

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5150053号
(P5150053)

(45) 発行日 平成25年2月20日(2013.2.20)

(24) 登録日 平成24年12月7日(2012.12.7)

(51) Int. Cl. F I
 HO 1 L 21/3065 (2006.01) HO 1 L 21/302 I O 3
 HO 5 H 1/46 (2006.01) HO 5 H 1/46 M
 HO 5 H 1/46 R

請求項の数 3 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2006-26485 (P2006-26485)	(73) 特許権者	501387839
(22) 出願日	平成18年2月3日(2006.2.3)		株式会社日立ハイテクノロジーズ
(65) 公開番号	特開2007-208084 (P2007-208084A)		東京都港区西新橋一丁目24番14号
(43) 公開日	平成19年8月16日(2007.8.16)	(74) 代理人	100100310
審査請求日	平成21年1月30日(2009.1.30)		弁理士 井上 学
		(72) 発明者	飯田 勉
			山口県下松市大字東豊井794番地
			株式会社 日立ハイ
			テクノロジーズ 笠戸事業所内
		(72) 発明者	西尾 良司
			山口県下松市大字東豊井794番地
			株式会社 日立ハイ
			テクノロジーズ 笠戸事業所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 プラズマ処理装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

真空容器と、当該真空容器内に設けられ試料を載置する下部電極と、当該下部電極に対向する位置に配置された上部電極と、前記下部電極に接続される第1の整合器と、当該第1の整合器を介して前記下部電極に電力を供給する第1の電源と、前記上部電極に接続される第2の整合器と、当該第2の整合器を介して前記上部電極に電力を供給する第2の電源とを備えたプラズマ処理装置において、

前記下部電極に前記第1の整合器からの電力を伝え、且つ、前記真空容器内からこの真空容器外の大気圧下まで延設された同軸線路であって前記電力が伝えられる内側の導体線路とこれの外周を囲むシールドとの間をガスが封入されるかまたは真空にされた同軸線路と、

前記第1の整合器とは分離され、且つ前記同軸線路の直下で該同軸線路に接続されて大気に面して配置され、前記試料のピーク・ツウ・ピーク電圧を検出する検出器と、

前記検出器と前記第1の整合器との間を接続し前記電力を供給する電力供給ケーブルとを備えたことを特徴とするプラズマ処理装置。

【請求項2】

真空容器と、当該真空容器内に設けられ試料を載置する下部電極と、当該下部電極に対向する位置に配置された上部電極と、前記下部電極に接続される第1の整合器と、当該第1の整合器を介して前記下部電極に電力を供給する第1の電源と、前記上部電極に接続される第2の整合器と、当該第2の整合器を介して前記上部電極に電力を供給する第2の電

源とを備えたプラズマ処理装置において、

前記下部電極に前記第1の整合器からの電力を伝え、且つ、前記真空容器内からこの真空容器外の大気圧下まで延設された第1の同軸線路であって前記第1の整合器からの電力が伝えられる内側の導体線路とこれの外周を囲むシールドとの間をガスが封入されるかまたは真空にされた第1の同軸線路と、

前記上部電極に前記第2の整合器からの電力を伝え、且つ、前記真空容器内からこの真空容器外の大気圧下まで延設された第2の同軸線路であって前記第2の整合器からの電力が伝えられる内側の導体線路とこれの外周を囲むシールドとの間をガスが封入されるかまたは真空にされた第2の同軸線路と、

前記第1の整合器とは分離され、且つ前記第1の同軸線路の直下で該第1の同軸線路に接続されて大気に面して配置され、該第1の同軸線路を伝えられる電力の位相を検出する第1の検出器と、

10

前記第2の整合器とは分離され、且つ前記第2の同軸線路の直上で該第2の同軸線路に接続されて大気に面して配置され、該第2の同軸線路を伝えられる電力の位相を検出する第2の検出器と、

前記第1の検出器と前記第1の整合器との間を接続し前記第1の整合器からの電力を供給する第1の電力供給ケーブルと、

前記第2の検出器と前記第2の整合器との間を接続し前記第2の整合器からの電力を供給する第2の電力供給ケーブルとを備えたことを特徴とするプラズマ処理装置。

【請求項3】

20

請求項1または2において、

前記同軸線路は、前記内側の線路を構成する内導体線路の周囲を囲んで配置された外導体線路とを有し、前記内導体線路と前記外導体線路とは、非磁性体の電気伝送性物質で形成されたことを特徴とするプラズマ処理装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は半導体の製造技術に属する。特にプラズマを用いて半導体ウエハをプラズマ処理する際に好適なプラズマ処理装置に関するものである。

【背景技術】

30

【0002】

近年の半導体素子の高集積化にともない回路パターンは微細化の一途をたどっており、要求される加工寸法精度はますます厳しくなっている。また、半導体素子の製造コスト低減の目的でウエハの口径が300mmと大口径化してきているが、歩留りを高めることを目的に、ウエハの中心から外周付近まで広い範囲でプラズマを均一にして高品質で均一な加工ができることが要求されている。製品処理にあたっては、微細な回路パターンを異方性の加工で形成する為に、高周波バイアスが印加されるのが一般的である。この時、ウエハに発生する高周波電圧及び自己バイアス電圧がどのような値になるかは、加工上の重要なパラメータであり、これを正確にモニタすることが重要になる。

【0003】

40

このような目的を達成するため、従来より、ウエハと高周波電源の整合器の間で高周波電圧を検出することが行われている（例えば、特許文献1、2）。

【0004】

これとは別に、高周波伝送路が、高周波の電圧・電流及び位相差に影響を与えることについて、高周波整合器の出力部とウエハでは高周波波形が異なること、したがって、ウエハの電位の情報を得るために、ウエハ電位を直接測定するウエハ電位プローブの手法が有効であることが知られている（例えば、特許文献3参照）。

【0005】

また、従来では、上部の金属材料の平板電極とウエハ（下部電極として動作する）よりなる平行平板型のプラズマ発生装置において、上部電極と下部電極（ウエハ）のそれぞれ

50

に同一周波数の高周波バイアスを印加する。それらのバイアス間の高周波電圧位相を制御するために、上部電極と下部電極の電圧と位相をモニタする手法が知られている（例えば、特許文献4参照）。

【0006】

【特許文献1】特開2003-174015号公報

【特許文献2】特開2002-203835号公報

【特許文献3】特開2001-338917号公報

【特許文献4】特開平8-162292号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0007】

プラズマ処理装置において、問題となる現象は、高周波の給電系のインダクタンスと浮遊容量あるいはウエハなどプラズマと容量結合する電極前面にできるイオンシースの静電容量により発生する共振である。浮遊容量と給電系のインダクタンスによる共振と、イオンシースの静電容量と給電系のインダクタンスによって発生する共振は、それぞれ独立している。つまり、二つの共振現象が同時に生じている。これにより、測定点から得られた電圧などの情報が、実際にウエハや電極に発生している電圧などの状態とかけ離れた値を示すと言う問題が発生する。従来技術の問題点は、本質的にこれらの共振現象が考慮されていないことである。

【0008】

20

特許文献1の技術には、明らかに電圧など測定点から得られる情報が、ウエハの情報と同じ、あるいは、同質であると言う前提条件がある。この前提条件が崩れた場合、本技術は精度が著しく低下する。

【0009】

前記前提条件が一般的なプラズマ処理装置において崩れていることに着目した発明が特許文献2である。この発明では、電圧などの測定点とウエハの間の等価回路を精密に指定することにより、測定点の情報からウエハの電圧・電流・位相のほか、ウエハから見た負荷のインピーダンスなどの情報を得ることができる。しかし、本技術をもってしても、問題の共振現象の影響は回避できない。なぜなら、共振を起こすインダクタンス成分と浮遊容量は、本技術の中の等価回路に組み込まれているが、対となるイオンシースの静電容量が等価回路に組み込まれていないからである。プラズマによるこの共振現象は、本技術からすれば予測不可能な現象である。

30

【0010】

さらに言えば、イオンシースの静電容量を等価回路に組み込んで、正確に評価することは非常に難しく、事実上不可能である。なぜなら、この静電容量は、ガス圧力・成分やプラズマ発生用の高周波電力などの多くのパラメータに依存して決まるプラズマの特性（電子密度、電子温度、ガス密度等とこれらのウエハ上の分布）と、ウエハに印加するバイアス用高周波電力によって決まる為、その値を正確に算出することができないからである。もちろん静電容量を算出する理論はあるが、理論に代入すべき数値の正確な値を知ることとはできない。つまり、精度保証ができない。

40

【0011】

また、イオンシースの静電容量は、ウエハから見た負荷インピーダンスの値を決める大きな要素である。ウエハに発生する高周波電圧は、マッチング回路からウエハまでの回路と、この負荷インピーダンスの組み合わせによって決まる。ところが、イオンシースの静電容量は、ウエハに発生した高周波電圧によって決まるという性質を持っている。つまり、この静電容量とウエハ電圧は相互依存性があると言う非線形な関係にある。従って、この静電容量とウエハ電圧の決定は、通常の等価回路シミュレーションでは解くことができず、数値計算法による収束計算を実施しないと決定できない。本計算は、計算開始の為の基礎データの数値をそろえることと、計算時間の両方の観点から、リアルタイムで行うことは非常に困難である。

50

【 0 0 1 2 】

以上より得られる結論は、等価回路を用いるという技術を使って、問題となる共振現象を解決できないことである。等価回路を用いても計算できないか、あるいは精度保証ができないと言う結果に到る。

【 0 0 1 3 】

以上の特許文献 1 あるいは 2 の技術に対し、特許文献 3 の技術はウエハの電位を直接測定する技術であり、原理的には問題の共振現象を回避できる。しかし、本技術は信頼性の問題があり、実用化は困難である。本技術は、WC (タングステンカーバイド) の硬い針によって、ウエハの裏面にある酸化膜や窒化膜を突き破り、ウエハ電圧の直接測定を実現する。問題は、50 万枚から 100 万枚のウエハを次々と処理する半導体製造装置で、ウエハの裏面の膜を確実に破って安定した測定を実現することが保証できないことである。そのような構造を設計することは、大変困難なことである。

10

【 0 0 1 4 】

位相に関しても、共振点の前後で位相が大きく変化し、極端な場合位相が逆転することは良く知られている。特許文献 4 のように位相制御する技術においても、問題の共振は制御性能に重大な支障を与える。問題の共振は、高周波の伝送路のインダクタンスとイオンシースの静電容量が共振を起こすという現象であり、ウエハに対する高周波バイアス印加だけでなく、特許文献 4 のように、ウエハに対向する電極の高周波バイアス印加においても発生する現象である。特許文献 4 においても、位相の測定点に関して、問題の共振は考慮されておらず、特許文献 1 - 3 と同じように、問題の共振現象は重大な支障を与えることがわかる。

20

【 0 0 1 5 】

以下に、発明者らが見出した共振現象について詳しく説明する。ここでは例として、ウエハを搭載する電極を取り上げる。ただし、これらの二つの共振の問題は、プラズマと容量結合するいかなる電極に関しても全く同じように発生する。最初に、電極の構造を等価回路化し、電圧測定 (ここではピーク・ツー・ピーク電圧 : V_{pp}) を例として、プラズマが無くても共振現象が見られることを説明する。これが一つ目の共振、浮遊容量と高周波伝送系のインダクタンスによる共振である。次に、プラズマがある場合の共振現象について説明する。これが、二つ目の共振、つまり、イオンシースの静電容量と高周波伝送系のインダクタンスによる共振である。位相測定に関してもまったく同じ結論が得られる。

30

【 0 0 1 6 】

一つ目の共振、浮遊容量と高周波伝送系のインダクタンスによる共振について示す。図 1 に、ウエハバイアス RF 電源から電極までに構成される部品のブロック図を模式的に示す。ウエハバイアス RF 電源の出力から、整合回路、 V_{pp} 検出器、電力供給ケーブル、電極の順に構成される。RF 電源から電力供給ケーブルまでは大気中にあり、ウエハを搭載する電極は真空中にある。図 1 のブロック図を等価回路に置き直すと図 2 のような回路になる。電力供給ケーブルは一般的な同軸線であり、中心導体のインダクタンス ($L_1 + L_2$) と浮遊容量 (C_1) がある。電極は、高周波伝送部 (等価回路としては同軸構造と同じ) とウエハを静電吸着する溶射膜 ($C_3 + R_1$) に分かれる。ウエハには、電圧計測用の高電圧プローブ (8 pF , 10 M) が接続されるが、インピーダンスが非常に高く無視できる為、等価回路には書き込んでいない。図 2 の等価回路は、一般的なものであり、実際の電極は、浮遊容量があり (C_{s1} , C_{s2} で示す)、フォーカスリング等数多くの工夫が凝らされているために、図 2 のものより複雑になる。

40

【 0 0 1 7 】

実際の電極を用いて、図 1 の構成で周波数特性を測定した結果を図 3 (a) に示す。横軸はバイアスとして印加した周波数であり、縦軸は図 2 の V_1 と V_2 の電圧比である。4 MHz 以上で共振点がいくつか現れていることがわかる。そこで、電極のインダクタンスと静電容量を測定し、等価回路を作ってシミュレーションを行った。この結果を図 4 に示すが、測定した共振現象を再現できることがわかった。これは、一般的に知られている共振周波数

50

【 0 0 1 8 】

【 数 1 】

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots(\text{式1})$$

によって理解できる。図2の等価回路において、伝送線路のトータルインダクタンス L_t は、約 $1.7 \mu\text{H}$ 、伝送線路と電極のトータル浮遊容量 C_t は、約 908 pF であった。これを、前記式1に代入すると 4.1 MHz となり、測定結果をよく説明する。しかし、共振現象そのものは、シミュレーションによって再現できるものの、電圧比は再現できていない。これは、実際の構造物の電気特性を、測定精度を保證できるだけの正確な等価回路に置き換えることがほとんど不可能なためである。

10

【 0 0 1 9 】

以上述べたように、 4 MHz で共振が発生したとすると、共振の帯域幅 (Q 値) にもよるが、共振周波数より低い周波数 (この場合 2 MHz 以上) の周波数を用いた時の電圧測定信頼性が低下する。前記測定した $1.7 \mu\text{H}$ と 908 pF は、それほど極端に大きな値ではないことは重要である。電極に数 m の高周波伝送路を接続すると、簡単に発生するインダクタンスと浮遊容量である。発明者らの経験では、設計手法や装置構成にも依るが、 1 MHz 以上の周波数のバイアスを用いる時には、この共振現象を考慮する必要がある。

20

【 0 0 2 0 】

次に、二つ目の共振、つまり、イオンシースの静電容量と高周波伝送系のインダクタンスによる共振について示す。プラズマがある場合、ウエハはプラズマと容量結合する。従って、プラズマにより新たな静電容量を考慮する必要が生じる。さらに、プラズマがあるときは、図3(a)や図4の場合よりも、さらに共振周波数が低下する場合があることが考えられる。この新たな静電容量は、ウエハ前面に形成されるイオンシースの静電容量が支配的になる。このイオンシースの厚さ d_{sh} は、理論的に次式で与えられる。

【 0 0 2 1 】

【 数 2 】

$$d_{sh} = 1.36 \frac{\sqrt{2}}{3} \lambda_{db} \left(\frac{2eV_{sh}}{k_B T_e} \right)^{0.75} \quad \dots(\text{式2})$$

30

ここで、 λ_{db} : デバイ長、 e : 素電荷、 k_B : ボルツマン定数、 T_e : 電子温度である。
 V_{sh} : シースの平均電圧は次式で定義できる。

【 0 0 2 2 】

【 数 3 】

$$V_{sh} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_s(\tau) - V_B(\tau)) d\tau \quad \dots(\text{式3})$$

40

ここで、 ω : バイアスの角周波数、 $V_s(\omega)$: プラズマ空間電位、 $V_B(\omega)$: バイアス電位である。

【 0 0 2 3 】

最終的なイオンシースの静電容量は、イオンシースの厚さ d_{sh} を用いて

【 0 0 2 4 】

【数4】

$$C_{sh} = \frac{\epsilon_0 S_w}{d_{sh}} \quad \dots (式4)$$

である。ここで、 ϵ_0 ：真空の誘電率、 S_w ：ウエハ面積である。

【0025】

式4では、ウエハ面積が一定であることから、イオンシースの静電容量はイオンシース厚さに反比例することがわかる。つまり、イオンシース厚さが薄くなる条件が、共振周波数が低くなる条件に等しい。デバイ長はプラズマの電界遮蔽能力の基本長さであるが、プラズマの密度に反比例して短くなる。プラズマの中では電子温度は大きくても数十パーセントしか変化しないのでこれを無視すると、式2より、イオンシース厚さが薄くなる条件とは、プラズマ密度が高い時と、バイアス電圧が低い時であることがわかる。このことから得られる結論は、問題としている共振周波数は一定ではなく、例え同一装置においても、ましてや装置が異なれば、プラズマの生成条件やウエハの加工条件によって変化すると
10

【0026】

通常、半導体製品の加工に使われるプラズマは、電子温度が3 eV程度、プラズマ密度が $10^{10} \sim 10^{12} \text{cm}^{-3}$ である。また、バイアスの電圧は、100 ~ 4000 Vppである。これより得られるイオンシースの静電容量は、200 ~ 8000 pF程度となる。これを用いて共振をシミュレーションした。模式的な等価回路を図5に示す。これは、図2の等価回路にプラズマの負荷を加えたものである。ここで、典型的なプラズマの回路として $C5 = 2000 \text{pF}$ 、 $R3 = 160$ を(300mmウエハに対応した値)与えたところ、図6の結果を得た。これより、共振周波数が3MHzまで低下することがわかった。図5を見ると判るように、 $C5$ と直列に $C3$ 、つまり電極溶射膜の静電容量がある。伝送線路のインダクタンス($L1 \sim L4$)と共振を起こすのは、 $C3$ と $C5$ の合成静電容量である。ここで、 $C3 = 7500 \text{pF}$ (300mmウエハ対応)とすると、合成容量は1579 pFとなる。この値と1.7 μH を式1に代入すると、3.1 MHzという値が得られ、シミュレーション結果を良く説明する。このことは、プラズマがある時の共振周波数は、イオンシースの静電容量と電極溶射膜の静電容量の合成静電容量、及び伝送線路のインダクタンスで決まっていることを示している。電極溶射膜の静電容量は、装置固有の値をとることから、共振現象そのものは、伝送線路のインダクタンスとイオンシースの静電容量によって発生すると結論できる。
20

【0027】

このことを実際に装置を使用して検証した。図7に、電極上でのVppが20V一定となるようにウエハバイアス電源を出力したときの周波数特性を示す。理論から予測されるように、共振周波数が極めて低くなっており、この場合2MHz以下となった。1.7 μH で計算すると、合成静電容量は、4300 pF程度と見積もれる。この場合、Vppが極めて低いので、シースの静電容量は10000 pF程度に達する。以上、理論予測のとおり、バイアス電圧が低い時には、共振周波数が大きく低下することがわかる。
30

【0028】

図5では、電極の持つ静電容量(下部電極では溶射膜が支配的であり、この部分の静電容量となる)がイオンシースの静電容量と直列に入っている。この直列に入れた静電容量の効果を検討する。イオンシースの静電容量を C_{sh} 、溶射膜の静電容量を C_{el} 、合成した静電容量を C_{tot} とおくと、 C_{tot} は直列合成なので次式で求められる。
40

【0029】

【数5】

$$C_{tot} = \frac{C_{sh} \times C_{el}}{C_{sh} + C_{el}} \quad \dots (式5)$$

この C_{tot} に対する C_{el} の影響を計算した結果を図8に示す。 C_{sh} はプロセス条件によって異なる値になるが、 C_{el} は設計によって決まる値であり、この C_{el} を操作することにより、共振周波数を決める C_{tot} を制御できる可能性がある。式5からも判るように、 C_{tot} の最大値は C_{el} が無限大の時に C_{sh} となり、 C_{el} が有限の値をとる場合は、 $C_{tot} < C_{sh}$ となる。つまり、 C_{el} の働きは、 C_{tot} を低下させ、共振周波数を高くする効果があることがわかる。このことは、転じて、 C_{sh} や C_{el} に直列に静電容量の低いコンデンサを挿入することで、共振周波数を高くすることが可能であることを意味する。

10

【0030】

この効果を検討する為に、図5の等価回路で $C_3 = 100 \text{ pF}$ とした時のシミュレーションを行った。結果を図9に示す。イオンシースの静電容量による共振周波数は、 22 MHz まで高くなった。しかし、 6 MHz 付近でも共振が見られる。これは、図5の $L_1 \sim L_4$ ($1.7 \text{ } \mu\text{H}$) と浮遊容量 C_1 、 C_2 (350 pF) 等による共振である。つまり、前述したように、浮遊容量と高周波伝送系のインダクタンスによる共振と、イオンシースの静電容量と高周波伝送系のインダクタンスによる共振は独立した共振であり、これら二つの共振周波数をそれぞれ高くすることが必要になる。また、これらのインダクタンスや浮遊容量は、図5の電力供給ケーブルや電極内部の高周波伝送部に由来しており、構造上、必ず存在する。従って、イオンシースの静電容量を見かけ上小さくすることは、これらの高周波伝送路の共振周波数が、使用する高周波より十分高い時にのみ、効果があるといえる。

20

【0031】

しかしながら、図9の結果には重大な欠点がある。 V_1 / V_2 比が 0.1 前後と極めて低いことである。これは、 $C_3 = 100 \text{ pF}$ としたことにより、 C_3 のインピーダンスが高くなったため、 C_3 における電圧降下が無視できないほど大きくなっている為である。また、この電圧降下量は、プラズマのインピーダンス(シースの静電容量を含む)によって変化する為、測定精度を保証することは難しい。結果として、この電圧効果量が無視できるようにしようとすると、 10000 pF とか、それ以上のコンデンサを接続することになる。この場合、逆に、共振周波数を高める効果はほとんどなくなってしまう。

30

【0032】

以上述べたように、コンデンサを直列に挿入する方法は、多少の効果は期待できるが、デメリットもあり、効果的な方法とはいえない。ここまで説明したイオンシースによる共振と高周波伝送路の共振で、共通する回路素子は、高周波伝送路のインダクタンスである。これを小さくすることにより、全ての共振周波数を高くすることが期待できる。

【0033】

これを検証するために、図5において、全ての高周波伝送路のインダクタンスを $1/4$ に減らした場合のシミュレーションを行った。理論上では、式1より、共振周波数が2倍になることになる。シミュレーションの結果を図10に示すが、予想通り、共振周波数は図6の2倍の 6.3 MHz となった。また、この 6.3 MHz 以下には共振はまったく見られない。つまり、各共振に共通な回路素子である高周波伝送系のインダクタンスを低下させることにより、問題となる二つの共振周波数を同時に高くすることができる。

40

【0034】

以上より得られる結論・問題をまとめる。まず、問題の共振現象は二つある。一つ目は高周波伝送線路のインダクタンスと浮遊容量によって発生する。二つ目は、高周波伝送線路のインダクタンスとイオンシースの静電容量で発生する。この原理により、共振現象そのものが消滅することはありえない。また、ウエハを搭載する電極のように、伝送線路のインダクタンスと直列に静電容量がある場合、この静電容量も共振周波数の決定に強く関

50

与する。イオンシースの静電容量に由来する共振周波数には、バイアスの電圧とプラズマ密度に強い依存性があり、ウエハの処理条件によって大きく変化する。また、電極溶射膜の静電容量も関与するので、共振周波数の範囲は装置固有の範囲をとる。

【0035】

式1より、これらのインダクタンスや静電容量は、当然低ければ低いほど共振周波数を高くするので好都合となる。バイアスとして使用する高周波の周波数が、この共振周波数の近傍にある時は、測定点における電圧測定値は、実際にウエハに発生する電圧よりかけ離れた値となる。また、測定点の電圧とウエハの電圧の比率は、ウエハ処理条件によって変わり、一定の値とはならない。ウエハに発生する電圧を等価回路によって定量的に計算することは、事実上不可能である。位相と電流測定に関しても、結論は同じである。

10

【0036】

過去から現在に到るまで、半導体処理装置のウエハや液晶基板などの寸法は拡大してきた。これは、製造コスト低減のためである。この傾向は、技術の発達にも依存するが、今後も続くと予想できる。このように、ウエハなど基板の寸法、つまり、面積の増大は、式4で示すように、シースの静電容量を増加させる為、共振周波数は低下することになる。従って、本発明によって提供される技術は、今後の半導体製造における高周波印加にとって、必須の技術になる。

【0037】

本発明の目的は、上記共振現象の存在下であっても、電圧や位相の測定を任意の目標とする精度に容易に設定可能な技術を提供することである。

20

【課題を解決するための手段】

【0038】

上記目的は、真空容器と、当該真空容器内に設けられ試料を載置する下部電極と、当該下部電極に対向する位置に配置された上部電極と、前記下部電極に接続される第1の整合器と、当該第1の整合器を介して前記下部電極に電力を供給する第1の電源と、前記上部電極に接続される第2の整合器と、当該第2の整合器を介して前記上部電極に電力を供給する第2の電源とを備えたプラズマ処理装置において、前記下部電極に前記第1の整合器からの電力を伝え、且つ、前記真空容器内からこの真空容器外の大気圧下まで延設された同軸線路であって前記電力が伝えられる内側の線路とこれの外周を囲むシールドとの間をガスが封入されるかまたは真空にされた同軸線路と、前記第1の整合器とは分離され、且つ前記同軸線路の直下で該同軸線路に接続されて大気に面して配置され、前記試料のピーク・ツウ・ピーク電圧を検出する検出器と、前記検出器と前記第1の整合器との間を接続し前記電力を供給する電力供給ケーブルとを備えたことにより達成される。

30

【0039】

また、前記下部電極に前記第1の整合器からの電力を伝え、且つ、前記真空容器内からこの真空容器外の大気圧下まで延設された第1の同軸線路であって前記第1の整合器からの電力が伝えられる内側の線路とこれの外周を囲むシールドとの間をガスが封入されるかまたは真空にされた第1の同軸線路と、前記上部電極に前記第2の整合器からの電力を伝え、且つ、前記真空容器内からこの真空容器外の大気圧下まで延設された第2の同軸線路であって前記第2の整合器からの電力が伝えられる内側の線路とこれの外周を囲むシールドとの間をガスが封入されるかまたは真空にされた第2の同軸線路と、前記第1の整合器とは分離され、且つ前記第1の同軸線路の直下で該第1の同軸線路に接続されて大気に面して配置され、該第1の同軸線路を伝えられる電力の位相を検出する第1の検出器と、前記第2の整合器とは分離され、且つ前記第2の同軸線路の直上で該第2の同軸線路に接続されて大気に面して配置され、該第2の同軸線路を伝えられる電力の位相を検出する第2の検出器と、前記第1の検出器と前記第1の整合器との間を接続し前記第1の整合器からの電力を供給する第1の電力供給ケーブルと、前記第2の検出器と前記第2の整合器との間を接続し前記第2の整合器からの電力を供給する第2の電力供給ケーブルとを備えたことにより達成される。

40

【発明の効果】

50

【 0 0 4 0 】

以上詳細に説明したように本発明によれば、イオンシースと高周波伝送線路に起因する共振周波数を高くするように、高周波伝送路と電圧や位相の検出回路を最適化できる。これにより、高周波電圧と位相を正確に検出することができる。また、プラズマ処理装置の動作を最適な状態で安定に運転することが可能になる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 4 1 】

前述したように、共振は無くならない事、計算や校正による補正ができないことより、課題の解決方法は、測定対象の電極（ウエハ等プラズマと容量結合する電極）に於ける電圧や位相情報に対して、測定点での電圧や位相情報が等価あるいは同質であるように、装置を構成することに限られる。このような装置構成は、共振周波数を高くして電圧などの検出が共振の影響を受けないような装置構成である。

【 0 0 4 2 】

まず、共振周波数をできるだけ高くすることを考える。ここで、“最低共振周波数”という言葉に記号 f_L で定義する。最低共振周波数は、あるプラズマ処理装置とその装置の使用条件の範囲で現れる、最も低い共振周波数とする。ここで、図 3 (a) の共振周波数を 4 MHz とし、横軸を 4 MHz に対する比率で表すと、図 3 (b) のようになる。ここで、たとえば、電圧測定精度 $\pm 5\%$ 以内の装置構成を目的とした場合を考える。図 3 (b) から、電圧測定精度 $\pm 5\%$ を満たす条件 (V_1 / V_2 が $0.95 \sim 1.05$) は、周波数比が 0.5 以下であることが判る。このことより、この最低共振周波数は、使用するバイアス用高周波（記号 f_B とする）の少なくとも 2 倍以上になるように、装置を構成する必要があることが判る。これにより、電圧や位相測定に対する共振現象の影響を無視できるレベル以下にすることが可能になる。これを数式で表現すると、

【 0 0 4 3 】

【数 6】

$$f_L > 2f_B$$

…(式 6)

である。式 1 を式 6 に代入して変形すると、共振を発生させるインダクタンスと静電容量に対する条件を導くことができ、次式のようになる。

【 0 0 4 4 】

【数 7】

$$LC < (4\pi f_B)^{-2}$$

…(式 6')

ここで、 L は伝送路のインダクタンスなど共振を起こすインダクタンスの代表値、 C は共振に関与する静電容量の代表値で、高周波伝送経路の浮遊容量、あるいは、イオンシースの静電容量（イオンシースの静電容量に直列に入る静電容量を含む）である。

【 0 0 4 5 】

前述したように、共振周波数を決定するのは、イオンシースの静電容量、高周波伝送線路のインダクタンス及びこのインダクタンスに直列に入った静電容量、および浮遊容量である。イオンシースの静電容量は、装置とその装置の運転条件に依存して決まることから、一般には制御不可能なパラメータとなる。また、電極溶射膜の静電容量は、溶射膜材料の誘電率と膜厚で決まるが、300mmウエハを対象とした場合、2000～50000 pF 程度になる。ただし、溶射膜の静電容量は、ウエハの吸着や除電方式やそれらの性能、さらには、耐電圧の観点から、自由に制御できるパラメータとはならない。浮遊容量についても同様である。

【 0 0 4 6 】

溶射膜の静電容量は、そのインピーダンスによる電圧降下が無視できるように、できるだけ大きい方が望ましい。溶射膜の静電容量は、高周波伝送路に直列に挿入されるので、

共振周波数を下げる効果は無い。従って、これを小さくして共振周波数を上げ、別のデメリットが生じるより、デメリットが無い状態にしておくほうが望ましいからである。また、電極とアース間の浮遊容量は、伝送線路に起因した共振周波数が高くなるように、できるだけ小さい方が望ましい。

【 0 0 4 7 】

前述したように、共振の影響を回避する為には、測定対象の電極（ウエハ等プラズマと容量結合する電極）に於ける電圧や位相情報に対して、測定点での電圧や位相情報が等価あるいは同質となる必要がある。つまり、共振周波数を高くする必要のあるのは、あくまでも測定点と対象となる電極の間だけであることが重要である。高周波電源から整合器を通して電極に到る全ての高周波伝送路における共振の有無は、別の問題があるものの、本技術に関する限り重要ではない。

10

【 0 0 4 8 】

以上より、課題を解決する一つ目の手段は、測定点（ V_{pp} 検出器あるいは位相検出器）と測定対象の電極との間のインダクタンスを、式6を満たすように低下させることである。図6の結果に対して、インダクタンスを $1/4$ に減らすことで、図10の結果が得られることから、この方法で効果が得られることが判る。これを実現する手段は、二つある。一つは、実際の高周波伝送路のインダクタンスを低下させること。これには、高周波伝送路を単に短くすることと、高周波伝送路の構造自体を低インダクタンスの構造に変更することを含んでいる。もう一つは、測定点を測定対象の電極に近づけることである。これは、高周波伝送路を短くすることと等価である。この二つの技術を単独で用いることもできるが、組み合わせることにより、より大きく共振周波数を高くすることができる。

20

【 0 0 4 9 】

高周波伝送路を短くすることを考える。例えば、図5において、電力供給ケーブルと電極内の高周波伝送部の長さを $1/2$ にすることで、共振周波数を 1.4 倍近くまで高くすることができる。しかし、電力供給ケーブルを短くすることは、半導体製造装置を用いる時の整合器の配置（レイアウト）に大きく影響する。また、電極内の高周波伝送部を短くすると、電極の機能（例えば、電極が上下に稼動できる機能を持っていたとすると、上下の稼動範囲が小さくなる）に影響する。従って、高周波伝送路を短くすることには限界がある。この方法で十分共振周波数が高くない場合は、前述したように、他の共振周波数を高くする技術を併用する必要がある。

30

【 0 0 5 0 】

以上述べた内容をベースとして共振周波数を高くする具体的な方法を説明する。ここでは、図4、図6の結果を再現する簡単な共振モデルを作成し、理論的に最適解を求める。このために、図2と図5に示した電力供給ケーブルと電極内の高周波伝送部を、一つの高周波伝送経路で代表させる。

【 0 0 5 1 】

高周波伝送路は、大電力を伝送するので、中心導体の周囲をシールドする構造が必要になる。最も一般的な構造が図11に示す同軸構造である。内導体（半径 a ，比透磁率 μ_1 ）に高周波電力が流れ、接地した外導体（内径 b ，外径 c ，比透磁率 μ_2 ）で囲まれている。ただし、 $a < b < c$ である。この外導体には、高周波の戻りの電流が流れる。従って、内導体と外導体の電流値は同じで流れる方向が逆である。内導体と外導体の間は比透磁率 μ_0 ，比誘電率の誘電物質（気体・液体・固体あるいは真空でもかまわない）で充填されている。

40

【 0 0 5 2 】

図11の同軸構造の長さを l とおくと、同軸構造のインダクタンス（ I_{induct} ）は次式で与えられる。

【 0 0 5 3 】

【数 8】

$$\text{Induct} = \frac{l}{4\pi} \left[\frac{\mu_1}{2} + 2\mu_0 \ln\left(\frac{b}{a}\right) + \frac{\mu_2}{c^2 - b^2} \left(\frac{2c^4}{c^2 - b^2} \ln\left(\frac{c}{b}\right) - \frac{3c^2 - b^2}{2} \right) \right] \quad \dots(\text{式 7})$$

この式 7 から重要な結論が得られる。つまり、インダクタンスを最小にするには、図 11 で示した比透磁率 (μ_0 , μ_1 , μ_2) は全て 1 でなくてはならないことである。つまり、内導体、外導体は非磁性体の電気伝導性物質でなくてはならない。誘電物質も、非磁性体でなくてはならない。

【0054】

次に、内導体と外導体の間の静電容量 (Cap) を求める。これは、次式で与えられる。

【0055】

【数 9】

$$\text{Cap} = \frac{2\pi \epsilon l}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad \dots(\text{式 8})$$

この式 8 から重要な結論が得られる。つまり、同軸構造の中間部にある誘電体の比誘電率はできるだけ小さくする必要がある。可能ならば、比誘電率が 1 の状態 (つまり真空層あるいはガス層) が望ましい。例えば、耐電圧を上げると言う観点から、何らかの液体あるいは固体を充填するのならば、比誘電率が 9 のアルミナより、比誘電率が 3 の石英の方が望ましいし、さらに、比誘電率が 2.5 前後のフルオロカーボン材の液体か固体を充填するほうが望ましいということになる。当然、間に真空やガス層を含んだハイブリッド構造にし、誘電率をさらに下げるとは有効な手段となる。このようなハイブリッド構造の一例としては、内導体の外面と、外導体の内面を耐電圧を確保するのに十分な厚さのテフロン (登録商標) コーティングを施し、外導体と内導体の間に真空 (あるいはガス) 層を設けることである。

【0056】

図 11 で考えた同軸構造の一端に高周波電源の整合器が取り付けられ、整合器出口に電圧や位相の検出器があるとす。そして、同軸構造の反対側の一端にプラズマと容量結合する電極が取り付けられるものとする。通常、このような電極は面積の大きな平板であることが多く、この電極内にはインダクタンス成分は無いものとする。しかし、構造上、このような電極は周囲が接地された導体で囲まれることが多く、この電極と接地導体との間の浮遊容量 C_s を求める必要がある。簡単な構造であれば、手計算で浮遊容量を算出できる。複雑な構造のものは、測定するか、市販の電磁場シミュレーションソフトを使うと算出できる。ここでは、この浮遊容量 C_s の算出方法は省略する。

【0057】

以上より、高周波伝送路のインダクタンスと浮遊容量による共振周波数 (Reso_Line) は、式 1 を書き換えることにより、次式で与えられる。

【0058】

【数 10】

$$\text{Re so _ Line} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(\text{Cap} + C_s) \times \text{Induct}}} \quad \dots(\text{式 9})$$

ここで $l = 3.3 \text{ m}$, $a = 2 \text{ mm}$, $b = 18.5 \text{ mm}$, $c = 22 \text{ mm}$, $C_s = 700 \text{ pF}$, $\epsilon = 2.5$ と置くと、 $\text{Induct} = 1.7 \mu\text{H}$, $\text{Cap} = 206 \text{ pF}$ となり、 $\text{Reso_Line} = 4.1 \text{ MHz}$

10

20

30

40

50

が得られて、図3(a)および図4の結果を再現できる。

【0059】

さらに、イオンシースの静電容量 $C_{sh} = 2000 \text{ pF}$ 、電極ヘッドの静電容量 $C_{el} = 7500 \text{ pF}$ とおくと、イオンシースの静電容量による共振周波数 ($Reso_{sh}$) は、式5を用いて次式より、 $Reso_{sh} = 3.1 \text{ MHz}$ となって、図6の結果を再現できる。

【0060】

【数11】

$$Reso_{sh} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{tot} + C_s} \times Induct} \quad \dots(\text{式10}) \quad 10$$

【0061】

以上述べたように、図3(a)や図7の実験結果は、等価回路シミュレーションだけでなく、式9、式10の理論式でも解析できることがわかる。そこで、同軸管の形状パラメータである、 a 、 c 、 l を用いて、最適形状の求め方を説明する。

【0062】

まず、 $a = 15 \text{ mm}$ 、 $b = 18.5 \text{ mm}$ 、 $l = 3.3 \text{ m}$ とにおいて、 c 依存性を調べる。結果を図12に示すが、 c の増加に伴い、共振周波数は単純減少する結果になった。これは、中心導体を通る電流に対して、戻り電流が外導体を通るために生じる現象である。つまり、それぞれの電流による漏洩磁束が互いに打ち消しあって同軸構造全体の漏洩磁束、つまりインダクタンスが決まるが、 c が a より遠くなると漏洩磁束の打ち消しあいが少なくなり、結果として、インダクタンスが増えると言う現象である。従って、外導体は、設計上許される範囲内で、できるだけ薄い方が良いと言う結論が得られる。 20

【0063】

次に、 $b = 18.5 \text{ mm}$ 、 $c = 22 \text{ mm}$ 、 $l = 3.3 \text{ m}$ とにおいて、 a 依存性を調べる。結果を図13に示す。内導体の半径 a が大きくなると、式7より、同軸構造のインダクタンスは単調減少する。このため、式10で与えられるイオンシースの静電容量による共振周波数 ($Reso_{sh}$) は、単調に増加する。しかし、式8の同軸構造の静電容量は、 a が大きくなると増加する。式9で与えられる高周波伝送路のインダクタンスと浮遊容量による共振周波数 ($Reso_{Line}$) は、減少する $Induct$ と増加する Cap の積で決まるが、 a が大きくなると Cap の増加割合が $Induct$ の減少割合を上回るようになる為、結果として、 $Reso_{Line}$ は最大値を持つようになる。ここで、式6で用いた最低共振周波数 f_L は、次式で定義できる。 30

【0064】

【数12】

$$f_L = \min(Reso_{Line}, Reso_{sh}) \quad \dots(\text{式11})$$

なお、 $\min(x, y)$ という表現は、「 x と y のうちの小さい方」という数学表現である。この定義を用いると、図13の最適解は、 f_L を最大にする a ということになる。図13は a の依存性を調べた例であるが、 b 、 c 、 l 等への依存性も考えると、図11の最適構造は、ある有限の l に対して式11を最大にする a 、 b 、 c の組み合わせということになる。 40

【0065】

ここで、図13の最適解を導く。図13に記入したA、B、C、Dの4点を検討する。B点は ($a = 10.975 \text{ mm}$) で、 $Reso_{Line}$ と $Reso_{sh}$ の交点である。A点はB点より a が小さい場所で、ここでは $a = 10.0 \text{ mm}$ とする。C点は、 $Reso_{Line}$ の最大値を与える場所で、誤差の範囲で a が最も大きいところ ($a = 11.9 \text{ mm}$) である。D点は、C点より a が大きい場所で、ここでは、 $a = 13.0 \text{ mm}$ とする。この4点で、それぞれ f_L を計算 50

すると次のようになる。

A点では： $f L = \min(5.348 \text{ MHz}, 5.118 \text{ MHz}) = 5.118 \text{ MHz}$

B点では： $f L = \min(5.395 \text{ MHz}, 5.395 \text{ MHz}) = 5.395 \text{ MHz}$

C点では： $f L = \min(5.408 \text{ MHz}, 5.677 \text{ MHz}) = 5.408 \text{ MHz}$

D点では： $f L = \min(5.368 \text{ MHz}, 6.043 \text{ MHz}) = 5.368 \text{ MHz}$

以上より、図中のC点が最適解であり、 $a = 11.9 \text{ mm}$ 、 $f L = 5.408 \text{ MHz}$ となる。

【0066】

高周波伝送系を短くすることは、装置のレイアウトや機能の関係で、大きな効果が得られ難いことは既に述べた。一般に、電圧や位相の検出回路は高周波電源の制御系とも関与するので、整合器に内蔵される。しかし、この検出回路を整合器と分離して適切な位置に設置することにより、高周波伝送系を短くすると同じ効果が得られる。このブロック図を図14に示す。図5と比べると判るように、検出器を電極と電力供給ケーブルの間に設置する。この方法のメリットは、共振を考慮する上で、電力供給ケーブルのL1, L2, C1を考慮する必要がなくなるということである。また、この方法は、図15に示すように、検出器を内蔵した整合器を直接電極に接続することと、機能的に等しい。ただし、整合器を電極に直結するのは、整合器が比較的小さく、電極下部に整合器を取り付けられるだけの空間がある場合に限られる。従って、図15の方法は一般的な方法とはいえない。

【0067】

極端な場合、図16に示すように検出器を電極内部に内蔵するという考えられる。図16の方法では、検出部と電極の間にインダクタンスが無い為、本質的に共振現象そのものの影響を逃れることができる。しかしこの方法は、いくつかの問題があり、結果として信頼性などに問題が残ってしまう。これらの問題とは、(a)使用する電気部品(抵抗, コンデンサ, コイル, ダイオード, など)は、大気中で使用されることが前提であり、真空中の使用では性能保証されないこと、(b)電気部品からの発熱は避けようがないが、真空中ではほとんど熱が逃げない為、連続使用できない。あるいは、放熱の為の特殊な構造が必要になり、結果として装置原価が上がってしまう、(c)腐蝕性ガスによる部品の劣化が生じる可能性が高い、(d)膜堆積が生じる場合、回路動作に影響が出る可能性が高い、(e)プラズマ生成用の高周波の回り込みにより、回路に損傷が生じる可能性が高い、(f)同じく、プラズマ生成用の高周波の回り込みにより、回路周辺でプラズマが発生して、回路が損傷したり、回路動作に影響したりする可能性が高い、などである。これら全ての問題は、解決不可能な問題ではないものの、非常に高価な装置になったり、また、信頼性に問題が残ることになりかねない。図14のように、小さな検出器を電極の大気側に装着することで問題が解決するならば、わざわざ大きなデメリットを抱えて真空中に検出部を設けるべきではない。この意味で、図14の方法は、非常に現実的な解決方法であるといえる。

【0068】

図14の構成を念頭に、まず、 $a = 11.9 \text{ mm}$ 、 $b = 18.5 \text{ mm}$ 、 $c = 22 \text{ mm}$ とにおいて、 l 依存性を調べる。結果を図17に示す。 l を小さくすることで、共振周波数を非常に高くすることができることが判る。イオンシースによる共振周波数(Reso_sh)は、式7によるインダクタンスの低下で共振周波数が高くなる。しかし、高周波伝送系の共振周波数(Reso_Line)は、式8の静電容量と式7のインダクタンスが同時に減少するため、共振周波数が急激に高くなる。当然、式7~10より、 $l \rightarrow 0$ の時、Reso_Line, Reso_shである。

【0069】

以上より、 l を小さくすることで、共振周波数を急激に高くすることができることが判る。そこで、現実的な電極下部の高周波伝送系の長さ l を 0.5 m とした時、共振周波数の a 依存性を図18に示す。図13の結果と比べると、共振周波数が2~4倍になっていること、 a の最適値が異なることが判る。ここで、図13の場合と同様、図18の最適解を導く。図18に記入したA, B, C, Dの4点を検討する。B点は($a = 15.51 \text{ mm}$)

で、Reso_Line の最大値を与える場所である。A 点は B 点より a が小さい場所で、ここでは $a = 15.0 \text{ mm}$ とする。C 点は、Reso_Line と Reso_sh の交点 ($a = 17.093 \text{ mm}$) である。D 点は、C 点より a が大きい場所で、ここでは、 $a = 18.0 \text{ mm}$ とする。この 4 点で、それぞれ fL を計算すると次のようになる。

A 点では： $fL = \min(20.676 \text{ MHz}, 17.521 \text{ MHz}) = 17.521 \text{ MHz}$

B 点では： $fL = \min(21.752 \text{ MHz}, 18.11 \text{ MHz}) = 18.11 \text{ MHz}$

C 点では： $fL = \min(20.23 \text{ MHz}, 20.23 \text{ MHz}) = 20.23 \text{ MHz}$

D 点では： $fL = \min(15.162 \text{ MHz}, 21.713 \text{ MHz}) = 15.162 \text{ MHz}$

以上より、図中の C 点が最適解であり、 $a = 17.093 \text{ mm}$ 、 $fL = 20.23 \text{ MHz}$ となる。また、 $Cap = 879 \text{ pF}$ 、 $Induct = 0.039 \mu\text{H}$ である。ここで注意が必要なのは、図 18 の場合最適解は Reso_Line と Reso_sh の交点であったが、図 13 の場合は交点以外の場所であったことである。ここでは、例として、 b 、 c 、 l に何らかの制約があるという仮定の基で、 a のみの最適化を行った。

【0070】

本来最適解は、ある有限の l に対して式 11 を最大にする a 、 b 、 c の組み合わせで求められなくてはならない。当然の事であるが、 a 、 b 、 c には、共振周波数意外に、材料強度的に十分である等の構造面や耐電圧などの電氣的な面等、他の条件から決まる制約が付くのが一般である。例えば、構造体として十分強度を持たせる場合は、 $c - b$ は、材質がステンレス鋼の場合 5 mm 以上でなくてはならないとか、耐電圧の為には $b - a$ は 5 mm 以上でなくてはならない、とかいった条件である。ここでいう、 a 、 b 、 c の組み合わせは、このような他の条件からの制約も含めた、最適な a 、 b 、 c でなくてはならない。例えば、 $l = 0.5 \text{ m}$ 、 $2 \text{ mm} < a < b < c < 100 \text{ mm}$ 、 $b - a \geq 5 \text{ mm}$ 、 $c - b \geq 5 \text{ mm}$ で最適化を行うと、式 9 の Reso_Line を最大にする a 、 b 、 c の組み合わせとして、 $a = 80.709 \text{ mm}$ 、 $b = 95 \text{ mm}$ 、 $c = 100 \text{ mm}$ を得る。また、式 10 の Reso_sh を最大にする組み合わせとして、 $a = 90 \text{ mm}$ 、 $b = 95 \text{ mm}$ 、 $c = 100 \text{ mm}$ を得る。 b 、 c がこのような値になるのは、(a) 図 12 の結果が示すように、外導体が薄い方が、共振周波数が高くなること、(b) 式 7 が示すように a 、 b 、 c の絶対値が大きいほど、インダクタンスが小さくなるからである。どのような場合でも、 b 、 c は必ずこのような性質を持つ。この結果、この最適化は、 a の最適化と等しくなる。図 19 に示すように、最適解は Reso_Line と Reso_sh の交点から得られ、 $a = 87.773 \text{ mm}$ 、 $fL = 21.512 \text{ MHz}$ となる。以上で最適化が完了したことになる。

【0071】

そこで、実際にプラズマ発生条件を変えた時の共振周波数を確認する。このために、 $a = 17.1 \text{ mm}$ 、 $b = 18.5 \text{ mm}$ 、 $c = 22 \text{ mm}$ 、 $l = 0.5 \text{ m}$ とし、 $Cap = 879 \text{ pF}$ 、 $Induct = 0.039 \mu\text{H}$ 、電極の浮遊容量を 700 pF 、溶射膜の静電容量を 7500 pF とした時の、共振周波数のシースの静電容量 C_{sh} 依存性を調べる。結果を図 20 に示す。変化するのは C_{sh} のみなので、Reso_sh のみが、 C_{sh} の増加と共に減少する。 $C_{sh} = 10000 \text{ pF}$ の条件でも、Reso_sh は 12 MHz 程度に収まっている。この様子を回路シミュレーションした結果を図 21 ($C_{sh} = 2000 \text{ pF}$) と図 22 ($C_{sh} = 10000 \text{ pF}$) に示す。解析結果の図 20 とほとんど同じ共振周波数を再現していることがわかる。この結果の場合、電極に印加する高周波の周波数としては、最大 $5 \sim 6 \text{ MHz}$ までが使用可能である。

【0072】

以上により、同軸モデルを用いて、高周波伝送系の最適化が可能であることが判る。実際の電極の高周波伝送系が完全な円筒形の同軸構造でなくても本モデルが使用可能である。問題となるのは、これまでに取り扱ったパラメータ、つまり、高周波伝送系のインダクタンスと浮遊容量、電極の浮遊容量と電極溶射膜の静電容量(必要な場合)である。例えば、本モデルを用いて必要な高周波伝送系のインダクタンスと浮遊容量を算出し、実際の電極の高周波伝送系のインダクタンスと浮遊容量を市販の電磁場解析ソフトで解析してやればよい。このような方法を採用することにより、例えば、矩形の同軸構造であっても、

最適化設計が可能である。

【0073】

以上述べた最適化設計法を実施した第一の例を以下に示す。図23は本発明で使用したエッチングチャンバの縦断図面である。本実施例は、VHF (Very High Frequency) と磁界を利用してプラズマを形成するVHFプラズマエッチング装置の一例である。真空容器101には、円筒状の処理容器104と、アルミ、ニッケル等の導電体でなる平板状のアンテナ電極103と、電磁波を透過可能な石英、サファイヤからなる誘電体窓102で構成される上部開口部が、O-リング等の真空シール材127を介して気密に載置され、内部に処理室105を形成している。処理容器104の外周部には処理室を囲んで磁場発生用コイル114が設けてある。アンテナ電極103はエッチングガスを流すための多孔構造となっている。CF₄、C₄F₆、C₄F₈、C₅F₈、CHF₃、CH₂F₂等のフロンガス、Ar、N₂等の不活性ガス、O₂、CO等の酸化含有ガスは、ガス供給装置107に内設したMFCからなる流量調整手段(図省略)で制御し、前記ガス供給装置107を介して処理室105内に導入する。また、真空容器101には真空排気装置106が接続され、前記真空排気装置106に内設したTMPからなる真空排気手段(図省略)とAPCからなる調圧手段(図省略)により、処理室105内を所定圧力に保持する。アンテナ電極103上部には同軸線路111が設けられ、同軸線路111、同軸導波管125、整合器109を介してプラズマ生成用の高周波電源(第1の高周波電源)108(例えば、周波数200MHz)が接続されている。真空容器101内の下部にはウエハ116を配置可能な基板電極115が設けられている。この基板電極115には、アンテナ電極103と同様、同軸線路151が設けられ、同軸線路151、同軸導波管152、電力供給ケーブル153、整合器118を介してウエハバイアス電源(第2の高周波電源)119(例えば、周波数4MHz)が接続されている。整合器118には、ウエハの電圧測定回路154が内蔵されている。同軸線路151、同軸導波管152は、例えば図2の、電極の高周波伝送部であり、真空中にある。また、電力供給ケーブル153は大気側にある。基板電極115にはウエハ116を静電吸着させるための静電チャック機能を兼備し、埋設した静電チャック電極124に静電チャック電源123がフィルタ122を介して接続されている。ここで、フィルタ122は静電チャック電源123からのDC電力を通過させ、高周波電源108、ウエハバイアス電源119からの電力を効果的にカットする。

【0074】

図23の装置構成で、ウエハ116に発生した電圧と電圧測定回路154で測定した電圧の間に、共振の影響が見られた。そこで、前記最適化設計法を用いて同軸線路151、同軸導波管152を最適化すると同時に、図24に示すように電圧測定回路154を整合器118から分離独立させて、同軸線路151の直下の大气側に取り付けた。図23の最適化前の構成と、図24の最適化後の構成で、それぞれ、ウエハ電圧を直接測定した値と電圧検出器の出力を比較した結果を図25に示す。ウエハバイアスの周波数は4MHzを用いた。最適化前は、最低共振周波数がウエハバイアスの周波数より低かったため、ウエハバイアス電力依存性が大きく変化していた。最適化後は、目標の電圧測定精度±5%、つまり電圧比が1±0.05の範囲に収まった。これにより、最適化の効果を確認することができた。

【0075】

次に、以上述べた最適化設計法を実施した第二の例を以下に示す。図26は本発明で使用したエッチングチャンバの縦断図面である。図23との違いは、アンテナ電極103に、整合器109を通してプラズマ生成用の高周波電源(第1の高周波電源)108(例えば、周波数200MHz)が接続されているのと同時に、整合器112を通してアンテナバイアス電源(第3の高周波電源)113が接続されていることである。アンテナバイアス電源113とウエハバイアス電源119は位相コントロール部120に接続されており、アンテナバイアス電源113およびウエハバイアス電源119から出力する高周波の位相を制御可能となっている。この場合、アンテナバイアス電源113とウエハバイアス電源119の周波数は同一周波数(例えば4MHz)とした。このシステムは、アンテナ電

極 1 0 3 に現れるアンテナバイアス用高周波の位相とウエハ 1 1 6 に現れるウエハバイアス用高周波の位相差 (例えば 180°) を制御し、アンテナ電極 1 0 3 及びウエハ 1 1 6 に効果的にバイアスが印加できるシステムとなっている。このため、アンテナ電極 1 0 3 の位相を検出する検出器 1 5 6 は、アンテナバイアス用整合器 1 1 2 に内蔵されている。また、ウエハ 1 1 6 の位相を検出する検出器 1 5 5 は、ウエハバイアス用整合器 1 1 8 に内蔵されている。これら二つの位相検出器 1 5 5 及び 1 5 6 から得られた位相を比較し、あらかじめ決められた位相差が発生するように、位相コントロール部 1 2 0 は、二つのバイアス電源 1 1 3 および 1 1 9 に送る高周波の位相差を決定する。また、制御の信頼性を上げる為、整合器 1 0 9 は、アンテナバイアス電源 1 1 3 の周波数をカットするフィルタ 1 1 0 を内蔵している。同様に、整合器 1 1 2 は、高周波電源 1 0 8 の周波数をカットするフィルタ 1 2 1 を内蔵している。二つの整合器 1 0 9 及び 1 1 2 の出力は、同軸ケーブル 1 5 7 を用いて合成され、アンテナ電極の高周波伝送系である同軸線路 1 1 1 に接続されている。

10

【 0 0 7 6 】

図 2 6 の構成において、共振の影響が現れ、ウエハ 1 1 6 に発生する高周波の位相とウエハバイアスの位相検出器 1 5 5 の位相との位相差が、ウエハバイアス電源 1 1 9 の出力によって大きく変化することが発生した。また、アンテナ電極 1 0 3 に発生する高周波の位相とアンテナバイアスの位相検出器 1 5 6 の位相との位相差が、アンテナバイアス電源 1 1 3 の出力によって大きく変化することが発生した。ウエハバイアスの位相検出器 155 での共振の影響は、前述したように、ウエハ 1 1 6 に発生したイオンシース及び高周波伝送路である同軸線路 1 5 1 , 同軸導波管 1 5 2 , 電力供給ケーブル 1 5 3 によって発生している。しかし、アンテナバイアスの位相検出器 1 5 6 での共振の影響は、アンテナ電極 1 0 3 に発生したイオンシース及び高周波伝送路である同軸線路 1 1 1 , 同軸導波管 125 , 同軸ケーブル 1 5 7 によって発生している。従って、これら二つの共振は別のものであり、別々に対策する必要がある。

20

【 0 0 7 7 】

そこで、ウエハバイアスに関しては、図 2 3 から図 2 4 への最適化と同じく、前記最適化設計法を用いて同軸線路 1 5 1 , 同軸導波管 1 5 2 を最適化すると同時に、図 2 7 に示すように位相検出器 1 5 5 を整合器 1 1 8 から分離独立させて、同軸線路 1 5 1 の直下の大気側に取り付けた。また、アンテナ電極に関しても、前記最適化設計法を用いて同軸線路 1 1 1 , 同軸導波管 1 2 5 を最適化すると同時に、図 2 7 に示すように位相検出器 156 を整合器 1 1 2 から分離独立させて、同軸線路 1 1 1 の直上の大気側に取り付けた。最適化の効果を確認する為、図 2 6 の最適化前の構成と、図 2 7 の最適化後の構成で、ウエハ 1 1 6 に発生する高周波の位相と、位相検出器 1 5 5 での位相との位相差を測定した。結果を図 2 8 に示す。最適化前は、ウエハバイアスの電力が低下すると位相差が大きくなっていった。最適化後は、位相差が $0 \pm 5^\circ$ の範囲に収まった。これにより、最適化の効果を確認することができた。

30

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 7 8 】

【 図 1 】 ウエハバイアス R F 電源から電極までに構成される部品のブロック図。

40

【 図 2 】 図 1 のブロック図の等価回路図

【 図 3 】 図 1 の構成での周波数特性図表。

【 図 4 】 図 2 の等価回路でのシミュレーション結果の図表。

【 図 5 】 ウエハバイアス R F 電源からプラズマまでの等価回路図。

【 図 6 】 図 5 の等価回路でのシミュレーション結果の図表。

【 図 7 】 電極上での V_{pp} を $20V$ 一定としたときの周波数特性図表。

【 図 8 】 C_{tot} に対する C_{el} の影響を計算した図表。

【 図 9 】 図 5 の等価回路でのシミュレーション結果の図表。

【 図 1 0 】 高周波伝送線路のインダクタンスを $1/4$ としたシミュレーション結果の図表

50

【図 1 1】同軸の構造を示した図。

【図 1 2】共振周波数に対する外導体の外径 c の依存性を示した図表。

【図 1 3】共振周波数に対する内導体の半径 a の依存性を示した図表。

【図 1 4】検出器を適切な位置にしたブロック図。

【図 1 5】検出器を内蔵した整合器を電極に直接接続したブロック図。

【図 1 6】検出器を電極内部に内蔵したブロック図。

【図 1 7】共振周波数に対する同軸管の長さ L の依存性を示した図表。

【図 1 8】共振周波数に対する内導体の半径 a の依存性を示した図表。

【図 1 9】Reso_LineとReso_shの最適解を示した図表。

【図 2 0】共振周波数に対するシースの静電容量 C_{sh} の依存性を示した図表。

10

【図 2 1】シースの静電容量 C_{sh} を 2000 pF としたシミュレーション結果の図表。

【図 2 2】シースの静電容量 C_{sh} を 10000 pF としたシミュレーション結果の図表。

【図 2 3】第一の実施の形態であるプラズマエッチング装置を示す概略図。

【図 2 4】第一の実施の形態を最適化したプラズマエッチング装置を示す概略図。

【図 2 5】ウエハ電圧を直接測定した値と電圧検出器の出力を比較した図表。

【図 2 6】第二の実施の形態であるプラズマエッチング装置を示す概略図。

【図 2 7】第二の実施の形態を最適化したプラズマエッチング装置を示す概略図。

【図 2 8】ウエハに発生する高周波と位相測定回路との位相差を測定した図表。

【符号の説明】

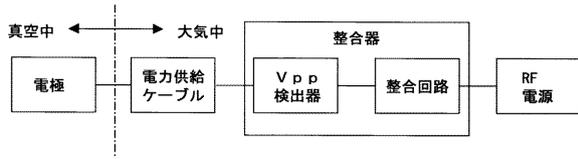
【0079】

20

101...真空容器、102...誘電体窓、103...アンテナ電極、104...処理容器、
105...処理室、106...真空排気装置、107...ガス供給装置、108...プラズマ生成
用高周波電源、109, 112, 118...整合器、110, 121, 122...フィルタ、
111, 151...同軸線路、113...アンテナバイアス電源、114...磁場発生用コイル
、115...基板電極、116...ウエハ、119...ウエハバイアス電源、120...位相コン
トロール部、123...静電チャック電源、124...静電チャック電極、125, 152...
同軸導波管、127...真空シール材、153...電力供給ケーブル、154...電圧測定回路
、155, 156...位相検出器、157...同軸ケーブル。

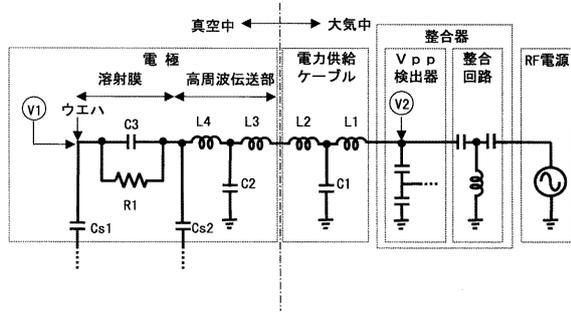
【図1】

図 1



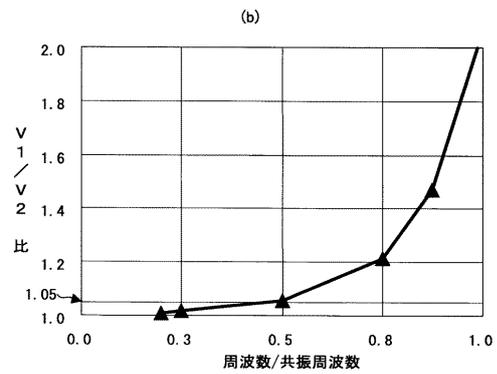
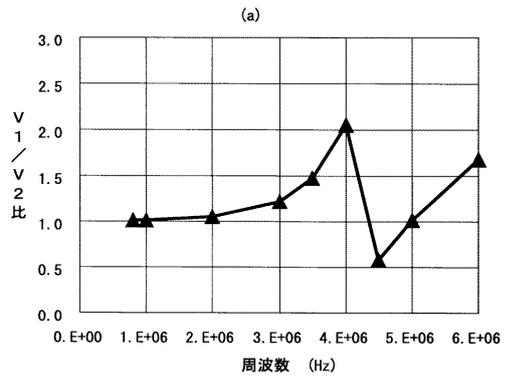
【図2】

図 2



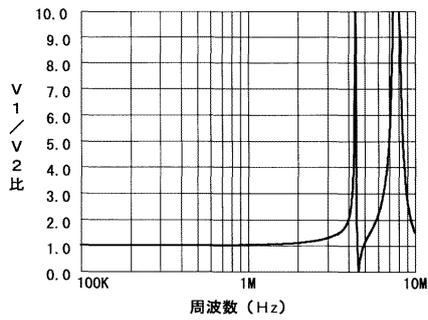
【図3】

図 3



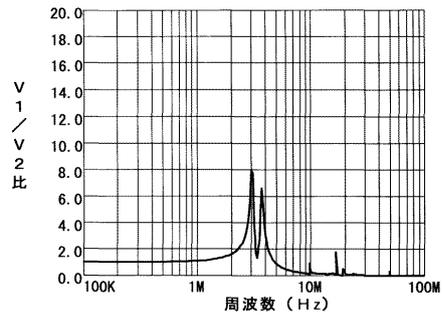
【図4】

図 4



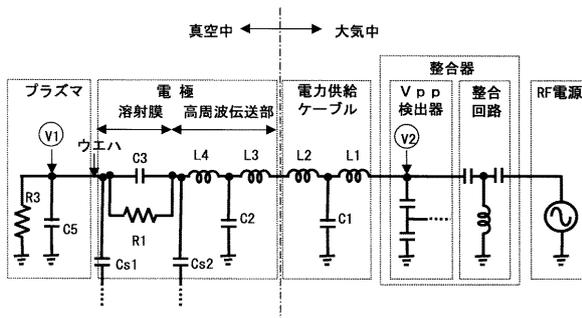
【図6】

図 6



【図5】

図 5



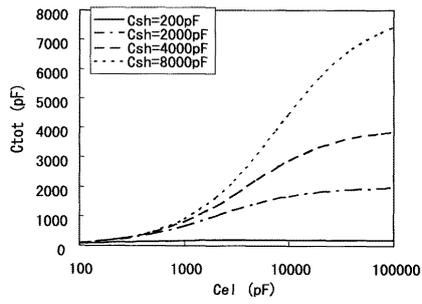
【図7】

図 7



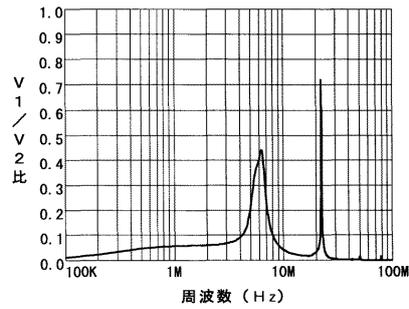
【 図 8 】

図 8



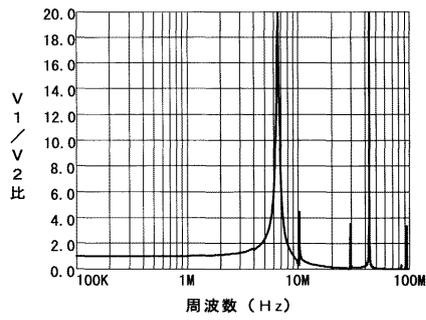
【 図 9 】

図 9



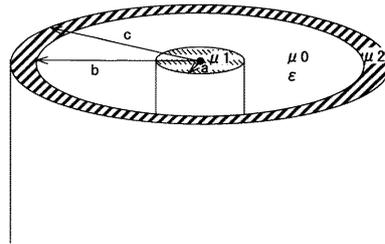
【 図 10 】

図 10



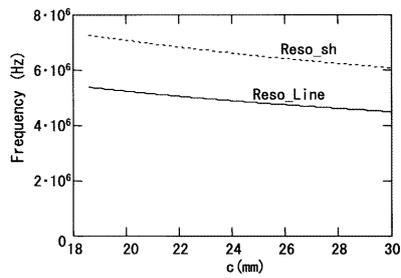
【 図 11 】

図 11



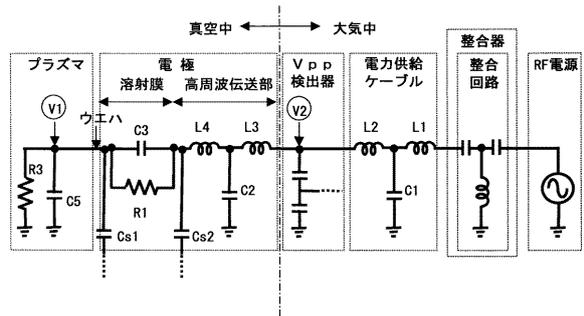
【 図 12 】

図 12



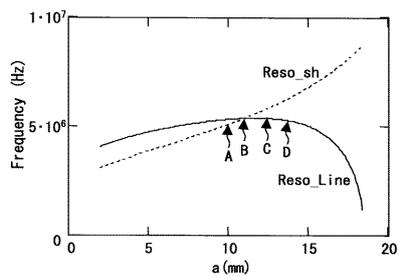
【 図 14 】

図 14



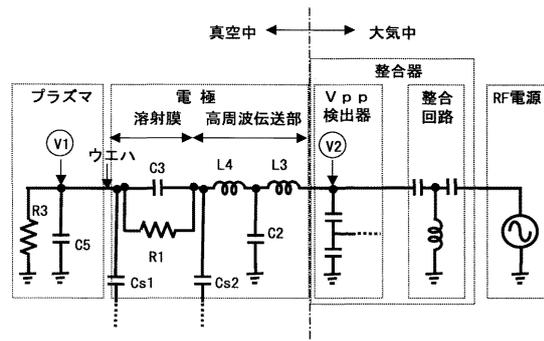
【 図 13 】

図 13

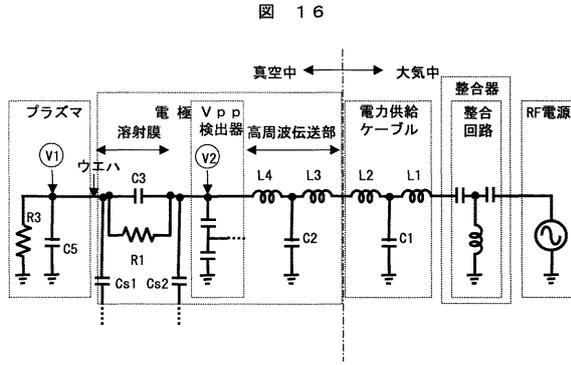


【 図 15 】

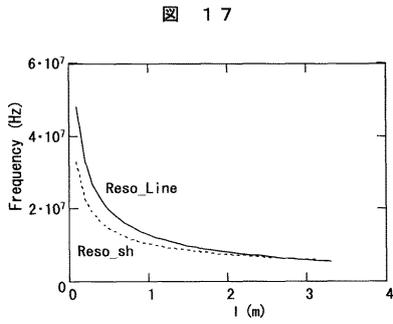
図 15



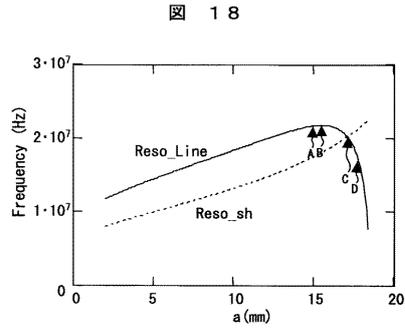
【 図 1 6 】



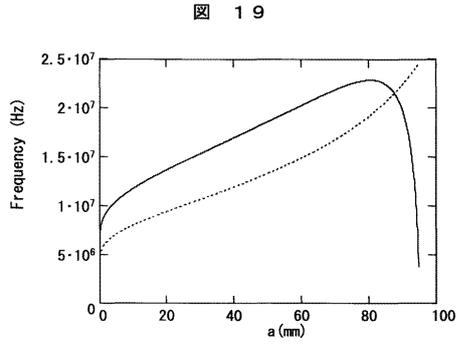
【 図 1 7 】



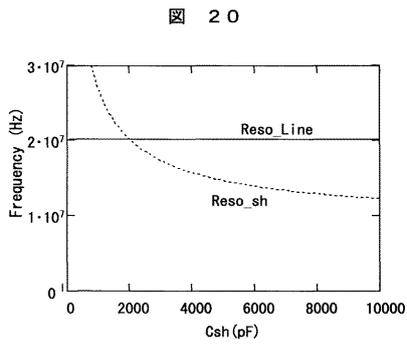
【 図 1 8 】



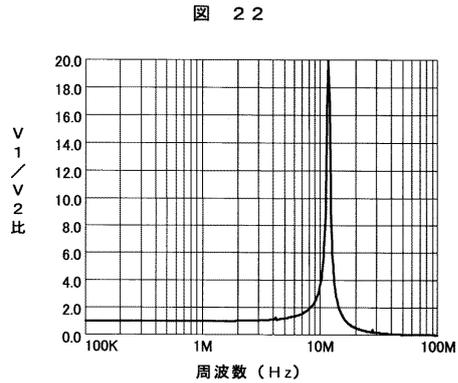
【 図 1 9 】



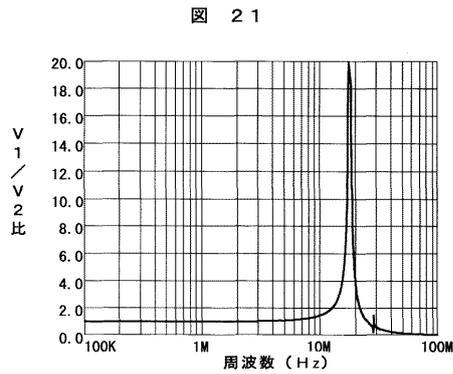
【 図 2 0 】



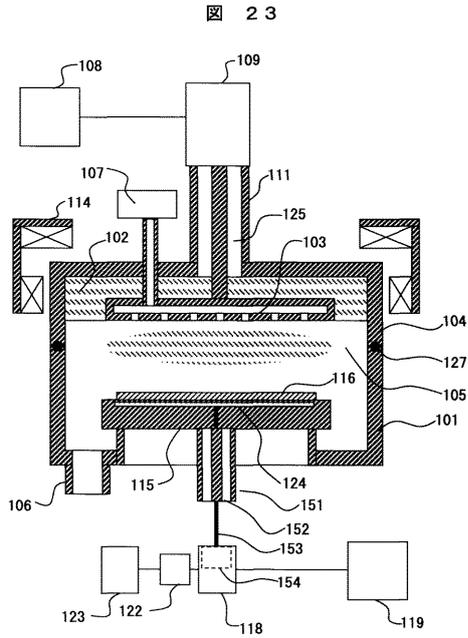
【 図 2 2 】



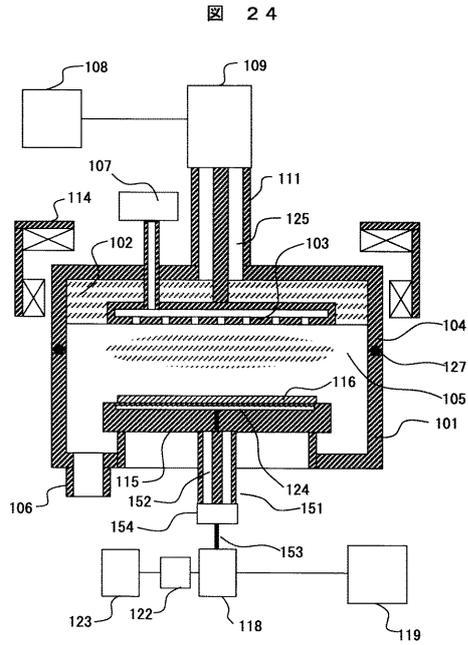
【 図 2 1 】



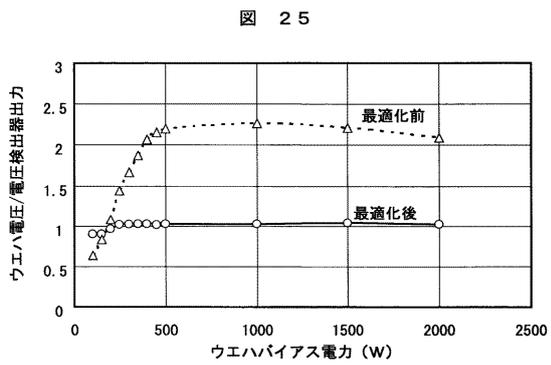
【図 2 3】



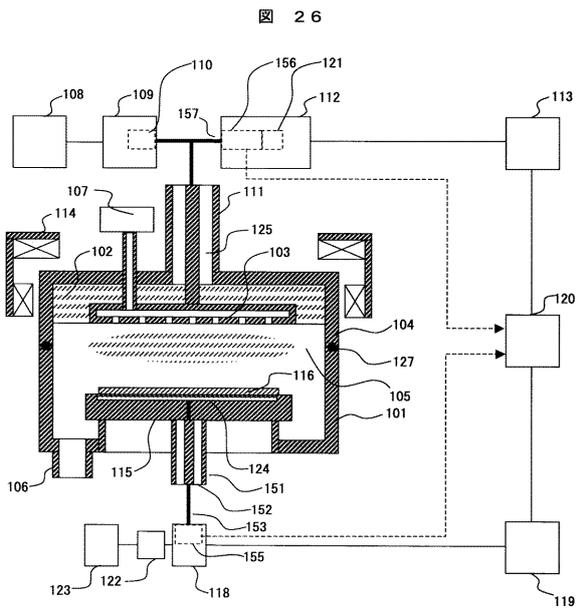
【図 2 4】



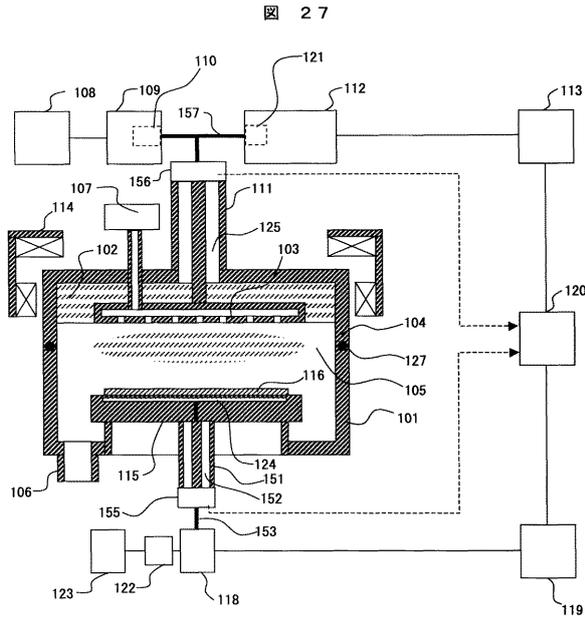
【図 2 5】



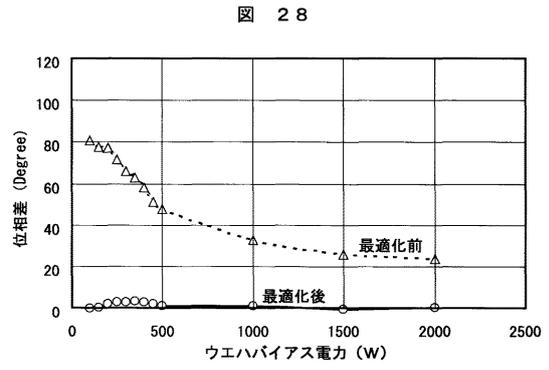
【図 2 6】



【図 27】



【図 28】



フロントページの続き

- (72)発明者 大本 豊
山口県下松市大字東豊井794番地
ズ 笠戸事業所内 株式会社 日立ハイテクノロジー
- (72)発明者 角屋 誠浩
山口県下松市大字東豊井794番地
ズ 笠戸事業所内 株式会社 日立ハイテクノロジー

審査官 今井 淳一

- (56)参考文献 特開平08-162292(JP,A)
特開2003-282542(JP,A)
特開2005-123578(JP,A)
特開2002-110661(JP,A)
特開2003-100499(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01L 21/3065
H05H 1/46