

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4240259号  
(P4240259)

(45) 発行日 平成21年3月18日(2009.3.18)

(24) 登録日 平成21年1月9日(2009.1.9)

(51) Int. Cl. F I  
**H05H 1/00 (2006.01)** H05H 1/00 A  
**C23C 16/52 (2006.01)** C23C 16/52  
**H01L 21/205 (2006.01)** H01L 21/205

請求項の数 18 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2000-249880 (P2000-249880)	(73) 特許権者	591083244 富士電機システムズ株式会社 東京都品川区大崎一丁目11番2号
(22) 出願日	平成12年8月21日(2000.8.21)	(74) 代理人	100075166 弁理士 山口 巖
(65) 公開番号	特開2002-63999 (P2002-63999A)	(74) 代理人	100085833 弁理士 松崎 清
(43) 公開日	平成14年2月28日(2002.2.28)	(72) 発明者	佐々木 敏明 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内
審査請求日	平成18年2月15日(2006.2.15)	(72) 発明者	松村 昭作 神奈川県横浜市青葉区荏田町297-3-812

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 プラズマ電位測定方法及び測定用プローブ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波電圧を印加することによって励起されたプラズマの周期的変動電位を測定するプラズマ電位測定方法において、前記プラズマ中に、先端信号導体を内部に有する絶縁管を挿入し、この絶縁管内部で前記周期的変動電位を静電容量で分圧し、この分圧した電圧を直流電圧に変換して出力し、この直流電圧出力とプラズマ電位との予め求めた相関に基づいて、プラズマの周期的変動電位を測定し、その際、プラズマと前記絶縁管との間に生ずるシース容量(Cs)の変化が測定に及ぼす影響を抑制するために、前記先端信号導体と絶縁管との間の浮遊容量を(Cp)とし、前記先端信号導体と絶縁管内部に備えた接地導体との間の容量を(Co)としたとき、 $Cp \ll Cs \ll Co$ としてプラズマの周期的変動電位を測定することを特徴とするプラズマ電位測定方法。

10

【請求項2】

請求項1記載のプラズマ電位測定方法において、電磁ノイズが測定に及ぼす影響を抑制するために、分圧した電圧を、ピークホールド回路とその後段に設けた整流回路によって直流電圧に変換することを特徴とするプラズマ電位測定方法。

【請求項3】

請求項1または2に記載のプラズマ電位測定方法において、前記直流電圧出力とプラズマ電位との予め求めた相関は、2乗検波特性を有することを特徴とするプラズマ電位測定方法。

【請求項4】

20

請求項 1 ないし 3 のいずれか 1 項に記載のプラズマ電位測定方法において、測定対象のプラズマが反応性ガスを用いてなることを特徴とするプラズマ電位測定方法。

【請求項 5】

請求項 4 記載のプラズマ電位測定方法において、反応性ガスが水素化シラン、ハロゲン化シラン、水素化ゲルマン、ハロゲン化ゲルマン、炭化水素の少なくとも一つを含むガスであることを特徴とするプラズマ電位測定方法。

【請求項 6】

請求項 1 ないし 5 のいずれか 1 項に記載のプラズマ電位測定方法において、測定対象のプラズマを発生させる電源の周波数が 1MHz ないし 500MHz であることを特徴とするプラズマ電位測定方法。

10

【請求項 7】

請求項 1 ないし 6 のいずれか 1 項に記載のプラズマ電位測定方法において、出力電圧測定は、信号線の電圧の直流成分のみ検知する電圧計により測定することを特徴とするプラズマ電位測定方法。

【請求項 8】

請求項 7 記載のプラズマ電位測定方法において、前記電圧計は、高周波遮断フィルタを用いて直流成分のみ検知するものであることを特徴とするプラズマ電位測定方法。

【請求項 9】

請求項 7 記載のプラズマ電位測定方法において、前記電圧計は、電圧の時間平均を求めて直流成分のみ検知するものであることを特徴とするプラズマ電位測定方法。

20

【請求項 10】

高周波電圧を印加することによって励起されたプラズマの周期的変動電位を測定するプラズマ電位測定用プローブにおいて、プラズマ中に挿入されるプローブ外筒としての絶縁管の内部に、先端信号導体と、前記絶縁管内部で前記周期的変動電位を静電容量で分圧するための分圧手段と、この分圧した電圧を直流電圧に変換して出力するための直流変換手段と、測定信号を出力するための信号線と、接地導体とを備え、前記分圧手段は、前記先端信号導体と絶縁管との間の浮遊容量 ( $C_p$ ) と、前記先端信号導体と前記接地導体との間に設けた容量分圧用のコンデンサ (容量  $C_o$ ) とからなり、プラズマと前記絶縁管との間に生ずるシース容量 ( $C_s$ ) の変化が測定に及ぼす影響を抑制するために、 $C_p \ll C_s \ll C_o$  としたことを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

30

【請求項 11】

請求項 10 記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記 ( $C_p$ ) は ( $C_s$ ) の十分の一以下としたことを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

【請求項 12】

請求項 10 または 11 に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記直流変換手段は、整流回路からなり、この整流回路の前段にピークホールド回路を備えたことを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

【請求項 13】

請求項 12 記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記整流回路は、前記信号線に直列に接続したダイオードと、この後段で前記信号線と接地導体とを接続するコンデンサとからなることを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

40

【請求項 14】

請求項 12 記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記ピークホールド回路は、前記信号線に直列に接続したコンデンサと、この後段で信号線と接地導体を接続するダイオードとからなることを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

【請求項 15】

請求項 12 ないし 14 のいずれか 1 項に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記整流回路の後段に、信号線に直列接続した抵抗と、その後段に信号線と接地導体を接続する抵抗とを備えたことを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

【請求項 16】

50

請求項 10, 11, 13, 14 のいずれか 1 項に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記コンデンサはセラミックコンデンサとしたことを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

【請求項 17】

請求項 13 または 14 に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記ダイオードは点接触ダイオードとしたことを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

【請求項 18】

請求項 10 ないし 17 のいずれか 1 項に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記信号線に同軸ケーブルの中心導体を用い、接地導体に同軸ケーブルのシールドを用いたことを特徴とするプラズマ電位測定用プローブ。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、高周波電圧を印加することによって励起されたプラズマの周期的変動電位を測定するプラズマ電位測定方法とその測定用プローブに関する。

【0002】

【従来の技術】

周期的に電位の変動するプラズマ（以下、交流プラズマと呼ぶ。）、特に高周波プラズマは、プラズマ CVD やスパッタリングによる製膜、あるいはエッチング、アッシング、表面改質など産業上の様々な分野で応用されている。いわゆる RF プラズマと呼ばれる 13.5 20  
6MHz 以外に、20 ~ 500MHz の VHF あるいは UHF プラズマも最近使われている。

【0003】

プラズマの均一化を促進する上で必要となるのがプラズマの発生状態を測定する技術であり、プラズマの測定方法として、ラングミュアプローブと呼ばれるプローブ測定は簡便な測定方法として良く知られている（例えば、特開平 9 - 82489 号公報参照）。

【0004】

上記プローブは、先端に金属電極を有し、これに接続され、絶縁被覆された導電線をプラズマ処理容器から外部に取出し、プラズマを発生するための一方の電極（接地電極）と前記導電線との間に可変電圧電源と電流計を接続し、さらに接地電極と導電線との間であって、可変電圧電源と並列に電圧計を接続することにより、電流・電圧の測定値に基づいて、プラズマ電位、電子温度、電子密度などを計測するものである。

30

【0005】

しかしながら、交流プラズマを、前記ラングミュアプローブで測定すると、プラズマの電位の時間変動の影響を受けて、電圧電流特性が歪むため、プラズマ電位、電子温度、電子密度といったプラズマパラメータを正確に求めることが困難である。具体的には、見掛け上電子温度が高めになる場合が多い。

【0006】

さらに、前記ラングミュアプローブで反応性プラズマ、特に膜堆積を起こす水素化シランや炭化水素のプラズマを測定しようとする、放電とともにプローブに流れる電流が減少して、正常な測定ができなくなる問題もある。

40

【0007】

交流プラズマのプラズマパラメータを正確に求めるためには、プラズマ電位の時間変動の振幅  $V_{pp}$  を測定する必要がある。プラズマ電位の振幅を測定する方法として、キャパシタンスプローブを用いた手法が知られている。

【0008】

図 6 は、上記キャパシタンスプローブを用いる第 1 の従来例の概念的モード図を示す。ガラス製の放電管 18 の壁面と、プラズマ 1 の間にはシースができ、大きさ  $C_s$  のシース容量 15 ができる。放電管 18 の外に設けたリング状導体 17 と放電管 18 の間に大きさ  $C_p$  の浮遊容量 16 がある。プラズマ電位の交流成分の振幅  $V_{pp}$  は、 $1/C_s : 1/C_p$  の割合で分圧され、 $C_p$  にかかる電圧  $V_{c_p} = V_{pp} \times C_s / (C_s + C_p)$  となる。

50

## 【 0 0 0 9 】

$C_s$  が一定で既知ならば、 $V_{c_p}$  を交流電圧計 19 で測定することによって、 $V_{p_p}$  を求めることができる。この場合、 $C_p$  をなるべく大きくして、交流電圧計 19 に取出す信号電流を大きくすることによって、電磁波等のノイズの影響を受け難くする。また、 $C_p$  を大きくすることで、設計以外の浮遊容量の影響を受けないようにする。

## 【 0 0 1 0 】

しかしながら、周波数が高周波になった場合、シースに流れ込むイオン電流が周波数に追従できなくなり、シース容量が不安定になる。特に  $C_p$  を介して取出す信号電流が大きい場合には、信号電流がプラズマおよびシースに擾乱を与えて、 $C_s$  が変化してしまう。 $C_s$  が変化すると、 $V_{c_p}$  は  $C_s$  の変化によって大きく変るので、もはや  $V_{p_p}$  を求めることができなくなる。

10

## 【 0 0 1 1 】

図 7 は、前記キャパシタンスプローブを用いる第 2 の従来例の概念的モード図を示す。ガラス等の絶縁管 21 をプラズマ 1 内に挿入する。絶縁管 21 とプラズマ 1 の間にシースが発生し、大きさ  $C_s$  のシース容量 15 ができる。絶縁管 21 の内部を覆うように導体 20 を設ける。具体的には、絶縁管の内部に蒸着などで金属膜をつける。導体 20 と絶縁管の間に大きさ  $C_p$  の浮遊容量 16 ができる。

## 【 0 0 1 2 】

前記第 1 の従来例と同様に、 $V_{p_p}$  が分圧されて、 $V_{c_p}$  の電圧の信号が信号線 22 より取出され、図に示さない交流電圧計で測定される。この例においても、 $C_p$  を大きくすることによって信号電流を大きくしてノイズの影響を受け難くしている。また、設計以外の浮遊容量の影響を受け難くしている。しかし、第 1 の従来例と同様に、 $C_s$  の変化の影響を受けやすく、特に高周波プラズマの測定には不適當である。

20

## 【 0 0 1 3 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

上記のように、交流プラズマを、前記簡便な測定方法として良く知られたラングミュアプローブで測定すると、プラズマの電位の時間変動の影響を受けて、正確な測定が困難であり、半導体製膜技術に必要な反応性プラズマにおいては、放電とともにプローブに流れる電流が減少して正常な測定が望めない問題がある。

## 【 0 0 1 4 】

さらに、交流プラズマのプラズマパラメータを正確に求めるためには、プラズマ電位の時間変動の振幅  $V_{p_p}$  を測定する必要があり、プラズマ電位の振幅を測定する方法として、キャパシタンスプローブを用いた手法が知られているが、プラズマ電位の時間変動の振幅  $V_{p_p}$  を、浮遊容量  $C_p$  の大きい従来のキャパシタンスプローブで測定すると、シース容量  $C_s$  の変化の影響をうけて、正常な測定ができない。特に高周波放電の場合は不適當である。

30

## 【 0 0 1 5 】

この発明は、上記の点に鑑みてなされたもので、本発明の課題は、シース容量  $C_s$  の変化の影響を受けずに、高周波プラズマ電位の時間変動の振幅  $V_{p_p}$  を正確に測定可能なプラズマ電位測定方法と測定用プローブを提供することにある。

## 【 0 0 1 6 】

## 【 課題を解決するための手段 】

前述の課題を達成するため、この発明は、高周波電圧を印加することによって励起されたプラズマの周期的変動電位を測定するプラズマ電位測定方法において、前記プラズマ中に、先端信号導体を内部に有する絶縁管を挿入し、この絶縁管内部で前記周期的変動電位を静電容量で分圧し、この分圧した電圧を直流電圧に変換して出力し、この直流電圧出力とプラズマ電位との予め求めた相関に基づいて、プラズマの周期的変動電位を測定し、その際、プラズマと前記絶縁管との間に生ずるシース容量 ( $C_s$ ) の変化が測定に及ぼす影響を抑制するために、前記先端信号導体と絶縁管との間の浮遊容量を ( $C_p$ ) とし、前記先端信号導体と絶縁管内部に備えた接地導体との間の容量を ( $C_o$ ) としたとき、 $C_p \ll C_s \ll C_o$  としてプラズマの周期的変動電位を測定することとする (請求項 1 の発明)。

40

50

## 【0017】

また、請求項1記載のプラズマ電位測定方法において、電磁ノイズが測定に及ぼす影響を抑制するために、分圧した電圧を、ピークホールド回路とその後段に設けた整流回路によって直流電圧に変換することとする（請求項2の発明）。

## 【0018】

さらに、請求項1または2に記載の記載のプラズマ電位測定方法において、前記直流電圧出力とプラズマ電位との予め求めた相関は、2乗検波特性を有することとする（請求項3の発明）。

## 【0019】

また、請求項1ないし3のいずれか1項に記載のプラズマ電位測定方法において、測定対象のプラズマは、反応性ガスを用いてなることとする（請求項4の発明）。

10

## 【0020】

さらにまた、請求項4記載のプラズマ電位測定方法において、反応性ガスは、水素化シラン、ハロゲン化シラン、水素化ゲルマン、ハロゲン化ゲルマン、炭化水素の少なくとも一つを含むガスとする（請求項5の発明）。

## 【0021】

さらに、請求項1ないし5のいずれか1項に記載のプラズマ電位測定方法において、測定対象のプラズマを発生させる電源の周波数は、1MHzないし500MHzとする（請求項6の発明）。

## 【0022】

20

また、請求項1ないし6のいずれか1項に記載のプラズマ電位測定方法において、出力電圧測定は、信号線の電圧の直流成分のみ検知する電圧計により測定する（請求項7の発明）。さらに、請求項7記載のプラズマ電位測定方法において、前記電圧計は、高周波遮断フィルタを用いて直流成分のみ検知するものとする（請求項8の発明）。さらにまた、請求項7記載のプラズマ電位測定方法において、前記電圧計は、電圧の時間平均を求めて直流成分のみ検知するものとする（請求項9の発明）。

## 【0023】

この発明の作用は、下記のとおりである。即ち、絶縁管内部で周期的変動電位を静電容量で分圧し、例えば請求項2の発明のように、分圧容量を適切に選定することにより、詳細は後述するように、測定電圧へのシース容量 $C_s$ の変化の影響を抑制することができる。

30

## 【0024】

この場合、分圧によって測定電圧が小さくなり、電磁波ノイズの影響を受けて、正確な測定が阻害される問題が生じ、特に、プラズマを発生させる電源の周波数が、RF、VHF、UHFといった高周波のときに、このノイズの影響は顕著になる。

## 【0025】

しかしながら、この問題は、前記請求項1の発明によれば、容量分圧で取出した交流信号を、電磁波の波長に比較して十分短い距離にある絶縁管内部において、直流電圧に変換することによって解決できる。交流信号を直流信号に変換することによって、ノイズの影響を減少することができる。また、直流電圧に変換した後の信号線に電磁波ノイズがのった場合も、請求項7ないし9の発明のように、電圧測定器で直流成分のみ検知することによってノイズの影響を無くして、 $V_{pp}$ の測定が可能となる。

40

## 【0026】

その際、請求項2の発明のように、整流回路を用いることによって、直流電圧に変換する。整流回路のみの場合は、信号線には容量分圧した電圧の1/2の直流電圧が検知される。望ましくはピークホールド回路を整流回路の前段に用いることによって、信号線に容量分圧した値そのものが直流電圧で検知される。すなわち、整流回路のみの場合に比べて2倍の大きさの信号が得られ、よりノイズに対して強くなる。また、プラズマの交流電位が正弦波でない場合も正確な $V_{pp}$ を求めることができる。

## 【0027】

上記により、請求項4または5のように反応性ガスを用いたプラズマにおいて好適な測

50

定が可能となる。後述する測定用のプローブは、プラズマの $V_{pp}$ の信号を絶縁管の壁を介して、変位電流で取出している。プラズマにさらされるのは絶縁管の外部で、内部の導体はプラズマにさらされない。このため、絶縁管の厚さに対して無視できないほどの厚さの膜が堆積しない限り、浮遊容量 $C_p$ は一定とみなすことができる。従って、膜堆積が起こる反応性ガスを用いたプラズマにおいても、 $V_{pp}$ の測定が可能である。

【0028】

また、請求項6の発明のように、周波数1MHzないし500MHzの高周波プラズマに対して、さらに請求項3の発明のような相関によって、好適な測定が可能となる。詳細は、実験データとともに後述する。

【0029】

次に、前記測定方法を実施するための測定用プローブは、下記の発明により達成できる。即ち、高周波電圧を印加することによって励起されたプラズマの周期的変動電位を測定するプラズマ電位測定用プローブにおいて、プラズマ中に挿入されるプローブ外筒としての絶縁管の内部に、先端信号導体と、前記絶縁管内部で前記周期的変動電位を静電容量で分圧するための分圧手段と、この分圧した電圧を直流電圧に変換して出力するための直流変換手段と、測定信号を出力するための信号線と、接地導体とを備え、前記分圧手段は、前記先端信号導体と絶縁管との間の浮遊容量( $C_p$ )と、前記先端信号導体と前記接地導体との間に設けた容量分圧用のコンデンサ(容量 $C_o$ )とからなり、プラズマと前記絶縁管との間に生ずるシース容量( $C_s$ )の変化が測定に及ぼす影響を抑制するために、 $C_p \ll C_s < C_o$ としたものとする(請求項10の発明)。

【0030】

上記請求項10の発明の実施態様としては、下記請求項11ないし14の発明が好適である。即ち、請求項10記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記( $C_p$ )は( $C_s$ )の十分の一以下としたものとする(請求項11の発明)。

【0031】

さらに、請求項10または11に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記直流変換手段は、整流回路からなり、この整流回路の前段にピークホールド回路を備えたものとし(請求項12の発明)、また、請求項12記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記整流回路は、前記信号線に直列に接続したダイオードと、この後段で前記信号線と接地導体とを接続するコンデンサとからなるものとする(請求項13の発明)。さらに、請求項12記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記ピークホールド回路は、前記信号線に直列に接続したコンデンサと、この後段で信号線と接地導体を接続するダイオードとからなるものとする(請求項14の発明)。

【0032】

前記請求項10ないし14の発明の作用については、概ね測定方法に関する発明において説明したので、細部は、発明の実施の形態の項において述べる。

【0033】

さらに、ノイズ低減や広域測定を可能とする観点から、下記の発明が好適である。即ち、前記請求項12ないし14のいずれか1項に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記整流回路の後段に、信号線に直列接続した抵抗と、その後段に信号線と接地導体を接続する抵抗とを備えたものとする(請求項15の発明)。

【0034】

整流回路後段に信号線に直列に抵抗を挿入することによって、プローブの外部のケーブルからノイズが逆に侵入することを防止できる。また、信号線と接地導体の間に十分大きい抵抗を挿入することによって、信号電流を最小に抑えるとともに、 $V_{pp}$ の緩やかな変化に追従することができる。

【0035】

また、前記請求項10、11、13、14のいずれか1項に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記コンデンサはセラミックコンデンサとする(請求項16の発明)。前記セラミックコンデンサは、広帯域のコンデンサであり、好適である。さらに、前記

10

20

30

40

50

請求項 1 3 または 1 4 に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記ダイオードは点接触ダイオードとする（請求項 1 7 の発明）。点接触ダイオードは、広帯域で動作可能であり、好適である。

【 0 0 3 6 】

さらにまた、前記請求項 1 0 ないし 1 7 のいずれか 1 項に記載のプラズマ電位測定用プローブにおいて、前記信号線に同軸ケーブルの中心導体を用い、接地導体に同軸ケーブルのシールドを用いるものとする（請求項 1 8 の発明）。これによれば、ノイズの効果的な除去がシンプルな構成によって実現できる。なお、同軸ケーブルは、2重シールドするものが、ノイズ除去の観点から望ましい。

【 0 0 3 7 】

【発明の実施の形態】

この発明の実施の形態について以下に述べる。

【 0 0 3 8 】

先に、課題を解決するための手段の項において、この発明の作用に関し、その概要を説明し、絶縁管内部で周期的変動電位を静電容量で分圧し、分圧容量を適切に選定するプローブ（以下、改良型キャパシタンスプローブという。）により、測定電圧へのシース容量  $C_s$  の変化の影響を抑制することができることと、交流信号を直流信号に変換することによって、ノイズの影響を減少することができることを述べた。最終的な実施の形態を述べる前に、まず、上記の点に関して、以下に詳述する。

【 0 0 3 9 】

図 4 に、改良型キャパシタンスプローブの概念的モード構成を示す。図 4 のプローブは、ガラス等の絶縁管 2 の内部に、先端信号導体 3、静電容量  $C_0$  の容量素子（コンデンサ）4、同軸ケーブル 1 3 を備える。プラズマ 1 と絶縁管 2 との間にはシース 1 4 が発生し、等価的に  $C_s$  の容量を持つシース容量 1 5 となる。先端信号導体 3 と絶縁管 2 との間には、 $C_p$  の容量をもつ浮遊容量 1 6 がある。

【 0 0 4 0 】

ここで、先端信号導体の大きさを十分小さくして、 $C_p \ll C_s$  となるようにする。具体的には、同軸ケーブルの芯線を数 mm 露出させたものを先端信号導体として利用した。この結果、信号電流が小さくなり、プラズマおよびシースに与える擾乱を抑制して、 $C_s$  の変化を最小にすることができる。また、以下に示すように測定電圧が  $C_s$  の変化に影響を受けなくなる。

【 0 0 4 1 】

図 4 は、等価回路として、 $C_s$ 、 $C_p$ 、 $C_0$  を直列につないだ容量分圧回路になる。各容量には、プラズマ電位の交流成分の振幅  $V_{pp}$  が、 $1/C_s : 1/C_p : 1/C_0$  の割合で分圧され、 $C_0$  にかかる電圧  $V_{c0}$  は、 $V_{c0} = V_{pp} \times [(1/C_0) / (1/C_s + 1/C_p + 1/C_0)]$  となる。 $C_p \ll C_s$  であり、 $C_s \ll C_0$  となるように容量素子 4 を選ぶと、 $V_{c0} = V_{pp} \times C_p / C_0$  となる。すなわち、 $V_{c0}$  は  $C_s$  の変化の影響を受けなくなり、高周波放電においても測定が可能となる。従って、 $V_{pp} = V_{c0} \times C_0 / C_p$  として、 $V_{pp}$  を測定することができる。

【 0 0 4 2 】

しかしながら、 $C_p \ll C_s$  としたことによって、測定電圧である  $V_{c0}$  が小さくなり、実際のプラズマの  $V_{pp}$  を測定しようとする、プラズマや電源から発生する電磁波ノイズの影響が無視できなくなる。平行平板電極を用いた場合、電極間に数十 V から数 kV の高電圧がかかり、強い電磁波が周りに放射される。特に電源周波数が RF や VHF、UHF の高周波になると、プローブから電圧測定器（オシロスコープなど）までの信号線がアンテナとなって、電磁波ノイズが侵入し、 $V_{pp}$  の測定が不可能となる。場合によっては、実際の  $V_{pp}$  の信号成分よりも電磁波ノイズで誘起される電圧の方が大きい。

【 0 0 4 3 】

そこで、前述の請求項 3 の発明のように、電磁ノイズが測定に及ぼす影響を抑制するために、分圧した電圧を、ピークホールド回路とその後段に設けた整流回路によって直流電圧に変換する。この原理は、交流の電圧を測定する計器としての電子電圧計において知ら

10

20

30

40

50

れている。図5は、この構成および出力波形の説明図を示す。

【0044】

図5(a)に示すように、ピークホールド回路と整流回路を組み合わせ、交流電圧の振幅 $V_{pp}$ を直流に変換して、電磁コイル等で $V_{pp}$ に比例して指示針を振らせるものとする。図5(b)に示すように入力電圧 $V_{in}$ が正弦波の場合だけでなく、図5(c)に示すような任意の波形でも $V_{pp}$ と同じ大きさの直流電圧として $V_{out}$ が出力される。電子電圧計は通常数 $\mu V$ から最大数 $V$ までの範囲で、精度良く $V_{pp}$ を測定するために用いられている。ただし、数10V～数kVの高電圧の測定や、電磁波ノイズの多い環境での測定を意図したものではない。しかしながら、この原理を、前記改良型キャパシタンスプローブに適用することにより、シース容量 $C_s$ の変化の影響を抑制し、かつ、電磁波等のノイズの影響がない好適な測定が可能となる。

10

【0045】

図1に、この発明の実施例に関わるプラズマ測定用プローブの概念的構成を示す。プラズマ1の中に、絶縁管であるガラス管2を挿入する。ガラス管2の内部に、先端信号導体3、容量分圧用のコンデンサ4を備える。コンデンサ5、ダイオード6でピークホールド回路を形成する。その後段のダイオード7、コンデンサ8で整流回路を形成する。

【0046】

抵抗9はプローブの外部のケーブルからノイズが逆に侵入することを防止する目的で、抵抗10は信号電流を最小に抑えるとともに $V_{pp}$ の緩やかな変化に追従する目的で用いられる。直流電圧に変換された信号は、信号線11と接地導体12の間の電圧として、同軸ケーブル13によって、図示しない電圧計に導かれる。プラズマ測定の際には、このプローブをプラズマ処理を行う容器に対して、図示しないシールパッキンを介して、気密に取り付けられる。ピークホールド回路や整流回路が形成される環境は大気ではよいが、同軸ケーブルの取出し部には、適宜、機械的な支持とダストの侵入を防止する目的から、図示しない適当な封止部を設ける。なお、ガラス管2は、先端部を細径として段付管としているが、原理的には、必須ではなく、分圧容量の関係や、前記ピークホールド回路および整流回路をガラス管内に収納するための構造的な理由から、段付管としている。

20

【0047】

図1において、ガラス管2の周りには、シース14が形成される。プラズマ電位の振幅 $V_{pp}$ は、シース容量15、浮遊容量16、コンデンサ4で、容量分圧される。容量分圧された信号は、前記ピークホールド回路、整流回路を経て、直流信号として同軸ケーブル13に出力される。

30

【0048】

プラズマに用いるガスにもよるが、シース容量15の大きさ $C_s$ は、約20～30pF、浮遊容量16の大きさ $C_p$ は、約2pFであり、 $C_p \ll C_s$ が成り立つ。 $C_p$ を $C_s$ の十分の一以下とすることによって、 $C_s$ の変化の測定電圧に与える影響を10%以下に抑えることができる。各キャパシタンスには、広帯域のコンデンサであるセラミックコンデンサを用いた。キャパシタンス4は100pF、キャパシタンス5は10pF、キャパシタンス8は10nFを用いた。各ダイオードには広帯域で動作可能な点接触ダイオードを用いた。抵抗9には1k $\Omega$ 、抵抗10には100k $\Omega$ を用いた。

40

【0049】

図2は、前記図1のプローブを用いて測定した、入力電圧に対する直流出力電圧の校正例、即ち、直流電圧出力とプラズマ電位との相関を示す。13.6MHzから100MHzの周波数において、入力電圧 $V_{pp}$ に対して、直流出力電圧は2乗検波特性を示す。

【0050】

図3は、前記プローブと測定方法を用い、高電圧電極(powered electrode)と接地電極(grounded electrode)が平行に配置された、容量結合型プラズマCVD装置で発生した水素プラズマを測定した一例を示し、前記両電極の間の位置を変えてプラズマ電位 $V_{pp}$ を測定した結果を示す。横軸は両電極の間における位置(mm)を示し、縦軸はプラズマ電位 $V_{pp}$ (V)を示す。電源周波数は13.6MHzと100MHzの2通りを示す。プラズマ発生時の圧力は67

50



Pa、パワーは30Wである。

【0051】

プラズマ電位 $V_{pp}$ は接地電極から約5mmの位置から約25mmの位置まで緩やかに上昇し、それより高電圧電極に近づくと増加の割合が大きくなる。電源周波数が13.6MHzの場合、100MHzよりも $V_{pp}$ が約2倍と大きくなっている。本実施例によれば、周波数がRF領域である13.6MHzおよび、VHF領域である100MHzにおいて、 $V_{pp}$ を正確に測定することが可能であることが明らかであり、さらに、1MHzないし500MHzの範囲の高周波プラズマの測定が可能である。

【0052】

前記の例では、水素プラズマの測定例を示したが、堆積性の反応ガスであるシランを用いたプラズマでも同様に測定が可能であった。その他の反応性ガスでも測定が可能であることは言うまでもない。

【0053】

電圧の測定には、信号出力の直流成分のみ検知することが望ましく、具体的には、高周波遮断フィルターを備えた電圧計を用いても良いし、デジタルオシロスコープなどで測定電圧の時間平均値を求めても良い。

【0054】

【発明の効果】

上記のとおり、この発明によれば、高周波電圧を印加することによって励起されたプラズマの周期的変動電位を測定するプラズマ電位測定方法において、前記プラズマ中に、先端信号導体を内部に有する絶縁管を挿入し、この絶縁管内部で前記周期的変動電位を静電容量で分圧し、この分圧した電圧を直流電圧に変換して出力し、この直流電圧出力とプラズマ電位との予め求めた相関に基づいて、プラズマの周期的変動電位を測定し、その際、プラズマと前記絶縁管との間に生ずるシース容量( $C_s$ )の変化が測定に及ぼす影響を抑制するために、前記先端信号導体と絶縁管との間の浮遊容量を( $C_p$ )とし、前記先端信号導体と絶縁管内部に備えた接地導体との間の容量を( $C_o$ )としたとき、 $C_p \ll C_s \ll C_o$ としてプラズマの周期的変動電位を測定することにより、

また、上記測定用プローブとしては、プラズマ中に挿入されるプローブ外筒としての絶縁管の内部に、先端信号導体と、前記絶縁管内部で前記周期的変動電位を静電容量で分圧するための分圧手段と、この分圧した電圧を直流電圧に変換して出力するための直流変換手段と、測定信号を出力するための信号線と、接地導体とを備え、前記分圧手段は、前記先端信号導体と絶縁管との間の浮遊容量( $C_p$ )と、前記先端信号導体と前記接地導体との間に設けた容量分圧用のコンデンサ(容量 $C_o$ )とからなり、プラズマと前記絶縁管との間に生ずるシース容量( $C_s$ )の変化が測定に及ぼす影響を抑制するために、 $C_p \ll C_s \ll C_o$ としたものとすることにより、

測定電圧へのシース容量 $C_s$ の変化の影響を抑制することができ、さらに電磁波ノイズの影響を減少することができる。これにより、高周波プラズマ電位の時間変動の振幅 $V_{pp}$ を正確に測定可能なプラズマ電位測定方法と測定用プローブを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施例に関わるプラズマ電位測定用プローブの概念的構成を示す図

【図2】 この発明に関わる直流電圧出力とプラズマ電位との相関の一例を示す図

【図3】 この発明に関わり両電極の間における位置とプラズマ電位との関係を測定した一例を示す図

【図4】 改良型キャパシタンスプローブの概念的構成を示す図

【図5】 電子電圧計の構成および出力波形の説明図

【図6】 従来例のキャパシタンスプローブの概念的構成を示す図

【図7】 従来例の異なるキャパシタンスプローブの概念的構成を示す図

【符号の説明】

1：プラズマ、2：絶縁管(ガラス管)、3：先端信号導体、4, 5, 8：コンデンサ、6, 7：ダイオード、9, 10：抵抗、11：信号線、12：接地導体、13：同軸ケ

10

20

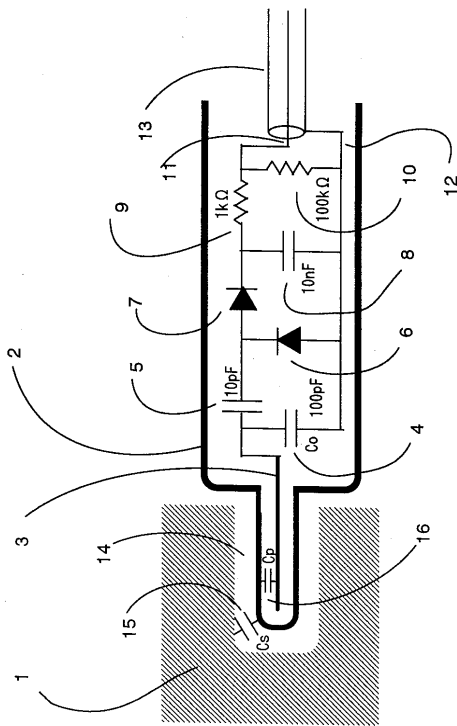
30

40

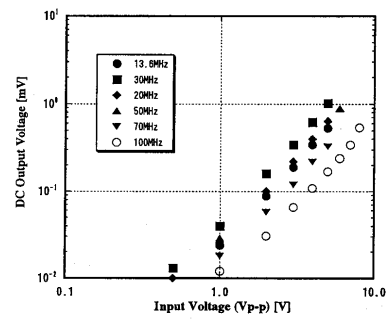
50

ケーブル、14 : シース、15 : シース容量、16 : 浮遊容量。

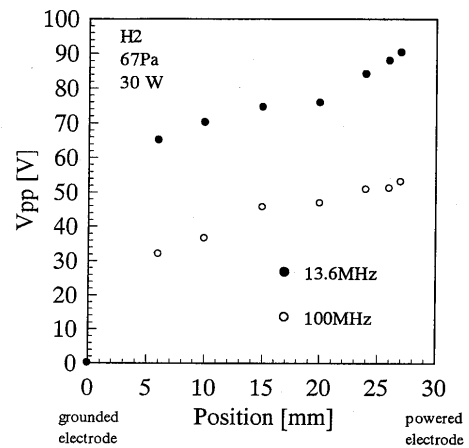
【図1】



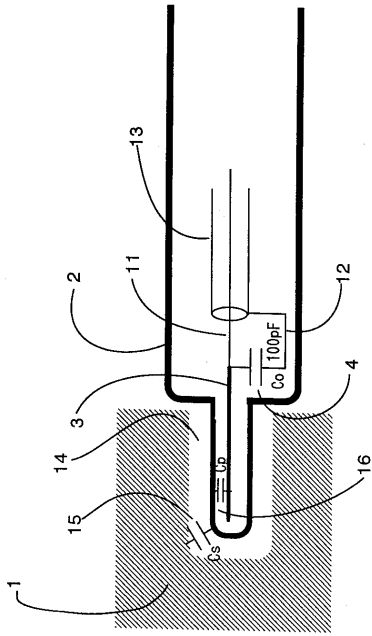
【図2】



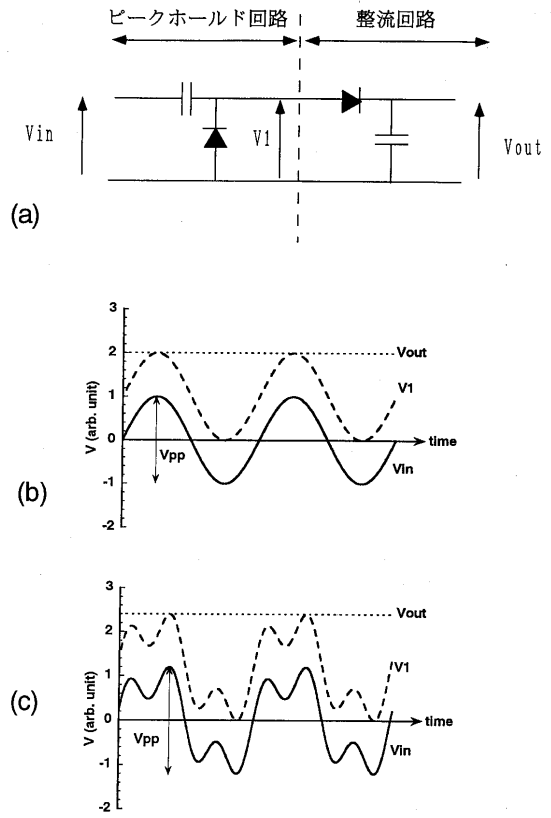
【図3】



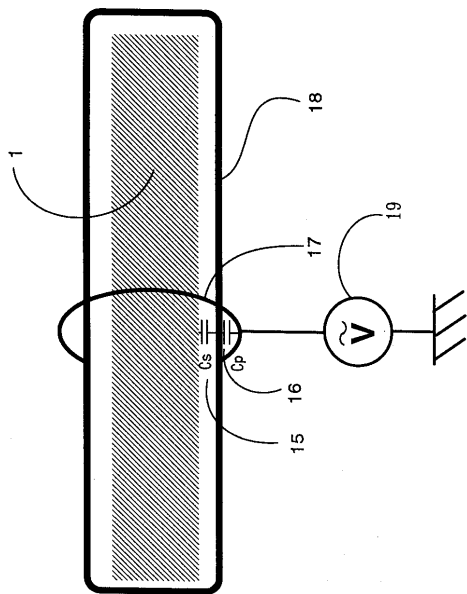
【図4】



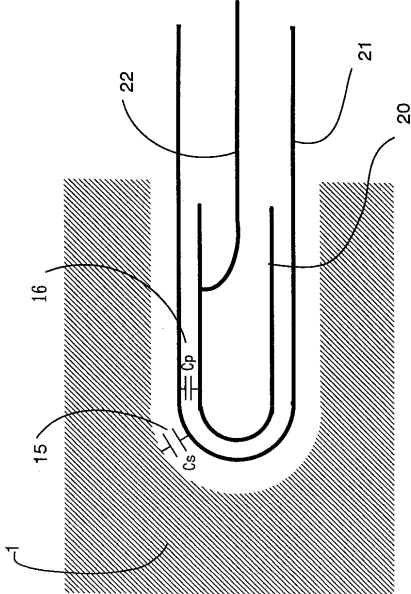
【図5】



【図6】



【図7】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 久保田 章裕  
東京都世田谷区玉堤1-7-22、105号
- (72)発明者 市川 幸美  
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内

審査官 林 靖

- (56)参考文献 特開2000-138540(JP,A)  
特開昭62-085431(JP,A)  
特開平08-174337(JP,A)  
特開平11-193466(JP,A)  
特開平06-215893(JP,A)  
国際公開第00/036427(WO,A1)  
特開平11-172436(JP,A)  
特開2000-065865(JP,A)  
特開昭51-110978(JP,A)  
特開平04-072064(JP,A)  
特開平11-354509(JP,A)  
特開平11-317299(JP,A)  
特表2001-516940(JP,A)  
Jeffrey L., et al., Measurements of time varying plasma potential, temperature, and density in a 13.56 MHz radio-frequency discharge, J. Vac. Sci. Technol. A, 米国, American Vacuum Society, 1989年 6月, Vol. 7, No. 3, page 972-976

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H05H 1/00  
C23C 16/52  
H01L 21/205