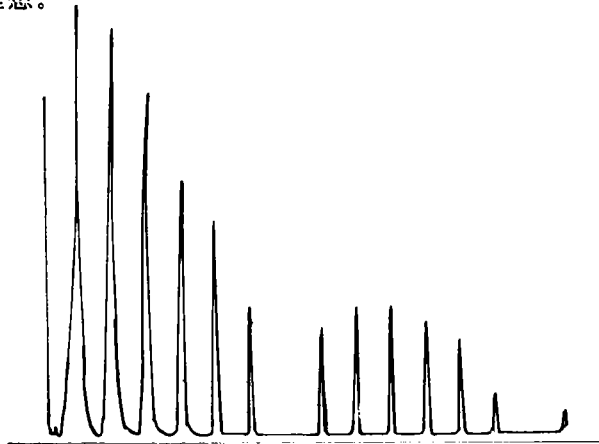


图 4 N 分路开关电容滤波器的输出特性

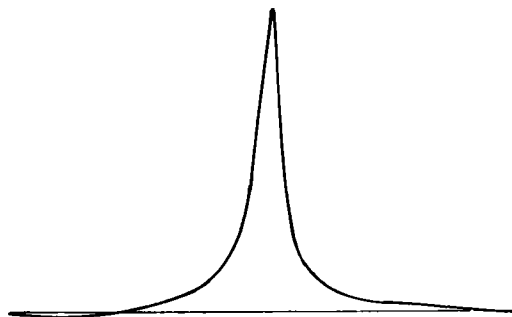


图 5 低通输出波形

### 3.3.2 自跟踪开关电容带通滤波器

正如前面所述,滤波器的作用是滤除信号的非同频干扰及噪声,提高仪器的过载电平。当其Q值越高,通带就越窄,越能有效地抑制噪声。但由于采用机械调制盘,其电机的机械转速由  $n=60f/P$  决定,式中P为磁极对数,f为电网频率。当频率是50周其电机转数n为3000转,此时,输出信号频率为800周。由于电网频率不是绝对不变的,因此机械转速将随电网频率布就化,可以计算当电网频率偏离0.5周时,输出信号频率将偏离8周,从而造成测量量上的误差。为此,采用自跟踪带通滤波器,其目的只在于消除调制盘转速变化引起的测量误差。

其原理框图如下:

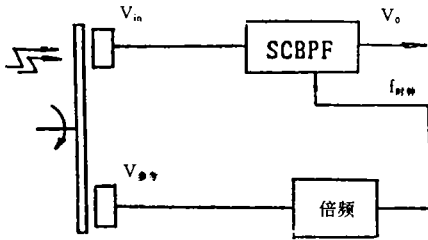


图6 自跟踪开关电容带通滤波器

由于  $V_{in}$  和  $V_{ref}$  都取自于同一调制盘,转速变化,信号频率变化参考信号频率亦同样变化,它们之间维持着固定的关系,所以带通滤波器的峰值点始终跟随信号中心频率。

由于时钟信号频率与开关电容带通滤波器中心频率关系为32倍,并且要求其要严格随动于输入频率,所以,我们采用了锁相倍频原理。倍频原理图如下:图7所示

在带通滤波器后必须接LPF,这样可以很好地滤掉其谐波分量,使信号变成纯基波信号。

本次设计中采用了二阶 Butter worth 它具有较好的频响,在通带内没有突起,结构简单。

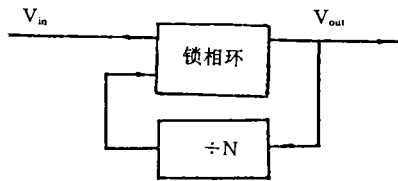


图7 倍频原理图

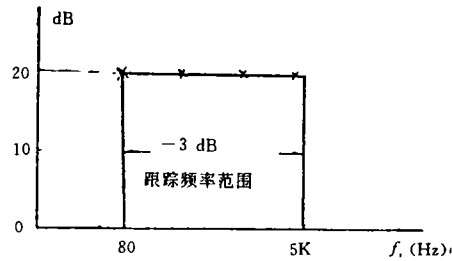


图8 跟踪特性曲线

首先让我们看一下带通滤波器本身的特性数据。

$f_{ct}$ (KHz)	2.55	3.2	25.6	64	128	192
$f_s$ (KHz)	0.08	0.10	0.80	2	4	6
$f_{ct}/f_s$	31.9	32	32	32	32	32
BW (Hz)	1.14	1.14	11.4	28.6	57.1	86.3
Q	70	70.8	70	70	70	69.5
$ H_c _{dB}$	20.1	20.1	20.1	20.1	20.1	20.1

当整个系统连接上，可以得出其跟踪特性曲线如图 8 所示

### 3.3.3 开关跟踪滤波器对噪声的抑制

其对噪声抑制能力可通过下列一组照片表现出来。信号与噪声合成后波形如图 9 所示。由图 10 可以看出此带通滤波器是模拟信号的离散域处理，并且可以清晰地看出 16 个开关频率。

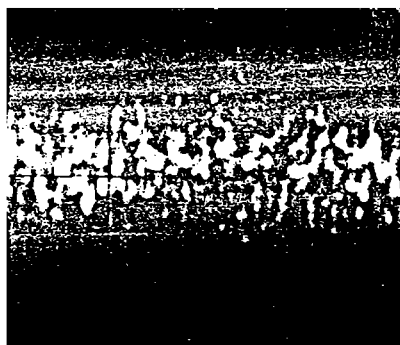


图 9 合成波形

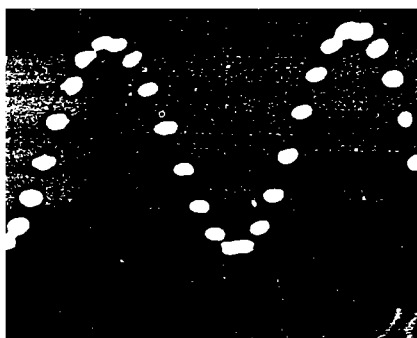


图 10 开关滤波器输出波形

则经过带通滤波器信号如图 10 所示。由图 10 可以看出此带通滤波器是模拟信号的离散域处理，并且可以清晰地看出 16 个开关频率。那么通过低通滤波器后波形如图 11 所示。

这样可以充分看出此开关带通滤波器对噪声抑制能力很高，对信号提取能力很强。

## 4 实验结果评价及刻蚀过程的在线监测

### 4.1 对锁相放大器整体结果评价

表现系统最大抗干扰检测信号能力的动态贮备量值为：

$$\frac{OVL}{FS} = 20\lg \frac{200mV}{10\mu V} = 86dB$$

反映测量精度及稳定性的输出动态范围

$$= 20\lg \frac{FS}{MDS} = 20\lg \frac{10\mu V}{25nV} = 52dB$$

反映从噪声中提取信号能力的输入总动态范围为：

$$\frac{OVL}{MDS} 20\lg \frac{200mV}{25nV} = 138dB$$

也就是说，允许输入最大不相关信号的电平比满刻度输入信号电平大 86dB 时，才出现过载。

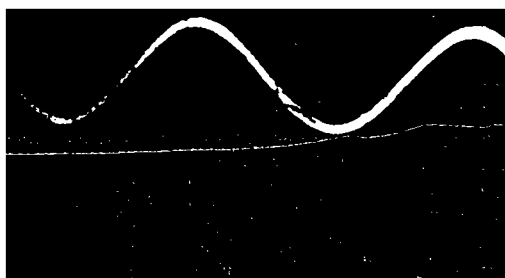


图 11 低通滤波器输出波形

综上所述,说明利用开关电容滤波器构成的 LIA,其比较明显的特点是动态范围扩大,并且总动态范围可达 138dB,较之一般的 LIA,提高了 40~50dB。

### 4.2 刻蚀过程的在线监测

现场实验时,我们对不同原始工艺状态进行了光谱扫描,得到了如图 12 所示的结果。

如图 12 所示,我们只截取了一段从 260~460nm 的光谱范围,可以发现,  $N_2$  分子 337nm 的谱峰最灵敏。用该谱线作监测波长在反应离子刻蚀机上对  $Si_3N_4/SiO_2$  的刻蚀进行了监测,得到了如图 13 所示终点曲线。

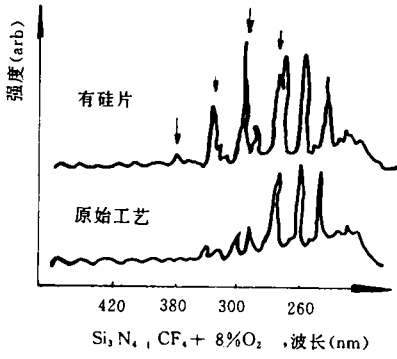


图 12 260~460nm 的光谱曲线

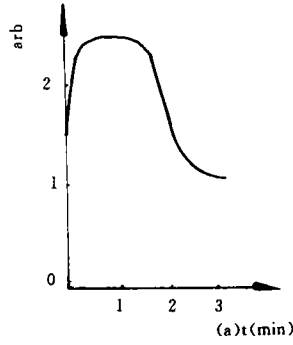


图 13 在 RIE 机上用光谱法监测的结果

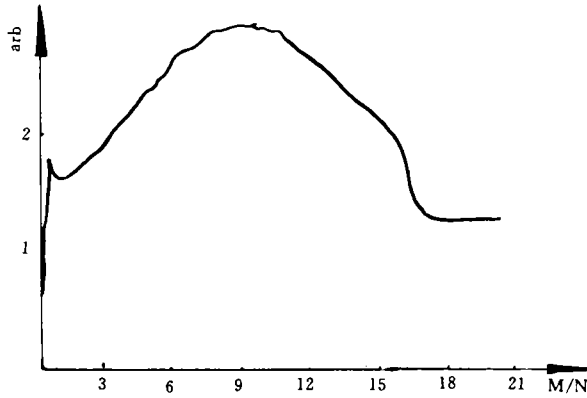


图 14

经实测表明过刻蚀量仅为 8nm 左右。图 14 是用光谱法在圆筒型反应装置上监测实际的 21 片硅片在刻蚀  $Si_3N_4$  压点后的光刻胶 ( $\mu m$  厚, 负胶) 去胶结果。

本仪器在现场运行后,通过它对光刻胶的剥离和对  $Si_3N_4, P_0I_r-Si, SiO_2, AlM_0$  等的刻蚀进行监测结果表明,所得终点正确可靠,用光谱法在 RIE 机上获得优于  $0.5cm^2$  的最小暴露面积的监测灵敏度。

## Weak-Signal Extraction and End-Point Detection in Process of PIE and RIE for LSI

Liu Jie

*(Changchun Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences,  
Changchun130021)*

### Abstract

This paper discusses the principle of the spectroscopic end point detection , the applications of lock-in amplifier in detection for the technology progress of PIE and RIE, and detailed discusses the principle of the switched-capacitor filter. And in the structure of circuit, we designed the lock-in amplifier with the track switched-capacitor filters, the result is to improve the system dynamic range . At last, the paper describes the result of the endpoint detection in line.

**Key Words:** End-point detection, Lock-in amplifier, Switched-capacitor filter