

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6512962号  
(P6512962)

(45) 発行日 令和1年5月15日(2019.5.15)

(24) 登録日 平成31年4月19日(2019.4.19)

(51) Int.Cl.	F I
<b>H05H 1/46 (2006.01)</b>	H05H 1/46 R
<b>H01L 21/3065 (2006.01)</b>	H01L 21/302 I O I G
	H01L 21/302 I O I B
	H05H 1/46 L
	H05H 1/46 M

請求項の数 11 (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2015-128277 (P2015-128277)	(73) 特許権者	000219967 東京エレクトロン株式会社 東京都港区赤坂五丁目3番1号
(22) 出願日	平成27年6月26日(2015.6.26)	(74) 代理人	110000785 誠真 I P 特許業務法人
(65) 公開番号	特開2016-66593 (P2016-66593A)	(74) 代理人	100086564 弁理士 佐々木 聖孝
(43) 公開日	平成28年4月28日(2016.4.28)	(72) 発明者	平野 太一 東京都港区赤坂五丁目3番1号 赤坂B i zタワー 東京エレクトロン株式会社内
審査請求日	平成30年5月2日(2018.5.2)	(72) 発明者	吉田 絢 東京都港区赤坂五丁目3番1号 赤坂B i zタワー 東京エレクトロン株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願2014-188897 (P2014-188897)		
(32) 優先日	平成26年9月17日(2014.9.17)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

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】

被処理体を出し入れ可能に收容する真空排気可能な処理容器内で処理ガスの高周波放電によるプラズマを生成し、前記プラズマの下で前記処理容器内の前記被処理体に所望の処理を施すプラズマ処理装置であって、

第1の高周波を出力する第1の高周波電源と、

一定のデューティ比で交互に繰り返す第1および第2の期間において、前記第1の期間では前記第1の高周波のパワーがハイレベルになり、前記第2の期間では前記第1の高周波のパワーが前記ハイレベルより低いロウレベルになるように、前記第1の高周波電源の出力を一定周波数の変調パルスで変調する第1の高周波パワー変調部と、

前記第1の高周波電源より出力される前記第1の高周波を前記処理容器の中または周囲に配置される第1の電極まで伝送するための第1の高周波給電ラインと、

前記第1の高周波給電ライン上で前記第1の高周波電源より見える負荷のインピーダンスを測定し、前記第1の期間における負荷インピーダンスの測定値と前記第2の期間における負荷インピーダンスの測定値とを所望の重みで加重平均して得られる加重平均測定値を前記第1の高周波電源の出力インピーダンスに整合させる第1の整合器と

を有するプラズマ処理装置。

【請求項2】

第2の高周波を出力する第2の高周波電源と、

前記第2の高周波電源より出力される前記第2の高周波を前記第1の電極または前記処

理容器の中または周囲に配置される第 2 の電極まで伝送するための第 2 の高周波給電ラインと、

前記第 1 の期間では前記第 2 の高周波のパワーがオン状態またはハイレベルになり、前記第 2 の期間では前記第 2 の高周波のパワーがオフ状態または前記ハイレベルより低いロウレベルになるように、前記第 2 の高周波電源の出力を前記変調パルスで変調する第 2 の高周波パワー変調部と

を有する、請求項 1 に記載のプラズマ処理装置。

【請求項 3】

前記第 2 の高周波は、前記プラズマからイオンを前記被処理体に引き込むのに適した周波数を有する、請求項 2 に記載のプラズマ処理装置。

10

【請求項 4】

前記第 1 の高周波電源が、

前記第 1 の高周波給電ライン上で、前記第 1 の高周波電源から前記第 1 の電極に向かって順方向に伝搬する進行波のパワーおよび前記第 1 の電極から前記第 1 の高周波電源に向かって逆方向に伝搬する反射波のパワーを検知し、前記進行波のパワーおよび前記反射波のパワーをそれぞれ表わす進行波パワー検知信号および反射波パワー検知信号を生成する第 1 の RF パワーモニタと、

前記 RF パワーモニタより得られる前記進行波パワー検知信号と前記反射波パワー検知信号とから、前記プラズマを含む負荷に供給されるロードパワーの測定値を求める第 1 のロードパワー測定部と、

20

前記変調パルスの各サイクルにおける前記第 2 の期間中に、前記ロードパワー測定部より得られる前記ロードパワーの測定値を所定のロードパワー設定値に一致または近似させるように、前記進行波のパワーに対してフィードバック制御をかける第 1 の高周波出力制御部と

を有する、請求項 1 ~ 3 のいずれか一項に記載のプラズマ処理装置。

【請求項 5】

前記第 1 の高周波電源が、

前記第 1 の高周波給電ライン上で、前記第 1 の高周波電源から前記第 1 の電極に向かって順方向に伝搬する進行波のパワーおよび前記第 1 の電極から前記第 1 の高周波電源に向かって逆方向に伝搬する反射波のパワーを検知し、前記進行波のパワーおよび前記反射波のパワーをそれぞれ表わす進行波パワー検知信号および反射波パワー検知信号を生成する第 1 の RF パワーモニタと、

30

前記 RF パワーモニタより得られる前記進行波パワー検知信号と前記反射波パワー検知信号とから、前記プラズマを含む負荷に供給されるロードパワーの測定値を求める第 1 のロードパワー測定部と、

前記変調パルスの各サイクルにおける前記第 1 および第 2 の期間中に、前記ロードパワー測定部より得られる前記ロードパワーの測定値を前記第 1 および第 2 の期間について個別に与えられる第 1 および第 2 のロードパワー設定値にそれぞれ一致または近似させるように、前記進行波のパワーに対して前記第 1 の期間と前記第 2 の期間とで個別にフィードバック制御をかける第 1 の高周波出力制御部と

40

を有する、請求項 1 ~ 3 のいずれか一項に記載のプラズマ処理装置。

【請求項 6】

前記第 1 の高周波は、前記プラズマの生成に適した周波数を有する、請求項 1 ~ 5 のいずれか一項に記載のプラズマ処理装置。

【請求項 7】

前記第 1 の電極に前記被処理体が載置される、請求項 6 に記載のプラズマ処理装置。

【請求項 8】

前記第 2 の期間における前記第 2 の高周波のパワーは、前記プラズマ生成状態を維持するのに必要な最小限のパワーより高い、請求項 1 ~ 7 のいずれか一項に記載のプラズマ処理装置。

50

## 【請求項 9】

前記変調パルスに同期して、前記第 2 の期間中のみ前記第 2 の電極に負極性の直流電圧を印加する直流電源部を有する、請求項 1 ~ 8 のいずれか一項に記載のプラズマ処理装置。

## 【請求項 10】

前記処理容器内でプラズマ生成空間を介して前記被処理体と対向する電極に負極性の直流電圧を印加し、前記変調パルスに同期して前記第 1 の期間中よりも前記第 2 の期間中において前記直流電圧の絶対値を大きくする直流給電部を有する、請求項 1 ~ 9 のいずれか一項に記載のプラズマ処理装置。

## 【請求項 11】

前記変調パルスの周波数は 2 ~ 8 kHz であり、デューティ比は 20 ~ 80 % である、請求項 1 ~ 10 のいずれか一項に記載のプラズマ処理装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、被処理体にプラズマ処理を施す技術に係り、特にプラズマ処理に用いられる高周波のパワーを一定周波数のパルスで変調するパルス変調方式のプラズマ処理装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

一般に、プラズマ処理装置は、真空排気可能な処理容器内で処理ガスのプラズマを生成し、プラズマに含まれるラジカルやイオンの気相反応あるいは表面反応によって、処理容器内に配置される被処理体上に薄膜を堆積させ、あるいは被処理体表面の素材または薄膜を削るなどの微細加工を行うようにしている。

## 【0003】

容量結合型のプラズマ処理装置においては、処理容器内に上部電極と下部電極とを平行に配置し、下部電極の上に被処理体（半導体ウエハ、ガラス基板等）を載置し、上部電極もしくは下部電極にプラズマの生成に適した周波数（通常 13.56 MHz 以上）の高周波を印加する。この高周波の印加により上部および下部電極間で電子が高周波電界により加速され、電子と処理ガスとの衝突電離によってプラズマが発生するようになっている。また、被処理体を載置する下部電極に低い周波数（通常 13.56 MHz 以下）の高周波を印加し、下部電極上に発生する負のバイアス電圧またはシース電圧によりプラズマ中のイオンを加速して基板に引き込む RF バイアス法も多く用いられている。RF バイアス法により、プラズマからイオンを加速して被処理体の表面に衝突させて、表面反応、異方性エッチングあるいは膜の改質等を促進することができる。

## 【0004】

近年では、ドライエッチングの歩留まりや加工精度を向上させるために、たとえばチャージングダメージ（電荷蓄積によるゲート酸化膜の破壊）を防止し、あるいはマイクロローディング効果（パターンの幾何学的構造やパターン密度の局所的な差異に基づくエッチング速度のばらつき）を抑制するために、プラズマ生成用の高周波および/またはバイアス用の高周波を一定周波数のパルスで変調する技術が普及している。

## 【0005】

一般に、この種のパルス変調では、変調パルスのデューティ比に応じて、パルス・オンの期間中は変調を受ける高周波のパワーを所定レベルのオン状態とし、パルス・オフの期間中は当該高周波のパワーを零レベルのオフ状態とする。したがって、たとえばプラズマ生成用の高周波のパワーをパルス変調する場合、パルス・オン期間中はプラズマが発生してエッチングが進行し、パルス・オフ期間中はプラズマが消滅してエッチングが一時停止する。この場合、プラズマ生成用高周波の伝送ライン上に設けられる整合器は、各サイクルのパルス・オン期間中に負荷インピーダンスを測定し、負荷インピーダンス測定値が整合ポイント（通常 50  $\Omega$ ）に一致または近似するように、整合回路に設けられる可変リア

10

20

30

40

50

クタンス素子のリアクタンスを可変に制御する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2012-9544号公報

【特許文献2】特開2013-33856号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

上記のような容量結合型プラズマ処理装置におけるパルス変調の一形態として、変調パルスのデューティ比に応じて、パルス・オン期間中は当該高周波のパワーを一定のレベルつまりハイレベルに制御し、パルス・オフ期間中は当該高周波のパワーをハイレベルより低い一定のロウレベルに制御する方法がある。ここで、ロウレベルは、プラズマ生成状態を維持するのに必要な最も低いレベルより高い値に選ばれる。

10

【0008】

このようなハイ(High)/ロウ(Low)のパルス変調方式においては、パルス・オフ期間中も処理容器内にはプラズマの電子およびイオンさらにはラジカルが消滅せずにそれぞれ一定量存在する。このことを利用し、当該高周波のパワーのロウレベルおよび他のプロセスパラメータを適切な値に設定して、被処理体表面に対する電子、イオンおよび/またはラジカルの化学的または物理的な作用を制御することにより、ある種のエッチングプロセスにおいて所定のエッチング特性を向上させる効果が期待されている。

20

【0009】

しかしながら、ハイ/ロウのパルス変調方式においては、変調パルスの周波数を高い値(通常1kHz以上)に設定すると、整合器における可変リアクタンス素子の可変制御が変調パルスに追従できなくなる。このため、プラズマプロセスに支配的に寄与するパルス・ハイ期間だけで整合をとり、副次的なパルス・ロウ期間を整合の対象から外さなければならなくなる。そうすると、整合が全くとれないパルス・ロウ期間中は、高周波給電ライン上に大きな反射波が発生する。このことによって、高周波のパワーを予め設定したロウレベルに安定かつ正確に保つ制御が難しくなり、ひいてはハイ/ロウのパルス変調方式におけるプロセス上の期待効果が薄くなるとともに、高周波電源等の負担も大きくなる。

30

【0010】

本発明は、上記のような従来技術の課題を解決するものであり、プラズマ処理に用いられる高周波のパワーを変調パルスのデューティ比に応じてハイレベルとロウレベルとの間で交互に(特に高速に)切り替えるパルス変調方式を効率よく期待通りに活用できるプラズマ処理装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明のプラズマ処理装置は、被処理体を出し入れ可能に収容する真空排気可能な処理容器内で処理ガスの高周波放電によるプラズマを生成し、前記プラズマの下で前記処理容器内の前記被処理体に所望の処理を施すプラズマ処理装置であって、第1の高周波を出力する第1の高周波電源と、一定のデューティ比で交互に繰り返す第1および第2の期間において、前記第1の期間では前記第1の高周波のパワーがハイレベルになり、前記第2の期間では前記第1の高周波のパワーが前記ハイレベルより低いロウレベルになるように、前記第1の高周波電源の出力を一定周波数の変調パルスで変調する第1の高周波パワー変調部と、前記第1の高周波電源より出力される前記第1の高周波を前記処理容器の中または周囲に配置される第1の電極まで伝送するための第1の高周波給電ラインと、前記第1の高周波給電ライン上で前記第1の高周波電源より見える負荷のインピーダンスを測定し、前記第1の期間における負荷インピーダンスの測定値と前記第2の期間における負荷インピーダンスの測定値とを所望の重みで加重平均して得られる加重平均測定値を前記第1の高周波電源の出力インピーダンスに整合させる第1の整合器とを有する。

40

50

## 【 0 0 1 2 】

上記の装置構成においては、加重平均の重み変数の値を調整することにより、パルス・ハイ期間における反射波パワーとパルス・ロウにおける反射波パワーとのバランスを任意に制御することができる。このことにより、ハイ・ロウ期間における反射波のパワーを任意に減らし、そのぶんロウパワーを高め、任意に値に設定してプロセス上の要求に応えることができる。また、反射波から高周波電源を保護するためのサーキュレータ等の負担や高周波電源自体の反射波耐量を軽減し、高周波電源周りでハードウェアの小型簡易化や消費電力の効率化等を図ることもできる。

## 【 発明の効果 】

## 【 0 0 1 3 】

本発明のプラズマ処理装置によれば、上記のような構成および作用により、プラズマ処理に用いられる高周波のパワーを変調パルスのデューティ比に応じてハイレベルとロウレベルとの間で交互に（特に高速に）切り替えるパルス変調方式を効率よく期待通りに実現することができる。

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 1 4 】

【 図 1 】 本発明の一実施形態における 2 周波重畳方式の容量結合型プラズマ処理装置の構成を示す断面図である。

【 図 2 】 プラズマ生成用の高周波に対してハイ / ロウのパルス変調をかける場合の各部の波形の典型的な組み合わせを示す波形図である。

【 図 3 】 プラズマ生成用の高周波電源および整合器の構成を示すブロック図である。

【 図 4 A 】 図 3 の整合器に備えられるインピーダンスセンサの一構成例を示すブロック図である。

【 図 4 B 】 上記インピーダンスセンサの別の構成例を示すブロック図である。

【 図 5 A 】 実施形態において加重平均演算の重み変数  $K$  を  $K = 1$  に選んだときの整合作用を示すスミスチャート図である。

【 図 5 B 】 加重平均演算の重み変数  $K$  を  $0.5 < K < 1$  に選んだときの整合作用を示すスミスチャート図である。

【 図 6 A 】  $K = 1$  に選んだときの各部の波形を示す波形図である。

【 図 6 B 】  $0.5 < K < 1$  に選んだときの各部の波形を示す波形図である。

【 図 7 】 図 3 の高周波出力制御部内の構成を示すブロック図である。

【 図 8 】 図 7 の RF パワーモニタおよび電源制御部の構成を示すブロック図である。

【 図 9 】 実施例における HARC プロセスを説明するための断面図である。

【 図 10 A 】 実施例の第 1 実験で得られた一プロセス特性（エッチング量）のパルス・オフ期間依存性を示すグラフ図である。

【 図 10 B 】 第 1 実験で得られた一プロセス特性（ネッキング CD）のパルス・オフ期間依存性を示すグラフ図である。

【 図 10 C 】 第 1 実験で得られた一プロセス特性（中間 Ox ボーイング CD）のパルス・オフ期間依存性を示すグラフ図である。

【 図 10 D 】 第 1 実験で得られた一プロセス特性（選択比）のパルス・オフ期間依存性を示すグラフ図である。

【 図 10 E 】 第 1 実験で得られた一プロセス特性（アスペクト比変化率）のパルス・オフ期間依存性を示すグラフ図である。

【 図 11 A 】 実施例の第 2 実験で得られた一プロセス特性（エッチング量）の上部 DC 電圧依存性を示すグラフ図である。

【 図 11 B 】 第 2 実験で得られた一プロセス特性（ネッキング CD）の上部 DC 電圧依存性を示すグラフ図である。

【 図 11 C 】 第 2 実験で得られた一プロセス特性（中間 Ox ボーイング CD）の上部 DC 電圧依存性を示すグラフ図である。

【 図 11 D 】 第 2 実験で得られた一プロセス特性（選択比）の上部 DC 電圧依存性を示す

10

20

30

40

50

グラフ図である。

【図 1 1 E】第 2 実験で得られた一プロセス特性（アスペクト比変化率）の上部 DC 電圧依存性を示すグラフ図である。

【図 1 2】高周波電源において設定可能なロードパワーと反射波パワーとの関係を示すグラフ図である。

【図 1 3】プラズマ生成用の高周波およびイオン引き込み用の高周波の双方に対してオン/オフのパルス変調をかける場合に上部電極内部の異常放電が発生する仕組みを説明するための図である。

【図 1 4】プラズマ生成用の高周波に対してハイ/ロウのパルス変調をかけ、イオン引き込み用の高周波に対してオン/オフのパルス変調をかける場合に上部電極内部の異常放電が発生しない仕組みを説明するための図である。

10

【図 1 5】図 1 のプラズマ処理装置において、上部電極内部の異常放電が発生するときに得られるモニタ情報の一例を示す図である。

【図 1 6】図 1 のプラズマ処理装置において、上部電極内部の異常放電が発生しないときに得られるモニタ情報の一例を示す図である。

【図 1 7】図 1 のプラズマ処理装置において、上部電極内部の異常放電の発生の有無について行った一実験の結果を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下、添付図を参照して本発明の好適な実施の形態を説明する。

20

[ プラズマ処理装置の構成 ]

【0016】

図 1 に、本発明の一実施形態におけるプラズマ処理装置の構成を示す。このプラズマ処理装置は、下部 2 高周波重畳印加方式の容量結合型（平行平板型）プラズマエッチング装置として構成されており、たとえば表面がアルマイト処理（陽極酸化処理）されたアルミニウムからなる円筒形の真空チャンバ（処理容器）10 を有している。チャンバ 10 は接地されている。

【0017】

チャンバ 10 の底部には、セラミックなどの絶縁板 12 を介して円柱状のサセプタ支持台 14 が配置され、このサセプタ支持台 14 の上にたとえばアルミニウムからなるサセプタ 16 が設けられている。サセプタ 16 は下部電極を構成し、この上に被処理体としてたとえば半導体ウエハ W が載置される。

30

【0018】

サセプタ 16 の上面には半導体ウエハ W を保持するための静電チャック 18 が設けられている。この静電チャック 18 は導電膜からなる電極 20 を一对の絶縁層または絶縁シートの中に挟み込んだものであり、電極 20 にはスイッチ 22 を介して直流電源 24 が電気的に接続されている。直流電源 24 からの直流電圧により、半導体ウエハ W を静電吸着力で静電チャック 18 に保持できるようになっている。静電チャック 18 の周囲でサセプタ 16 の上面には、エッチングの均一性を向上させるためのたとえばシリコンからなるフォーカスリング 26 が配置されている。サセプタ 16 およびサセプタ支持台 14 の側面にはたとえば石英からなる円筒状の内壁部材 28 が貼り付けられている。

40

【0019】

サセプタ支持台 14 の内部には、たとえば円周方向に延びる冷媒室 30 が設けられている。この冷媒室 30 には、外付けのチラーユニット（図示せず）より配管 32 a, 32 b を介して所定温度の冷媒たとえば冷却水（c w）が循環供給される。冷媒の温度によってサセプタ 16 上の半導体ウエハ W の処理温度を制御できるようになっている。さらに、伝熱ガス供給機構（図示せず）からの伝熱ガスたとえば He ガスが、ガス供給ライン 34 を介して静電チャック 18 の上面と半導体ウエハ W の裏面との間に供給される。

【0020】

50

サセプタ 16 には、高周波電源 36, 38 がそれぞれ整合器 40, 42 および共通の給電導体（たとえば給電棒）44 を介して電氣的に接続されている。一方の高周波電源 36 は、プラズマの生成に適した一定の周波数  $f_{HF}$ （たとえば 40 MHz）の高周波 HF を出力する。他方の高周波電源 38 は、プラズマからサセプタ 16 上の半導体ウエハ W へのイオンの引き込みに適した一定の周波数  $f_{LF}$ （たとえば 12.88 MHz）の高周波 LF を出力する。

#### 【0021】

このように、整合器 40 および給電棒 44 は、高周波電源 36 よりプラズマ生成用の高周波 HF をサセプタ 16 まで伝送する高周波給電ライン（高周波伝送路）43 の一部を構成する。一方、整合器 42 および給電棒 44 は、高周波電源 38 よりイオン引き込み用の高周波 LF をサセプタ 16 まで伝送する高周波給電ライン（高周波伝送路）45 の一部を構成している。

10

#### 【0022】

チャンバ 10 の天井には、サセプタ 16 と平行に向かいあって上部電極 46 が設けられている。この上部電極 46 は、多数のガス噴出孔 48a を有するたとえば Si、SiC などのシリコン含有材質からなる電極板 48 と、この電極板 48 を着脱可能に支持する導電材料たとえば表面がアルマイト処理されたアルミニウムからなる電極支持体 50 とで構成されている。この上部電極 46 とサセプタ 16 との間に処理空間またはプラズマ生成空間 PA が形成されている。

#### 【0023】

20

電極支持体 50 は、その内部にガスバッファ室 52 を有するとともに、その下面にガスバッファ室 52 から電極板 48 のガス噴出孔 48a に連通する多数のガス通気孔 50a を有している。ガスバッファ室 52 にはガス供給管 54 を介して処理ガス供給源 56 が接続されている。処理ガス供給源 56 には、マスフローコントローラ（MFC）58 および開閉バルブ 60 が設けられている。処理ガス供給源 56 より所定の処理ガス（エッチングガス）がガスバッファ室 52 に導入されると、電極板 48 のガス噴出孔 48a よりサセプタ 16 上の半導体ウエハ W に向けてプラズマ生成空間 PA に処理ガスがシャワー状に噴出されるようになっている。このように、上部電極 46 は、プラズマ生成空間 PA に処理ガスを供給するためのシャワーヘッドを兼ねている。

#### 【0024】

30

また、電極支持体 50 の内部には冷媒たとえば冷却水を流す通路（図示せず）も設けられており、外部のチラーユニットにより冷媒を介して上部電極 46 の全体、特に電極板 48 を所定温度に温調するようになっている。さらに、上部電極 46 に対する温度制御をより安定化させるために、電極支持体 50 の内部または上面にたとえば抵抗発熱素子からなるヒータ（図示せず）を取り付ける構成も可能である。

#### 【0025】

この実施形態では、上部電極 46 に負極性の直流電圧  $V_{dc}$  を印加するための直流電源部 62 を備える。このために、上部電極 46 はチャンバ 10 の上部にリング状の絶縁体 64 を介して電氣的にフローティング状態に取り付けられている。リング状絶縁体 64 は、たとえばアルミナ ( $Al_2O_3$ ) からなり、上部電極 46 の外周面とチャンバ 10 の側壁との間の隙間を気密に塞いでおり、上部電極 46 を非接地で物理的に支持している。

40

#### 【0026】

直流電源部 62 は、出力電圧（絶対値）が異なる 2 つの直流電源 66, 68 と、上部電極 46 に対して直流電源 66, 68 を選択的に接続するスイッチ 70 とを有している。直流電源 66 は相対的に絶対値の大きい負極性の直流電圧  $V_{dc1}$ （たとえば -2000 ~ -1000 V）を出力し、直流電源 68 は相対的に絶対値の小さな負極性の直流電圧  $V_{dc2}$ （たとえば -300 ~ 0 V）を出力する。スイッチ 70 は、主制御部 72 からの切換制御信号 SW を受けて動作し、直流電源 66 を上部電極 46 に接続する第 1 のスイッチ位置と、直流電源 68 を上部電極 46 に接続する第 2 のスイッチ位置との間で切り換わるようになっている。さらに、スイッチ 70 は、上部電極 46 を直流電源 66, 68 のいずれから

50

も遮断する第3のスイッチ位置を有していてもよい。

【0027】

スイッチ70と上部電極46との間で直流給電ライン74の途中に設けられるフィルタ回路76は、直流電源部62からの直流電圧 $V_{dc1}$  ( $V_{dc2}$ )をそのまま通して上部電極46に印加する一方で、サセプタ16から処理空間PAおよび上部電極46を通して直流給電ライン74に入ってきた高周波を接地ラインへ流して直流電源部62側へは流さないように構成されている。

【0028】

また、チャンバ10内でプラズマ生成空間PAに面する適当な箇所に、たとえばSi, SiC等の導電性材料からなるDCグランドパーツ(図示せず)が取り付けられている。このDCグランドパーツは、接地ライン(図示せず)を介して常時接地されている。

10

【0029】

サセプタ16およびサセプタ支持台14とチャンバ10の側壁との間に形成される環状の空間は排気空間となっており、この排気空間の底にはチャンバ10の排気口78が設けられている。この排気口78に排気管80を介して排気装置82が接続されている。排気装置82は、ターボ分子ポンプなどの真空ポンプを有しており、チャンバ10の室内、特にプラズマ生成空間PAを所望の真空度まで減圧できるようになっている。また、チャンバ10の側壁には半導体ウエハWの搬入出口84を開閉するゲートバルブ86が取り付けられている。

【0030】

20

主制御部72は、1つまたは複数のマイクロコンピュータを含み、外部メモリまたは内部メモリに格納されるソフトウェア(プログラム)およびレシピ情報にしたがって、装置内の各部、特に高周波電源36, 38、整合器40, 42、MFC58、開閉バルブ60、直流電源部62、排気装置82等の個々の動作および装置全体の動作(シーケンス)を制御する。

【0031】

また、主制御部72は、キーボード等の入力装置や液晶ディスプレイ等の表示装置を含むマン・マシン・インタフェース用の操作パネル(図示せず)および各種プログラムやレシピ、設定値等の各種データを格納または蓄積する外部記憶装置(図示せず)等とも接続されている。この実施形態では、主制御部72が1つの制御ユニットとして示されているが、複数の制御ユニットが主制御部72の機能を並列的または階層的に分担する形態を採ってもよい。

30

【0032】

この容量結合型プラズマエッチング装置における枚葉ドライエッチングの基本動作は次のようにして行われる。まず、ゲートバルブ86を開状態にして加工対象の半導体ウエハWをチャンバ10内に搬入して、静電チャック18の上に載置する。そして、処理ガス供給源56より処理ガスつまりエッチングガス(一般に混合ガス)を所定の流量および流量比でチャンバ10内に導入し、排気装置82による真空排気でチャンバ10内の圧力を設定値にする。さらに、高周波電源36, 38よりそれぞれ所定のパワーでプラズマ生成用の高周波HF(40MHz)およびイオン引き込み用の高周波LF(12.88MHz)を重畳してサセプタ16に印加する。また、直流電源24より直流電圧を静電チャック18の電極20に印加して、半導体ウエハWを静電チャック18上に固定する。上部電極46のシャワーヘッドより吐出されたエッチングガスは両電極46, 16間の高周波電界の下で放電し、処理空間PA内にプラズマが生成される。このプラズマに含まれるラジカルやイオンによって半導体ウエハWの主面の被加工膜がエッチングされる。

40

【0033】

このプラズマエッチング装置においては、高周波電源36より出力されるプラズマ生成用の高周波HFのパワーを、たとえば1kHz~50kHzの範囲内で選ばれる一定の周波数 $f_s$ および可変のデューティ比 $D_s$ を有する変調パルスMSで変調する第1(プラズマ生成系)のパワー変調方式を所与のエッチングプロセスに用いることができる。

50

## 【 0 0 3 4 】

この第1のパワー変調方式には、オン/オフのパルス変調とハイ/ロウのパルス変調の2種類のモードがある。ここで、オン/オフのパルス変調は、変調パルスMSのデューティ比に応じて、パルス・オンの期間中はプラズマ生成用の高周波HFのパワーを所定レベルのオン状態とし、パルス・オフの期間中は高周波HFのパワーを零レベルのオフ状態とする。一方、ハイ/ロウのパルス変調は、変調パルスMSのデューティ比に応じて、パルス・オン期間中は高周波HFのパワーをハイレベルに制御し、パルス・オフ期間中は高周波HFのパワーをハイレベルより低いロウレベルに制御する。ただし、ロウレベルは、プラズマ生成状態を維持するのに必要な最も低いレベルより高い値に選ばれる。また、ロウレベルは、通常はハイレベルより明らかに低い値(1/2以下)に選ばれる。

10

## 【 0 0 3 5 】

また、このプラズマエッチング装置においては、高周波電源38より出力されるイオン引き込み用の高周波LFのパワーを変調パルスMSで変調する第2(イオン引き込み系)のパワー変調方式を所与のエッチングプロセスに用いることも可能となっている。第1のパワー変調方式と同様に、第2のパワー変調方式もオン/オフのパルス変調とハイ/ロウのパルス変調の2種類のモードがある。

## 【 0 0 3 6 】

図2に、プラズマ生成系およびイオン引き込み系の双方でパルス変調が同期して同時に行われる場合の各部の波形の一例を示す。図示のように、変調パルスMSの周期 $T_c$ 、パルス・オン期間(第1の期間) $T_{on}$ およびパルス・オフ期間(第2の期間) $T_{off}$ の間には、 $T_c = T_{on} + T_{off}$ の関係がある。変調パルスMSの周波数を $f_s$ とすると、 $T_c = 1/f_s$ であり、デューティ比 $D_s$ は $D_s = T_{on} / (T_{on} + T_{off})$ である。

20

## 【 0 0 3 7 】

図示の例は、プラズマ生成用の高周波HFに対してはハイ/ロウのパルス変調をかけ、イオン引き込み用の高周波LFに対してはオン/オフのパルス変調をかける場合である。さらに、直流電源部62より上部電極46に印加される直流電圧 $V_{dc}$ を変調パルスMSに同期させることもできる。図示の例では、上部電極46に対して、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中は絶対値の小さい直流電圧 $V_{dc2}$ を印加し、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中は絶対値の大きい直流電圧 $V_{dc1}$ を印加する。

30

## [ 高周波電源及び整合器の構成 ]

## 【 0 0 3 8 】

図3に、この実施形態におけるプラズマ生成系の高周波電源36および整合器40の構成を示す。

## 【 0 0 3 9 】

高周波電源36は、一般には正弦波の波形を有するプラズマ生成に適した一定周波数(たとえば40MHz)の基本高周波を発生するRF発振器90Aと、このRF発振器90Aより出力される基本高周波のパワーを制御可能な利得または増幅率で増幅するパワーアンプ92Aと、主制御部72からの制御信号にしたがってRF発振器90Aおよびパワーアンプ92Aを直接制御する電源制御部94Aとを備えている。主制御部72から電源制御部94Aには、RFの出力モードを指示する制御信号や変調パルスMSだけでなく、通常の電源オン・オフやパワーインターロック関係等の制御信号およびパワー設定値等のデータも与えられる。プラズマ生成用の高周波HFに対してパルス変調(特にハイ/ロウのパルス変調)が行われるときは、主制御部72の制御の下で電源制御部94Aがパルス変調部を構成する。

40

## 【 0 0 4 0 】

高周波電源36のユニット内には、RFパワーモニタ96Aも備わっている。このRFパワーモニタ96Aは、図示省略するが、方向性結合器、進行波パワーモニタ部および反射波パワーモニタ部を有している。ここで、方向性結合器は、高周波給電ライン43上を順方向に伝搬する進行波のパワーと逆方向に伝搬する反射波のパワーのそれぞれに対応す

50

る信号を取り出す。進行波パワーモニタ部は、方向性結合器により取り出された進行波パワー検出信号を基に、高周波給電ライン43上の進行波に含まれる進行波のパワーを表わす進行波パワー測定値信号を生成する。この進行波パワー測定値信号は、パワーフィードバック制御用に高周波電源36内の電源制御部94Aに与えられるとともに、モニタ表示用に主制御部72にも与えられる。反射波パワーモニタ部は、チャンバ10内のプラズマから高周波電源36に返ってくる反射波のパワーを測定する。反射波パワーモニタ部より得られる反射波パワー測定値は、モニタ表示用に主制御部72に与えられるとともに、パワーアンプ保護用のモニタ値として高周波電源36内の電源制御部94Aに与えられる。

#### 【0041】

整合器40は、高周波給電ライン43に接続されている複数たとえば2つの制御可能なリアクタンス素子（たとえば可変コンデンサあるいは可変インダクタ） $X_{H1}$ 、 $X_{H2}$ を含む整合回路98Aと、リアクタンス素子 $X_{H1}$ 、 $X_{H2}$ のリアクタンスをアクチエータたとえばモータ(M)100A、102Aを介して制御するマッチングコントローラ104Aと、高周波給電ライン43上で整合回路98Aのインピーダンスを含む負荷のインピーダンスを測定するインピーダンスセンサ106Aと、整合回路98Aの出力端子側で高周波給電ライン43上の高周波HFのピーク・ピーク値 $V_{pp}$ を測定する $V_{pp}$ 検出器107Aとを有している。インピーダンスセンサ106Aの内部の構成および作用、ならびに $V_{pp}$ 検出器107Aの役割については、後に詳細に説明する。

#### 【0042】

イオン引き込み系の高周波電源38（図1）も、高周波LFの周波数が高周波HFの周波数と異なるだけで、上述したプラズマ生成系の高周波電源36と同様にRF発振器90B、パワーアンプ92B、電源制御部94B（図示せず）およびパワーモニタ96Bを備えている。また、整合器42も、プラズマ生成系の整合器40と同様に、整合回路98B、モータ(M)100B、102B、マッチングコントローラ104B、インピーダンスセンサ106Bおよび $V_{pp}$ 検出器107B（図示せず）を有している。

#### [インピーダンスセンサの構成]

#### 【0043】

図4Aに、プラズマ生成系の整合器40に備えられるインピーダンスセンサ106Aの一構成例を示す。このインピーダンスセンサ106Aは、RF電圧検出器110A、RF電流検出器112A、負荷インピーダンス瞬時値演算回路114A、算術平均値演算回路116A、加重平均値演算回路118Aおよび移動平均値演算回路120Aを有する。

#### 【0044】

RF電圧検出器110AおよびRF電流検出器112Aは、高周波給電ライン43上で高周波HFの電圧および電流をそれぞれ検出する。負荷インピーダンス瞬時値演算回路114Aは、RF電圧検出器110AおよびRF電流検出器112Aよりそれぞれ得られる電圧検知信号JVおよび電流検知信号JIに基づいて高周波給電ライン43上の負荷インピーダンスZの瞬時値JZを演算する。負荷インピーダンス瞬時値演算回路114Aは、アナログ回路でも可能であるが、デジタル回路で構成するのが好ましい。

#### 【0045】

算術平均値演算回路116Aは、プラズマ生成用の高周波HFにハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合は、変調パルスMSの各サイクルにおいて、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中に負荷インピーダンス瞬時値演算回路114Aより得られる負荷インピーダンスZの瞬時値JZを所定のサンプリング周波数 $f_c$ でサンプリングして、パルス・オン期間 $T_{on}$ における負荷インピーダンスZの算術平均値 $aZ_{on}$ を演算するとともに、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中に負荷インピーダンス瞬時値演算回路114Aより得られる負荷インピーダンスZの瞬時値JZを上記サンプリング周波数 $f_c$ でサンプリングして、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における負荷インピーダンスZの算術平均値 $aZ_{off}$ を演算する。

#### 【0046】

しかし、プラズマ生成用の高周波HFにオン/オフのパルス変調がかけられる場合、算

10

20

30

40

50

術平均値演算回路 116A は、変調パルス MS の各サイクルにおいて、パルス・オン期間  $T_{on}$  中のみ負荷インピーダンス瞬時値演算回路 114A より得られる負荷インピーダンス Z の瞬時値 JZ を上記所定のサンプリング周波数  $f_c$  でサンプリングして、パルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス Z の算術平均値  $aZ_{on}$  を演算する。

【0047】

主制御部 72 (図 1) は、変調パルス MS に同期してサンプリング時間またはモニタ時間を指定するモニタ信号 JS と、サンプリング用のクロック  $CK_1$  とを算術平均値演算回路 116A に与える。ここで、モニタ信号 JS は、プラズマ生成用の高周波 HF にハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合はパルス・オン期間  $T_{on}$  およびパルス・オフ期間  $T_{of}$  の両方で後述するモニタ時間  $T_1$ 、 $T_2$  をそれぞれ指定し、高周波 HF にオン/オフのパルス変調がかけられる場合はパルス・オン期間  $T_{on}$  用のモニタ期間  $T_1$  だけを指定する。算術平均値演算回路 116A は、数 10MHz のサンプリングクロック  $CK_1$  に同期して高速かつ多量の信号処理を要求されるため、FPGA (フィールドプログラマブル・ゲートアレイ) を好適に用いることができる。

【0048】

加重平均値演算回路 118A は、好適には CPU で構成され、プラズマ生成用の高周波 HF にハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合は、算術平均値演算回路 116A より得られたパルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス Z の算術平均値  $aZ_{on}$  とパルス・オフ期間  $T_{of}$  における負荷インピーダンス Z の算術平均値  $aZ_{of}$  とを所望の重み (重み変数 K) で加重平均して、負荷インピーダンスの 1 サイクル分の加重平均値  $bZ$  を求める。主制御部 72 は、加重平均演算のための重み変数 K およびクロック  $CK_2$  を加重平均値演算回路 118A に与える。

【0049】

しかし、高周波 HF にオン/オフのパルス変調がかけられる場合は、加重平均値演算回路 118A は機能せず、算術平均値演算回路 116A より出力されるパルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス Z の算術平均値  $aZ_{on}$  が加重平均値演算回路 118A を介さずに後段の移動平均値演算回路 120A に送られる。

【0050】

移動平均値演算回路 120A は、好適には CPU で構成され、プラズマ生成用の高周波 HF にハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合は、加重平均値演算回路 118A より得られた連続する複数の負荷インピーダンス Z の 1 サイクル加重平均値  $bZ$  に基づいて負荷インピーダンス Z の移動加重平均値  $cZ$  を演算し、この移動加重平均値  $cZ$  を負荷インピーダンス Z の測定値  $MZ$  として出力する。

【0051】

また、移動平均値演算回路 120A は、高周波 HF にオン/オフのパルス変調がかけられる場合は、算術平均値演算回路 116A より出力された連続する複数個のパルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス Z の算術平均値  $aZ_{on}$  に基づいて移動平均値  $dZ$  を演算し、この移動平均値  $dZ$  を負荷インピーダンス Z の測定値  $MZ$  として出力する。主制御部 72 は、移動区間 L および移動ピッチ P の設定値とクロック  $CK_3$  を移動平均値演算回路 120A に与える。

【0052】

移動平均値演算回路 120A より出力される負荷インピーダンスの測定値  $MZ$  は、クロック  $CK_3$  に同期して更新される。通常、負荷側インピーダンス測定値  $MZ$  には、負荷インピーダンス Z の絶対値および位相の測定値が含まれる。

【0053】

図 4B に、インピーダンスセンサ 106A の別の構成例を示す。図示のように、加重平均値演算回路 118A を移動平均値演算回路 120A の後段に設けることも可能である。この構成例においては、プラズマ生成用の高周波 HF にハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合、移動平均値演算回路 120A は、算術平均値演算回路 116A より得られた連続する複数個 (n 個) のパルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス Z の算術平均

10

20

30

40

50

値  $a Z_{on}$  およびパルス・オフ期間  $T_{off}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $a Z_{ff}$  に基づいて、パルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の移動平均値  $e Z_{on}$  およびパルス・オフ期間  $T_{off}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の移動平均値  $e Z_{ff}$  を演算する。

【 0 0 5 4 】

加重平均値演算回路 1 1 8 A は、移動平均値演算回路 1 2 0 A より得られたパルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の移動平均値  $e Z_{on}$  とパルス・オフ期間  $T_{off}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の移動平均値  $e Z_{ff}$  とを上記所望の重み（重み変数  $K$ ）で加重平均して、負荷インピーダンス  $Z$  の加重移動平均値  $f Z$  を求め、この加重移動平均値  $f Z$  を負荷インピーダンス測定値  $M Z$  として出力する。

10

【 0 0 5 5 】

しかし、プラズマ生成用の高周波  $H F$  にオン/オフのパルス変調がかけられる場合は、加重平均値演算回路 1 1 8 A は機能せず、移動平均値演算回路 1 2 0 A より出力されるパルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の移動平均値  $e Z_{on}$  がそのまま負荷インピーダンス測定値  $M Z$  として出力される。

【 0 0 5 6 】

イオン引き込み系の整合器 4 2（図 1）も、上述したプラズマ生成系の整合器 4 0 内のインピーダンスセンサ 1 0 6 A と同様に、 $R F$  電圧検出器 1 1 0 B、 $R F$  電流検出器 1 1 2 B、負荷インピーダンス瞬時値演算回路 1 1 4 B、算術平均値演算回路 1 1 6 B、加重平均値演算回路 1 1 8 B および移動平均値演算回路 1 2 0 B を有するインピーダンスセンサ 1 0 6 B（図示せず）を備えている。このインピーダンスセンサ 1 0 6 B においても、イオン引き込み用の高周波  $L F$  にかけるパルス変調のモード（ハイ/ロウまたはオン/オフ）に応じて、上記と同様に加重平均値演算回路 1 1 8 B および移動平均値演算回路 1 2 0 B 内の信号処理が切り替わるようになっている。

20

[ 整合器の作用 ]

【 0 0 5 7 】

ここで、プラズマ生成用の高周波  $H F$  のパワーにハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合のプラズマ生成系の整合器 4 0 の作用を説明する。なお、イオン引き込み用の高周波  $L F$  のパワーには同一の変調パルス  $M S$  の下でオン/オフのパルス変調がかけられるとする。

30

【 0 0 5 8 】

この場合、プラズマ生成系の高周波給電ライン 4 3 上では、高周波電源 3 6 からチャンバ 1 0 内のプラズマ負荷に向かって高周波  $H F$  がパルス・オン期間  $T_{on}$  中だけでなくパルス・オフ期間  $T_{off}$  中も持続的に伝送される。ところが、イオン引き込み系では変調パルス  $M S$  のデューティ比に同期して高周波  $L F$  のパワーをオン・オフするので、プラズマ生成系の整合器 4 0 から見えるプラズマ負荷はパルス・オン期間  $T_{on}$  とパルス・オフ期間  $T_{off}$  とで大きく変化する。このため、変調パルス  $M S$  の周波数を高い値（通常  $1 \text{ kHz}$  以上）に設定すると、プラズマ生成系の整合器 4 0 においてはマッチングコントローラ 1 0 4 A の制御によりモータ 1 0 0 A、1 0 2 A を通じてリアクタンス素子  $X_{H1}$ 、 $X_{H2}$  のリアクタンスを可変するオートマッチング動作が変調パルス  $M S$  に追従できなくなる。

40

【 0 0 5 9 】

この実施形態では、整合器 4 0 のオートマッチング動作が追従できないほど変調パルス  $M S$  の周波数を高くしても、後述するようなインピーダンスセンサ 1 0 6 A 内の特殊な信号処理により、パルス・オン期間  $T_{on}$  とパルス・オフ期間  $T_{off}$  との間で整合または整合外れの度合いのバランスを調整して、ハイ/ロウのパルス変調を有効かつ安定に運用できるようになっている。

【 0 0 6 0 】

この場合、主制御部 7 2 は、プラズマ生成系の高周波電源 3 6 に対しては、変調パルス  $M S$  のデューティ比に応じて予め設定されたハイレベルのパワーと予め設定されたロウレ

50

ベルのパワーとを交互に繰り返すような高周波HFを出力するように、電源制御部94Aに所定の制御信号、設定値、タイミング信号を与える。そして、主制御部72は、整合器40内のインピーダンスセンサ106Aに対しては、ハイ/ロウのパルス変調に必要なモニタ信号JS、重み変数K、移動平均値演算用の設定値L、PおよびクロックCK<sub>1</sub>、CK<sub>2</sub>、CK<sub>3</sub>を与える。

【0061】

一方で、主制御部72は、イオン引き込み系の高周波電源38に対しては、高周波LFのパワーが変調パルスMSのデューティ比に応じて予め設定されたオンレベル（オン状態）と零レベル（オフ状態）とを交互に繰り返すように、電源制御部94Bに所定の制御信号、設定値、タイミング信号を与える。そして、主制御部72は、整合器42内のインピーダンスセンサ106Bに対しては、オン/オフのパルス変調に必要なモニタ信号JS、移動平均値演算用の設定値L、PおよびクロックCK<sub>1</sub>、CK<sub>2</sub>、CK<sub>3</sub>を与える。ただし、重み変数Kは与えられない。

10

【0062】

プラズマ生成系の整合器40においては、図6Aまたは図6Bに示すように、変調パルスMSの各サイクルにおいてパルス・オン期間T<sub>on</sub>内およびパルス・オフ期間T<sub>off</sub>内にモニタ時間T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>がそれぞれ設定される。好ましくは、パルス・オン期間T<sub>on</sub>内では、高周波給電ライン43上で反射波のパワーが急激に変化する開始直後および終了直前の過渡時間を除いた区間にモニタ時間T<sub>1</sub>が設定される。同様に、パルス・オフ期間T<sub>off</sub>内でも、開始直後および終了直前の過渡時間を除いた区間にモニタ時間T<sub>2</sub>が設定される。

20

【0063】

インピーダンスセンサ106A内の算術平均値演算回路116Aは、変調パルスMSの各サイクルにおいて、パルス・オン期間T<sub>on</sub>では負荷インピーダンス瞬時値演算回路114Aより得られる負荷インピーダンスZの瞬時値JZをサンプリングクロックCK<sub>1</sub>でサンプリングして、パルス・オン期間T<sub>on</sub>における負荷インピーダンスZの算術平均値aZ<sub>on</sub>を演算し、パルス・オフ期間T<sub>off</sub>中に負荷インピーダンス瞬時値演算回路114Aより得られる負荷インピーダンスZの瞬時値JZをサンプリングクロックCK<sub>1</sub>でサンプリングして、パルス・オフ期間T<sub>off</sub>における負荷インピーダンスZの算術平均値aZ<sub>off</sub>を演算する。

【0064】

加重平均値演算回路118Aは、算術平均値演算回路116Aより得られたパルス・オン期間T<sub>on</sub>における負荷インピーダンスZの算術平均値aZ<sub>on</sub>とパルス・オフ期間T<sub>off</sub>における負荷インピーダンスZの算術平均値aZ<sub>off</sub>とを所望の重み（重み変数K）で加重平均して、負荷インピーダンスの1サイクル分の加重平均値bZを求める。ここで、重み変数Kは0 < K < 1の範囲で任意の値に選ばれ、加重平均値bZは次の式(1)で表わされる。

30

$$bZ = K * aZ_{on} + (1 - K) * aZ_{off} \quad \dots \dots (1)$$

【0065】

移動平均値演算回路120Aは、プラズマ生成用の高周波HFにハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合は、加重平均値演算回路118Aより得られた連続する複数個（n個）の負荷インピーダンスZの1サイクル加重平均値bZに基づいて、予め設定された所定の移動区間Lおよび移動ピッチPで加重平均値bZの移動加重平均値cZを演算する。たとえば、変調パルスMSの周波数f<sub>s</sub>が1000Hzである場合に、移動区間Lを10msecに設定し、移動ピッチPを2msecに設定したときは、2msec毎に連続する10個の1サイクル加重平均値bZについて1個の移動平均値cZを演算する。

40

【0066】

移動平均値演算回路120Aは、移動加重平均値cZを負荷インピーダンス測定値MZとして出力する。この負荷インピーダンス測定値MZは、主制御部72より加重平均値演算回路118Aに与えられる重み変数Kの値に依存し、変調パルスMSのデューティ比D<sub>s</sub>には依存しない。

50

## 【 0 0 6 7 】

整合器 4 0 のマッチングコントローラ 1 0 4 A は、インピーダンスセンサ 1 0 6 A の移動平均値演算回路 1 2 0 A よりクロック  $CK_3$  の周期で出力される負荷インピーダンス測定値  $MZ$  に追従可能にตอบสนองし、負荷インピーダンス測定値  $MZ$  の位相が零 ( 0 )、絶対値が 5 0 になるように、つまり整合ポイント  $Z_S$  に一致または近似するように、モータ 1 0 0 A , 1 0 2 A を駆動制御して整合回路 9 8 A 内のリアクタンス素子  $X_{H1}$  ,  $X_{H2}$  のリアクタンスを可変に制御する。

## 【 0 0 6 8 】

このように、整合器 4 0 においては、インピーダンスセンサ 1 0 6 A より出力される負荷インピーダンス測定値  $MZ$  を整合ポイント  $Z_S$  に一致または近似するように整合動作が行われる。つまり、負荷インピーダンス測定値  $MZ$  が整合目標点となる。したがって、パルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $aZ_{on}$  およびパルス・オン期間  $T_{off}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $aZ_{off}$  は、加重平均の重み変数  $K$  の値に応じて整合ポイント  $Z_S$  から  $(1 - K) : K$  の比でオフセットする。

## 【 0 0 6 9 】

ここで、主制御部 7 2 より整合器 4 0 のインピーダンスセンサ 1 0 6 A に与える重み変数  $K$  を  $K = 1$  に設定すると、上記加重平均の演算式 ( 1 ) の右辺において、第 1 項の  $aZ_{on}$  に対する重み  $K$  が最大値 “ 1 ” になり、第 2 項の  $aZ_{off}$  に対する重み  $(1 - K)$  が最小値つまり零 “ 0 ” になる。この場合は、図 5 A のスミスチャートに示すように、パルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $aZ_{on}$  が整合ポイント  $Z_S$  に一致または近似する。一方で、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $aZ_{off}$  は、整合ポイント  $Z_S$  から最も遠くオフセットする。

## 【 0 0 7 0 】

このように  $K = 1$  に設定した場合、プラズマ生成系の高周波給電ライン 4 3 上では、図 6 A の波形図で模式的に示すように、パルス・オン期間  $T_{on}$  中は、整合が略完全にとれているため、反射波のパワー  $PR_H$  は殆ど現れず、進行波のパワー  $PF_H$  がそのままロードパワー  $PL_H$  になる、一方で、パルス・オフ期間  $T_{off}$  中は、整合が最も大きく外れるため、反射波のパワー  $PR_L$  が非常に高くなり、そのぶん進行波のパワー  $PF_L$  がロードパワー  $PL_L$  より大幅に高くなる。

## 【 0 0 7 1 】

なお、この実施形態における高周波電源 3 6 は、高周波  $HF$  のパワーに対する制御に関しては、進行波のパワー  $PF$  を一定に保つ  $PF$  制御、および進行波  $PF$  のパワーから反射波のパワー  $PR$  を差し引いた正味の投入パワー ( ロードパワー ) を一定に保つ  $PL$  制御のどちらも選択的に行えるようになってきている。もっとも、高周波  $HF$  のパワーにハイ / ロウのパルス変調をかける場合は、少なくともパルス・オフ期間  $T_{off}$  においては低めの値に設定されるロウレベルのパワーを安定確実に負荷に投入できる  $PL$  制御を用いるのが好ましい。ところが、 $K = 1$  の条件の下で  $PL$  制御を用いると、従来技術と同様に、パルス・オフ期間  $T_{off}$  中は全く整合がとれないため、図 6 A に示すように反射波のパワー  $PR_L$  が著しく大きくなる。

## 【 0 0 7 2 】

この実施形態では、重み変数  $K$  を  $0.5 < K < 1$  に設定することで、上記の問題に対処することができる。すなわち、 $0.5 < K < 1$  の場合は、上記加重平均の演算式 ( 1 ) の右辺において、第 1 項の  $aZ_{on}$  に対する重み  $K$  が最大値 “ 1 ” より小さくなり、そのぶん第 2 項の  $aZ_{off}$  に対する重み  $(1 - K)$  が最小値 “ 0 ” よりも大きくなる。これによって、図 5 B のスミスチャートに示すように、パルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $aZ_{on}$  が整合ポイント  $Z_S$  からオフセットし、そのオフセット分だけパルス・オフ期間  $T_{off}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $aZ_{off}$  が整合ポイント  $Z_S$  に近づく。

## 【 0 0 7 3 】

ここで、整合ポイント  $Z_S$  は、スミスチャート上で両期間  $T_{on}$  ,  $T_{off}$  における負荷イン

10

20

30

40

50

ピーダンス測定値（算術平均値） $a Z_{on}$ 、 $a Z_{off}$ を結ぶ直線上（中間点）に位置する。そして、 $K$ の値を1より離すほど（または0.5に近づけるほど）、パルス・オン期間 $T_{on}$ の負荷インピーダンス測定値 $a Z_{on}$ が整合ポイント $Z_S$ から遠ざかり、パルス・オフ期間 $T_{off}$ の負荷インピーダンス測定値 $a Z_{off}$ が整合ポイント $Z_S$ に近づく。

【0074】

このように重み変数 $K$ を $0.5 < K < 1$ に設定した場合は、図6Bの波形図で模式的に示すように、プラズマ生成系の高周波給電ライン43上では、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中にも反射波が一定のパワー $PR_H$ で発生する一方で、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中の反射波のパワー $PR_L$ が $K = 1$ の場合よりも減少する。 $K$ の値を調整することにより、パルス・オン期間 $T_{on}$ における反射波パワー $PR_H$ とパルス・オフ期間 $T_{off}$ における反射波パワー $PR_L$ とのバランスを任意に制御することができる。

10

【0075】

このことにより、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における反射波のパワー $PR_L$ を任意に減らし、そのぶんロードパワー $PL_L$ を高めめの任意に値に設定してプロセス上の要求に応えることができる。また、反射波から高周波電源36を保護するためのサーキュレータ等の負担や高周波電源36自体の反射波耐量が軽減され、高周波電源36周りでハードウェアの小型簡易化や消費電力の効率化等を図ることもできる。さらに、反射波のパワー $PR_L$ を減らすことにより、後述するようにプラズマ負荷に投入される正味の高周波パワー（ロードパワー） $PL$ を設定値に保つための $PL$ 制御をより正確かつ効率よく行うことができる。

【0076】

20

なお、重み変数 $K$ は $0.5 < K < 1$ の範囲に限定されず、 $0 < K < 0.5$ の範囲内に設定されてもよい。 $K = 0.5$ の場合は、上記加重平均の演算式(1)の右辺において、第1項の $a Z_{on}$ に対する重み $K$ と第2項の $a Z_{off}$ に対する重み $(1 - K)$ とがどちらも0.5で等しくなり、図示省略するが、スミスチャート上ではパルス・オン期間 $T_{on}$ の負荷インピーダンス測定値 $a Z_{on}$ とパルス・オフ期間 $T_{off}$ の負荷インピーダンス測定値 $a Z_{off}$ との中点に整合ポイント $Z_S$ が位置する。

【0077】

また、 $0 < K < 0.5$ のときは、上記加重平均の演算式(1)の右辺において、第1項の $a Z_{on}$ に対する重み $K$ が第2項の $a Z_{off}$ に対する重み $(1 - K)$ よりも小さいため、パルス・オン期間 $T_{on}$ における負荷インピーダンス測定値 $a Z_{on}$ は整合ポイント $Z_S$ から相対的に遠くなり、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における負荷インピーダンス測定値 $a Z_{off}$ が整合ポイント $Z_S$ に相対的に近くなる。この場合は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中の反射波のパワー $PR_L$ が相対的に小さくなり、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中の反射波パワー $PR_H$ が相対的に大きくなる。

30

【0078】

このように、この実施形態においては、変調パルス $MS$ のデューティ比 $D_S$ から独立して、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中の反射波パワー $PR_H$ とパルス・オフ期間 $T_{off}$ 中の反射波パワー $PR_L$ とのバランス（または整合または非整合の度合いのバランス）を任意に制御することができる。主制御部72は、プロセスレシピの中で重み変数 $K$ を $0 < K < 1$ の範囲内で任意に設定し、プロセス毎に重み変数 $K$ を切り替え、あるいは1回のプロセスの中で重み変数 $K$ を段階的または連続的に切り替えることができる。

40

【0079】

なお、イオン引き込み系の整合器42においては、高周波 $LF$ にオン/オフのパルス変調がかけられるので、上記のように主制御部72よりインピーダンスセンサ106Bに重み変数 $K$ は与えられず、加算平均値演算回路118Bは機能しない。移動平均値演算回路120Bは、クロック $CK_1$ のサイクル毎に算術平均値演算回路116Bより出力される連続する複数個のパルス・オン期間 $T_{on}$ におけるインピーダンス $Z$ の算術平均値 $a Z_{on}$ に基づいて移動平均値 $d Z$ を演算し、この移動平均値 $d Z$ を負荷インピーダンス $Z$ の測定値 $M Z$ として出力する。

【0080】

50

整合器 4 2 のマッチングコントローラ 1 0 4 B は、インピーダンスセンサ 1 0 6 B の移動平均値演算回路 1 2 0 B よりクロック  $CK_3$  の周期で出力される負荷インピーダンス測定値  $M_Z$  に追従可能に应答し、負荷インピーダンス測定値  $M_Z$  の位相が零 ( 0 )、絶対値が 5 0 になるように、つまり整合ポイント  $Z_S$  に一致または近似するように、モータ 1 0 0 B, 1 0 2 B を駆動制御して整合回路 9 8 B 内のリアクタンス素子  $X_{L1}$ ,  $X_{L2}$  のリアクタンスを可変に制御する。この場合、パルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンス  $Z$  の算術平均値  $a Z_{on}$  ないしその移動平均値  $c Z_{on}$  が常に整合目標点となる。

[ 電源制御部内の要部の構成 ]

【 0 0 8 1 】

図 7 および図 8 に、プラズマ生成系の高周波電源 3 6 における電源制御部 9 4 A 内の要部の構成を示す。

【 0 0 8 2 】

電源制御部 9 4 A は、図 7 に示すように、ロードパワー測定部 1 2 2 A と高周波出力制御部 1 2 4 A とを有している。ロードパワー測定部 1 2 2 A は、RF パワーモニタ 9 6 A より得られる進行波パワー検知信号  $S_{PF}$  と反射波パワー検知信号  $S_{PR}$  とから、負荷 (主にプラズマ) に投入されるロードパワー  $P_L$  の測定値  $M_{PL}$  ( $M_{PL} = S_{PF} - S_{PR}$ ) を演算によって求める。

【 0 0 8 3 】

ロードパワー測定部 1 2 2 A は、アナログ演算回路またはデジタル演算回路のいずれの形態を有してもよい。すなわち、アナログの進行波パワー検知信号  $S_{PF}$  とアナログの反射波パワー検知信号  $S_{PR}$  との差分をとってアナログ信号のロードパワー測定値  $M_{PL}$  を生成してもよく、あるいは進行波パワー検知信号  $S_{PF}$  および反射波パワー検知信号  $S_{PR}$  をそれぞれデジタル信号に変換したうえで両者の差分をとり、デジタル信号のロードパワー測定値  $M_{PL}$  を生成してもよい。

【 0 0 8 4 】

高周波出力制御部 1 2 4 A は、図 8 に示すように、パルス・オン期間 (第 1 の期間) 用の第 1 の制御指令値生成部 1 2 6 A と、パルス・オフ期間 (第 2 の期間) 用の第 2 の制御指令値生成部 1 2 8 A と、RF パワーモニタ 9 6 A からの進行波パワー検知信号  $S_{PF}$  を第 1 の制御指令値生成部 1 2 6 A からの第 1 の制御指令値  $C_{on}$  もしくは第 2 の制御指令値生成部 1 2 8 A からの第 2 の制御指令値  $C_{off}$  と比較して、比較誤差  $E_{R_{on}}$  もしくは  $E_{R_{off}}$  を生成する比較器 1 3 0 A と、この比較器 1 3 0 A からの比較誤差  $E_{R_{on}}$  もしくは  $E_{R_{off}}$  に応じてパワーアンプ 9 2 の利得または増幅率を可変に制御するアンプ制御部 1 3 2 A と、高周波出力制御部 1 2 4 A 内の各部を制御する局所コントローラ 1 3 4 A とを有している。

【 0 0 8 5 】

ここで、第 1 の制御指令値生成部 1 2 6 A は、ロードパワー測定部 1 2 2 A より与えられるロードパワー測定値  $M_{PL}$  とコントローラ 1 3 4 A を介して主制御部 7 2 より与えられるロードパワー設定値  $PL_H$  (または  $PL_{on}$ ) を入力し、変調パルス  $MS$  の各サイクルにおいてパルス・オン期間  $T_{on}$  中に進行波のパワー  $P_F$  にかかるフィードバック制御のための第 1 の制御指令値  $C_{on}$  を生成する。

【 0 0 8 6 】

一方、第 2 の制御指令値生成部 1 2 8 A は、ロードパワー測定部 1 2 2 A からのロードパワー測定値  $M_{PL}$  とコントローラ 1 3 4 A からのロードパワー設定値  $PL_L$  とを入力し、変調パルス  $MS$  の各サイクルにおいてパルス・オフ期間  $T_{off}$  中に進行波パワー  $P_F$  にかかるフィードバック制御のための第 2 の制御指令値  $C_{off}$  を生成する。

【 0 0 8 7 】

なお、第 1 および第 2 の制御指令値生成部 1 2 6 A, 1 2 8 A は、好ましくはデジタル回路で構成されてよい。その場合、それぞれの出力段にデジタル - アナログ (D/A) 変換器を設けることで、第 1 および第 2 の制御指令値  $C_{on}$ ,  $C_{off}$  をアナログ信号の形

10

20

30

40

50

態で出力することができる。

【 0 0 8 8 】

第 1 の制御指令値生成部 1 2 6 A より出力される第 1 の制御指令値  $C_{on}$  と、第 2 の制御指令値生成部 1 2 8 A より出力される第 2 の制御指令値  $C_{off}$  とは、切替回路 1 3 6 A を介して交互に比較器 1 3 0 A に与えられる。切替回路 1 3 6 A は、コントローラ 1 3 4 A の制御の下で動作し、変調パルス  $MS$  の各サイクルにおいて、パルス・オン期間  $T_{on}$  中は第 1 の制御指令値生成部 1 2 6 A からの第 1 の制御指令値  $C_{on}$  を選択して比較器 1 3 0 A に転送し、パルス・オフ期間  $T_{off}$  中は第 2 の制御指令値生成部 1 2 8 A からの第 2 の制御指令値  $C_{off}$  を選択して比較器 1 3 0 A に転送するようになっている。

【 0 0 8 9 】

したがって、比較器 1 3 0 A は、変調パルス  $MS$  の各サイクルにおいて、パルス・オン期間  $T_{on}$  中は進行波パワー検知信号  $S_{PF}$  を第 1 の制御指令値  $C_{on}$  と比較してその比較誤差つまり第 1 の比較誤差  $ER_{on}$  ( $ER_{on} = C_{on} - S_{PF}$ ) を生成し、パルス・オフ期間  $T_{off}$  中は進行波パワー検知信号  $S_{PF}$  を第 2 の制御指令値  $C_{off}$  と比較してその比較誤差つまり第 2 の比較誤差  $ER_{off}$  ( $ER_{off} = C_{off} - S_{PF}$ ) を生成するようになっている。

【 0 0 9 0 】

アンプ制御部 1 3 2 A は、コントローラ 1 3 4 A の制御の下で動作し、変調パルス  $MS$  の各サイクルにおいて、パルス・オン期間  $T_{on}$  中は第 1 の比較誤差  $ER_{on}$  を零に近づけるようにパワーアンプ 9 2 A の利得または増幅率を可変制御して高周波電源 3 6 の出力を制御し、パルス・オフ期間  $T_{off}$  中は第 2 の比較誤差  $ER_{off}$  を零に近づけるようにパワーアンプ 9 2 A の利得または増幅率を可変制御して高周波電源 3 6 の出力を制御するようになっている。

【 0 0 9 1 】

なお、パワーアンプ 9 2 A には、線形増幅器（リニアアンプ）が好適に用いられる。また、比較器 1 3 0 A にはたとえば差動増幅器が用いられる。比較器 1 3 0 A においては、入力信号の差分 ( $C_{on} - S_{PF}$ ) もしくは ( $C_{off} - S_{PF}$ ) と、出力信号の比較誤差  $ER_{on}$  もしくは  $ER_{off}$  との間に、一定の比例関係が成立していればよい。

【 0 0 9 2 】

イオン引き込み系の高周波電源 3 8 も、高周波  $LF$  の周波数がプラズマ生成系の高周波  $HF$  の周波数と異なる点を除いて、上述したプラズマ生成系の高周波電源 3 6 における電源制御部 9 4 A とそれぞれ同様の構成および機能を有するロードパワー測定部 1 2 2 B および高周波出力制御部 1 2 4 B（図示せず）を備えている。

[ 実施形態における  $PL$  制御の作用 ]

【 0 0 9 3 】

この実施形態のプラズマ処理装置においては、高周波電源 3 6 , 3 8 のいずれも、プラズマ生成用の高周波  $HF$  またはイオン引き込み用の高周波  $LF$  をチャンバ 1 0 内に各々供給している時は、負荷（主にプラズマ）に投入される正味の高周波パワーつまりロードパワー  $PL$  をパルス・オン期間  $T_{on}$  とパルス・オフ期間  $T_{off}$  とで個別に設定値に保つための  $PL$  制御を行えるようになっている。

【 0 0 9 4 】

以下に、プラズマ生成用の高周波  $HF$  のパワーにハイ/ロウのパルス変調がかけられる場合について、この実施形態における  $PL$  制御の作用を説明する。なお、イオン引き込み用の高周波  $LF$  のパワーには同一の変調パルス  $MS$  の下でオン/オフのパルス変調がかけられるとする。

【 0 0 9 5 】

この場合、主制御部 7 2 は、プラズマ生成系の高周波電源 3 6 の電源制御部 9 4 A に対しては、ハイ/ロウのパルス変調に必要な制御信号およびロードパワー設定値  $PL_H$  ,  $PL_L$  のデータを与えるとともに、パルス変調用のタイミング信号として変調パルス  $MS$  を与える。なお、 $PL_H$  は、パルス・オン期間  $T_{on}$  における高周波  $HF$  のパワーのレベル（

10

20

30

40

50

ハイレベル)を指定する第1のロードパワー設定値である。一方、 $PL_L$ は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における高周波HFのパワーのレベル(ロウレベル)を指定する第2のロードパワー設定値である。高周波電源36は、この電源36よりハイ/ロウのパルス変調によって出力される高周波HFに対して次のようなPL制御を行う。

【0096】

まず、主制御部72からのロードパワー設定値 $PL_H$ 、 $PL_L$ は、高周波出力制御部124A内でコントローラ134Aにセットされる。コントローラ134Aは、第1および第2の制御指令値生成部126A、128Aに対して、ロードパワー設定値 $PL_H$ 、 $PL_L$ および所要の制御信号、クロック信号を与える。

【0097】

第1の制御指令値生成部126Aは、変調パルスMSの各サイクルにおいて、ロードパワー測定部122Aからのロードパワー測定値 $M_{PL}$ をパルス・オン期間 $T_{on}$ の間だけ取り込んでフィードバック信号に用いる。ここで、ロードパワー測定値 $M_{PL}$ の瞬時値または代表値をフィードバック信号に用いることも可能ではあるが、通常はロードパワー測定値 $M_{PL}$ の平均値(好ましくは移動平均値)をフィードバック信号に用いる。

【0098】

具体的には、パルス・オン期間 $T_{on}$ の間にロードパワー測定部122Aより与えられるロードパワー測定値 $M_{PL}$ について変調パルスMSの複数サイクル分の移動平均値 $AM_{PL}$ を取得し、この移動平均値 $AM_{PL}$ をロードパワー設定値 $PL_H$ と比較して比較誤差または偏差を求め、次または後続のサイクルにおいてこの偏差を適度な速度で零に近づけるようにパルス・オン期間 $T_{on}$ 中に進行波のパワーPFにかかるフィードバック制御の目標値つまり第1の制御指令値 $C_{on}$ を決定する。この第1の制御指令値 $C_{on}$ を決定するために、フィードバック制御またはフィードフォワード制御の技術で常用されている公知のアルゴリズムを用いることができる。

【0099】

一方、第2の制御指令値生成部128Aは、変調パルスMSの各サイクルにおいて、ロードパワー測定部122Aより与えられるロードパワー測定値 $M_{PL}$ をパルス・オフ期間 $T_{off}$ の間だけ取り込んでフィードバック信号に用いる。やはり、ロードパワー測定値 $M_{PL}$ の瞬時値または代表値をフィードバック信号に用いることも可能ではあるが、通常はロードパワー測定値 $M_{PL}$ の平均値(好ましくは移動平均値)をフィードバック信号に用いる。

【0100】

具体的には、パルス・オフ期間 $T_{off}$ の間にロードパワー測定部122Aより与えられるロードパワー測定値 $M_{PL}$ について1サイクル分または複数サイクル分の移動平均値 $BM_{PL}$ を取得し、この移動平均値 $BM_{PL}$ をロードパワー設定値 $PL_L$ と比較して比較誤差または偏差を求め、次または後続のサイクルにおいてこの偏差を適度な速度で零に近づけるようにパルス・オフ期間 $T_{off}$ 中に進行波のパワーPFにかかるフィードバック制御の目標値つまり第2の制御指令値 $C_{off}$ を決定する。この第2の制御指令値 $C_{off}$ を決定するために、フィードバック制御またはフィードフォワード制御で常用されている公知のアルゴリズムを用いることができる。

【0101】

上記したように、比較器130Aは、変調パルスMSの各サイクルにおいて、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中は進行波パワー検知信号 $S_{PF}$ を第1の制御指令値生成部126Aからの第1の制御指令値 $C_{on}$ と比較してその比較誤差(第1の比較誤差) $ER_{on}$ を生成し、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中は進行波パワー検知信号 $S_{PF}$ を第2の制御指令値生成部128Aからの第2の制御指令値 $C_{off}$ と比較してその比較誤差(第2の比較誤差) $ER_{off}$ を生成する。そして、アンプ制御部132Aは、変調パルスMSの各サイクルにおいて、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中は第1の比較誤差 $ER_{on}$ を零に近づけるようにパワーアンプ92Aの利得または増幅率を可変に制御し、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中は第2の比較誤差 $ER_{off}$ を零に近づけるようにパワーアンプ92Aの利得または増幅率を可変に制御する。

【0102】

10

20

30

40

50

こうして、高周波HFをハイ/ロウのパルス変調によって出力する高周波電源36においては、RFパワーモニタ96およびロードパワー測定部122より得られるロードパワーPLの測定値 $M_{PL}$ を、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中は第1のロードパワー設定値 $PL_H$ に一致または近似させ、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中は第2のロードパワー設定値 $PL_L$ に一致または近似させるように、高周波給電ライン43上を順方向に伝播する進行波のパワーPFに対してフィードバック制御がかけられる。つまり、高周波電源36の出力に対してパルス・オン期間 $T_{on}$ とパルス・オフ期間 $T_{off}$ とで独立したフィードバック制御がかけられる。

【0103】

このようなパルス・オン期間 $T_{on}$ 用とパルス・オフ期間 $T_{off}$ 用の独立した2系統のフィードバック制御によれば、変調パルスMSに同期した反射波パワーPRないし進行波パワーPFの周期的な変動に容易かつ適確に追従することが可能であり、変調パルスMSの反転時に生じる急激な負荷変動にも難なく追いつくことができる。これによって、変調パルスMSの周波数を高くしても、ロードパワーPLをパルス・オン期間 $T_{on}$ およびパルス・オフ期間 $T_{off}$ のいずれにおいても各々個別の設定値 $PL_H$ 、 $PL_L$ に安定に保つことができる。

10

【0104】

一方、高周波LFにオン/オフのパルス変調をかけるイオン引き込み系の高周波電源38においては、電源制御部94Bにより、変調パルスMSの各サイクルにおいてパルス・オン期間 $T_{on}$ 中だけ進行波のパワーPFに対してPL制御のためのフィードバック制御がかけられる。電源制御部94B内のコントローラ134Bは、パルス・オフ期間用の第2の制御指令値生成部128Bを完全休止または非アクティブの状態に保持して、パルス・オン期間用の第1の制御指令値生成部126Bだけを動作させる。この場合、第1の制御指令値生成部126Bに対しては、パルス・オン期間 $T_{on}$ における高周波HFのパワーのレベル(オンレベル)を指示するロードパワー設定値 $PL_{on}$ を与える。

20

【0105】

比較器130Bは、変調パルスMSの各サイクルにおいて、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中にRFパワーモニタ96Bからの進行波パワー検知信号 $S_{PF}$ を第1の制御指令値生成部126Bからの第1の制御指令値 $C_{on}$ と比較してその比較誤差(第1の比較誤差) $ER_{on}$ を生成し、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中は実質的に休止する。そして、アンプ制御部132Bは、変調パルスMSの各サイクルにおいて、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中は第1の比較誤差 $ER_{on}$ を零に近づけるようにパワーアンプ92Bの利得または増幅率を可変に制御し、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中は実質的に休止する。

30

【0106】

もっとも、オン/オフのパルス変調を行う高周波電源38においては、PF制御を行うことも可能である。その場合は、コントローラ134Bより比較器130Bに比較基準値として進行波パワー設定値( $PF_S$ )を与えればよい。

[エッチングプロセスにおける実施例]

【0107】

本発明者は、図1のプラズマエッチング装置によりハイ/ロウのパルス変調を用いるHARC(High Aspect Ratio Contact)プロセスの実験を行って、パルス・オフ期間 $T_{on}$ の長さ、パルス・オフ期間 $T_{on}$ における高周波パワー(ロードパワー) $PL_L$ またはパルス・オフ期間 $T_{on}$ における上部DC電圧の値をパラメータとしたときに、各種プロセス特性に与える作用を検証した。

40

【0108】

この実験では、図9の(a)に示すように多層膜構造の表層部に第1のエッチング工程により途中まで(第3の $SiO_2$ 層152に届く深さ $d_1$ まで)微細孔140が形成されている半導体ウエハWをサンプルとして用意した。そして、このサンプルの半導体ウエハWに対して、図9の(b)に示すように微細孔140の深さを第3の $SiO_2$ 層152の下部

50

まで（深さ  $d_2$  まで）延ばす第 2 のエッチング工程において、プラズマ生成用の高周波 HF にはハイ/ロウのパルス変調をかけ、イオン引き込み用の高周波 LF にはオン/オフのパルス変調をかけ、上部電極 46 に印加する直流電圧（上部 DC 電圧） $V_{dc}$  の大きさ（絶対値）を変調パルス MS に同期させて可変する実験を行った。図 9 において、142 はエッチングマスク（フォトレジスト）、144 は第 1 の  $\text{SiO}_2$  層、146 は第 1 の SiN 層、148 は第 2 の  $\text{SiO}_2$  層、150 は第 2 の SiN 層、152 は第 3 の  $\text{SiO}_2$  層、154 は第 3 の SiN 層、および 156 は半導体基板である。

#### 【0109】

この実験において評価対象に選んだプロセス特性は、[1] 第 2 のエッチング工程における孔 140 の深さの増量分（ $d_2 - d_1$ ）つまりエッチング量、[2] 孔 140 の入口付近におけるネッキングの増量分（ネッキング CD）、[3] 第 2 の  $\text{SiO}_2$  層 152 におけるポーイングの増量分（中間 Ox ポーイング CD）、[4] 選択比（孔 140 の深さの増量分  $d_2 - d_1$  / マスクの厚さの減少分  $d_m$ ）および [5] アスペクト比変化量（孔 140 の深さの増量分  $d_2 - d_1$  / 中間 Ox ポーイング CD）である。

#### 【0110】

第 2 のエッチング工程に係る実験は、より詳しくは、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における高周波 HF のパワー  $PL_L$  を 0 W に設定した場合と 200 W に設定した場合とで、各種プロセス特性のパルス・オフ期間依存性を比較する第 1 実験と、各種プロセス特性の上部 DC 電圧依存性を比較する第 2 実験とを含む。なお、ハイ/ロウのパルス変調でパルス・オフ期間  $T_{off}$  における高周波 HF のパワー  $PL_L$  を 0 W にした場合は、オン/オフのパルス変調をかけるのと同じである。

#### 【0111】

第 1 実験および第 2 実験に共通する主な固定値のエッチング条件として、エッチングガスを  $\text{C}_4\text{F}_6 / \text{NF}_3 / \text{Ar} / \text{O}_2 = 76 / 10 / 75 / 73$  sccm、チャンバ圧力を 15 mTorr、下部電極温度を 60、パルス・オン期間  $T_{on}$  を 100  $\mu\text{s}$ 、パルス・オン期間  $T_{on}$  におけるイオン引き込み用高周波 LF のパワーを 10000 W、パルス・オン期間  $T_{on}$  におけるプラズマ生成用高周波 HF のパワーを 1000 W、パルス・オン期間  $T_{on}$  における上部 DC 電圧  $V_{dc}$  の絶対値  $|V_{dc}|$  を 500 V とした。

< 第 1 実験のパラメータおよび実験結果 >

#### 【0112】

各種プロセス特性のパルス・オフ期間依存性を比較する第 1 実験では、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における上部 DC 電圧  $V_{dc}$  の絶対値  $|V_{dc}|$  を 900 V に固定し、パルス・オフ期間  $T_{off}$ （変調パルス MS の周波数  $f_s$ 、デューティ比  $D_S$ ）をパラメータとして、 $T_{off} = 25 \mu\text{s}$ （ $f_s = 8 \text{ kHz}$ 、 $D_S = 80\%$ ）、 $T_{off} = 100 \mu\text{s}$ （ $f_s = 5 \text{ kHz}$ 、 $D_S = 50\%$ ）、 $T_{off} = 150 \mu\text{s}$ （ $f_s = 4 \text{ kHz}$ 、 $D_S = 40\%$ ）、 $T_{off} = 233 \mu\text{s}$ （ $f_s = 3 \text{ kHz}$ 、 $D_S = 30\%$ ）、 $T_{off} = 400 \mu\text{s}$ （ $f_s = 2 \text{ kHz}$ 、 $D_S = 20\%$ ）の段階的な 5 つの値を選んだ。

#### 【0113】

図 10A ~ 図 10E に、第 1 実験で得られた結果をグラフで示す。図 10A に示すように、[1] 孔 140 の深さの増量分（エッチング量： $d_2 - d_1$ ）は、高周波 HF のパワー  $PL_L$  が 0 W または 200 W のいずれの場合でも、パルス・オフ期間  $T_{off}$  が 25  $\mu\text{s}$  ~ 400  $\mu\text{s}$  の範囲で約 700 ~ 750 nm の範囲に収まっており、それほどの違いはない。このように、 $PL_L = 200 \text{ W}$  でハイ/ロウのパルス変調を用いると、オン/オフのパルス変調を用いる場合と同程度のエッチング量またはエッチングレートが得られる。

#### 【0114】

図 10B に示すように、[2] ネッキング CD は、パルス・オフ期間  $T_{off}$  を 25  $\mu\text{s}$  から 400  $\mu\text{s}$  まで段階的に大きくすると、高周波 HF のパワー  $PL_L$  が 0 W の場合は約 22.0 ~ 23.0 の範囲に止まるのに対して、周波 HF のパワー  $PL_L$  が 200 W の場合は約 22.0 nm から 18.0 nm 以下まで段階的に大きく減少する。このように、PL

10

20

30

40

50

$P_L = 200\text{ W}$ でハイ/ロウのパルス変調を用いると(特に $f_s$ を $3\text{ kHz}$ 以下、 $T_{off}$ を $233\text{ }\mu\text{s}$ 以上にすると)、オン/オフのパルス変調を用いる場合に比して、ネッキングCDが大きくなる。

【0115】

図10Cに示すように、[3]中間OxポーイングCDは、パルス・オフ期間 $T_{off}$ を $25\text{ }\mu\text{s}$ から $400\text{ }\mu\text{s}$ まで段階的に大きくすると、高周波HFのパワー $P_L$ が $0\text{ W}$ の場合は約 $36.0 \sim 37.0$ の範囲に止まるのに対して、周波HFのパワー $P_L$ が $200\text{ W}$ の場合は約 $37.0\text{ nm}$ から約 $34.0\text{ nm}$ まで大きく減少する(ただし、 $T_{off}$ が $233\text{ }\mu\text{s}$ 以上になると、殆ど減少しなくなる)。このように、 $P_L = 200\text{ W}$ でハイ/ロウのパルス変調を用いると(特に $f_s$ を $3\text{ kHz}$ 以下、 $T_{off}$ を $233\text{ }\mu\text{s}$ 以上にすると)、オン/オフのパルス変調を用いる場合に比して、中間OxポーイングCDも大幅に向上する。

10

【0116】

図10Dに示すように、[4]選択比は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ を $25\text{ }\mu\text{s}$ から $233\text{ }\mu\text{s}$ まで段階的に大きくすると、高周波HFのパワー $P_L$ が $0\text{ W}$ の場合および $200\text{ W}$ のいずれの場合も約 $2.5$ から約 $4.2$ まで略同じ変化率で増大し、 $T_{off}$ が $233\text{ }\mu\text{s}$ を超えると飽和する。このように、 $P_L = 200\text{ W}$ でハイ/ロウのパルス変調を用いると、オン/オフのパルス変調を用いる場合と同程度に選択比が向上する。

【0117】

図10Eに示すように、[5]アスペクト比変化量は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ を $25\text{ }\mu\text{s}$ から $400\text{ }\mu\text{s}$ まで段階的に大きくすると、高周波HFのパワー $P_L$ が $0\text{ W}$ の場合は約 $80 \sim 85$ の範囲に止まるのに対して、周波HFのパワー $P_L$ が $200\text{ W}$ の場合は約 $80$ から約 $130$ まで大きく増大する(ただし、 $T_{off}$ が $233\text{ }\mu\text{s}$ を超えると飽和する)。このように、 $P_L = 200\text{ W}$ でハイ/ロウのパルス変調を用いると(特に $f_s$ を $3\text{ kHz}$ 以下、 $T_{off}$ を $233\text{ }\mu\text{s}$ 以上にすると)、オン/オフのパルス変調を用いる場合に比して、アスペクト比変化率が大きく向上する。

20

< 第2実験のパラメータおよび実験結果 >

【0118】

各種プロセス特性の上部DC電圧依存性を比較する第2実験では、パルス・オフ期間 $T_{off}$ (変調パルスMSの周波数 $f_s$ , デューティ比 $D_s$ )を $T_{off} = 233\text{ }\mu\text{s}$ ( $f_s = 3\text{ kHz}$ ,  $D_s = 30\%$ )に固定し、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における上部DC電圧 $V_{dc}$ の絶対値 $|V_{dc}|$ をパラメータとして、 $|V_{dc}| = 500\text{ V}$ 、 $900\text{ V}$ 、 $1200\text{ V}$ の段階的な3つの値を選んだ。

30

【0119】

図11A~図11Eに、第2実験で得られた結果をグラフで示す。図11Aに示すように、[1]孔140の深さの増量分(エッチング量： $d_2 - d_1$ )は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における上部DC電圧 $V_{dc}$ の絶対値 $|V_{dc}|$ を $500\text{ V}$ 、 $900\text{ V}$ 、 $1200\text{ V}$ と段階的に大きくすると、高周波HFのパワー $P_L$ が $0\text{ W}$ の場合は約 $760\text{ nm}$ から約 $680\text{ nm}$ まで線形的に減少し、高周波HFのパワー $P_L$ が $200\text{ W}$ の場合は約 $700\text{ nm}$ から約 $680\text{ nm}$ まで漸次的に減少する。このように、 $P_L = 200\text{ W}$ でハイ/ロウのパルス変調を用いる場合は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における上部DC電圧 $V_{dc}$ の絶対値 $|V_{dc}|$ を大きくしても、孔140の深さの増量分(エッチング量)は増大するわけではなく、むしろ減少傾向になるが、オン/オフのパルス変調を用いる場合に比して劣るわけでもない。

40

【0120】

図11Bに示すように、[2]ネッキングCDは、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における上部DC電圧 $V_{dc}$ の絶対値 $|V_{dc}|$ を $500\text{ V}$ 、 $900\text{ V}$ 、 $1200\text{ V}$ と段階的に大きくすると、高周波HFのパワー $P_L$ が $0\text{ W}$ の場合は約 $23.0\text{ nm}$ から約 $20.0\text{ nm}$ 以下まで段階的に減少するのに対して、周波HFのパワー $P_L$ が $200\text{ W}$ の場合は低いレベル

50

で約 19.6 nm から約 17.8 nm までより段階的に減少する。このように、 $P_{L_L} = 200\text{ W}$  にしてハイ/ロウのパルス変調を用いる場合は、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における上部 DC 電圧  $V_{dc}$  の絶対値  $|V_{dc}|$  を大きくするほどネッキング CD は向上し、しかもオン/オフのパルス変調を用いる場合よりもネッキング CD は向上する。

#### 【0121】

図 11C に示すように、[3] 中間 Ox ボーイング CD は、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における上部 DC 電圧  $V_{dc}$  の絶対値  $|V_{dc}|$  を 500 V、900 V、1200 V と段階的に大きくすると、高周波 HF のパワー  $P_{L_L}$  が 0 W の場合は約 37.5 nm から約 35.5 nm まで段階的に減少するのに対して、周波 HF のパワー  $P_{L_L}$  が 200 W の場合はより低いレベルで約 35.2 nm から約 33.5 nm までより段階的に減少する（ただし、 $|V_{dc}|$  が 900 V 以上になると、殆ど減少しなくなる）。このように、 $P_{L_L} = 200\text{ W}$  にしてハイ/ロウのパルス変調を用いる場合は、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における上部 DC 電圧  $V_{dc}$  の絶対値  $|V_{dc}|$  を大きくするほど概して中間 Ox ボーイング CD は向上し、しかもオン/オフのパルス変調を用いる場合よりも中間 Ox ボーイング CD は向上する。

10

#### 【0122】

図 11D に示すように、[4] 選択比は、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における上部 DC 電圧  $V_{dc}$  の絶対値  $|V_{dc}|$  を 500 V ~ 1200 V の範囲で変化させても、高周波 HF のパワー  $P_{L_L}$  が 0 W の場合および 200 W のいずれの場合も約 4.1 ~ 4.5 の範囲内に収まる。このように、 $P_{L_L} = 200\text{ W}$  でハイ/ロウのパルス変調を用いると、オン/オフのパルス変調を用いる場合と同程度に選択比が向上する。

20

#### 【0123】

図 11E に示すように、[5] アスペクト比変化量は、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における上部 DC 電圧  $V_{dc}$  の絶対値  $|V_{dc}|$  を 500 V、900 V、1200 V と段階的に大きくすると、高周波 HF のパワー  $P_{L_L}$  が 0 W の場合は  $|V_{dc}|$  が 900 V 以上になると約 80 nm から約 92 nm まで上昇するのに対して、高周波 HF のパワー  $P_{L_L}$  が 200 W の場合はより高いレベルで約 99 nm から約 132 nm までより上昇する（ただし、 $|V_{dc}|$  が 900 V 以上になると飽和する）。このように、 $P_{L_L} = 200\text{ W}$  でハイ/ロウのパルス変調を用いると、オン/オフのパルス変調を用いる場合に比して、アスペクト比変化率が大きく向上する。

30

### < 実験の評価 >

#### 【0124】

上記のように、図 9 に示すような HARC (High Aspect Ratio Contact) プロセスにおいては、プラズマ生成用の高周波 HF に対して、ハイ/ロウのパルス変調をかける方がオン/オフのパルス変調をかける場合よりも各種プロセス特性において優位性があり、特に高い選択比を保証しつつボーイングを効果的に抑制できることが判った。この点について考察する。

#### 【0125】

パルス変調においては、変調パルスの各サイクル毎に、パルス・オン期間からパルス・オフ期間に切り替わると、イオンの引き込み効果が薄れ、マスク上にプラズマ反応生成物が堆積する。したがって、低速パルス/低いデューティ比（パルス・オフ期間が長い）では、マスクと被エッチング材または対象膜との選択比の向上に適した領域といえる。しかし、パルス・オフ期間はエッチングに寄与することが少ないので、パルス・オフ期間を必要以上に長くするとプラズマプロセスの所要時間が長くなり、生産性の低下を招くことになる。

40

#### 【0126】

また、HARC のようにホールエッチングのアスペクト比が大きくなると、エッチング時間が長くなるので、オン/オフのパルス変調を用いた場合は、たとえマスクとの選択比が確保できたとしても、ホール側壁への長時間のイオン入射により、ボーイングがより発生しやすくなってしまいうので、最終的に良好な加工形状を得ることが難しかった。

50

## 【 0 1 2 7 】

パルス・オン期間からパルス・オフ期間に切り替わった直後にチャンバの処理空間で電子、イオンおよびラジカルがそれぞれ減少する割合は異なる。電子は  $10 \mu s$ 、イオンは  $100 \mu s$  程度の比較的短い時間で消滅するのに対して、ラジカルは  $1 ms$  程度の時間が経過した後も存在する。このオフタイム中に存在するラジカルがマスク表層と反応することにより、マスク表面保護膜を形成すると考えられる。

## 【 0 1 2 8 】

ハイ/ロウのパルス変調においては、パルス・オフ期間中もプラズマ生成用の高周波 HF が処理ガスを励起し、イオンおよびラジカルを発生させる。この場合、イオン引き込み用の高周波 LF に比べてイオンに与える加速のエネルギーは小さいので、エッチングに寄与する割合は少ない。一方、かなりのラジカルが発生しており、しかも下部 2 周波重畳印加方式の場合は LF オフで HF のパワーが弱めであるから、程ほどの RF バイアスによりラジカルを巻き込むようにしてイオンをホールの底部に引き込むことができる。その結果、ホール側壁への反応生成物の堆積を促進させて、ボーイングの抑制に効く側壁保護膜を形成することができる。

## 【 0 1 2 9 】

また、上記のように、ハイ/ロウのパルス変調を用いるときは、変調パルスに同期させて上部 DC 電圧の絶対値をパルス・オン期間よりもパルス・オフ期間で一段高くする技法も各種プロセス特性の向上、特にネッキングの改善、中間ボーイング CD の改善、垂直形状の改善に効果的であることが判る。

## 【 0 1 3 0 】

つまり、パルス・オフ期間中に上部 DC 電圧の絶対値を一段高くすることにより、何らかの作用が働いて（たとえば被エッチング材およびマスクに打ち込まれる電子のエネルギーが増大することにより）、ホール内で側壁保護膜を底部側に延ばす効果、あるいはマスク肩部の肩落ちを抑制する（それによって、ボーイングを誘発する斜め成分のイオン入射の割合を低減する）効果が得られるものと考えられる。

## 【 0 1 3 1 】

いずれにしても、HARC プロセスにおいては、プラズマ生成用の高周波にハイ/ロウのパルス変調をかける場合は、変調パルスの周波数は  $1 kHz$  以上（好ましくは  $2 kHz \sim 8 kHz$ 、より好ましくは  $2 kHz \sim 3 kHz$ ）の領域が好ましく、パルス・オフ期間におけるプラズマ生成用高周波 HF のパワー  $P_{L_L}$  はある程度高い領域（たとえば  $100 W$  以上、好ましくは  $200 W$  以上）に設定することが望ましい。

## 【 0 1 3 2 】

この点、この実施形態におけるプラズマエッチング装置においては、プラズマ生成系の整合器 40 が、上記のような構成および機能を有するインピーダンスセンサ 106 A により、高周波給電ライン 43 上で高周波電源 36 より見えるプラズマ負荷のインピーダンスを測定し、パルス・オン期間  $T_{on}$  における負荷インピーダンスの測定値とパルス・オフ期間  $T_{off}$  における負荷インピーダンスの測定値とを所望の重みで加重平均して得られる加重平均測定値を求め、この加重平均測定値を高周波電源 36 の出力インピーダンスに整合させるように動作する。この場合、加重平均の重み変数 (K) の値を調整することにより、パルス・オン期間  $T_{on}$  における反射波パワー  $P_{R_H}$  とパルス・オフ期間  $T_{off}$  における反射波パワー  $P_{R_H}$  とのバランスを任意に制御することができるので、パルス・オフ期間  $T_{off}$  における反射波のパワー  $P_{R_L}$  を任意に減らし、そのぶんロードパワー  $P_{L_L}$  を高めの任意に値に設定することが可能となる。

## 【 0 1 3 3 】

一例として、プラズマ生成系の高周波電源 36 に用いられている実際の或る機種の高周波電源（反射波パワーの許容限界値が  $1200 W$ ）においては、図 12 に示すように、パルス・オン期間  $T_{on}$  における反射係数  $\Gamma = 0.0$  である従来のマッチング方法（パルス・オン期間  $T_{on}$  中に略完全な整合をとる方法）を行う場合に比して、 $\Gamma = 0.2$ 、 $\Gamma = 0.3$  となる実施形態のマッチング方法を用いることにより、パルス・オフ期間  $T_{off}$  に

10

20

30

40

50

おけるロードパワー  $P_{L_L}$  の設定可能な範囲を約  $230\text{ W}$  ( $\gamma = 0.0$ ) から約  $300\text{ W}$  ( $\gamma = 0.2$ ) さらには約  $350\text{ W}$  ( $\gamma = 0.3$ ) に大幅に拡大することができる。このことは、別な見方をすれば、高周波電源 36 のダウンサイジングが可能になることを意味する。なお、反射係数  $\Gamma = (P_{R_H} / P_{F_H})^{1/2}$  で与えられる。

[ 上部電極放電対策に関する実施例 ]

【 0134 】

一般に、HARCプロセスのようなホールエッチングにおいては、アスペクト比を高くすると、ホールの底部に正イオンが溜まりやすくなって、ホール内でのイオンの直進性が低下し、良好なエッチング形状を得るのが困難になる。この点に関して、図1のプラズマエッチング装置は、直流電源部 62 を備えており、上部電極 46 に負極性の直流電圧を印加することにより、上部電極 46 からプラズマ生成空間 PA に放出される電子をサセプタ (下部電極) 16 上の半導体ウエハ (被処理体) W に向けて加速し、高速に加速された電子をホールの内奥に供給して、ホール底部に溜まった正イオンを電氣的に中和することができるので、上記のようなホール内でイオンの直進性が低下する問題を回避できる。

10

【 0135 】

ところが、上部電極 46 に負極性の直流電圧を印加することによって、上部電極 46 の中で、特にガス噴出孔 48 a ないしガス通気孔 50 a 内でガスの放電 (異常放電) が発生し、上部電極 46 が損傷することがある。このような上部電極内部の異常放電は、プラズマ生成用の高周波 HF およびイオン引き込み用の高周波 LF の双方にオン/オフのパルス変調をかける場合に多発しやすい。

20

【 0136 】

この場合は、図13に示すように、パルス・オフ期間  $T_{off}$  中は、イオン引き込み用の高周波電源 38 およびプラズマ生成用の高周波電源 36 の双方がオフする一方で、上部電極 46 には直流電源部 62 より絶対値の大きい負極性の直流電圧  $V_{dc1}$  が印加される。これにより、上部電極 46 の表面付近には、電子 (e) を突き放す方向に加速し、イオン (+) を引き付ける方向に加速する高電界領域 (以下「DCシース」と称する)  $S_{H_{DC}}$  が発生し、この DCシース  $S_{H_{DC}}$  により加速された電子 (e) がサセプタ 16 上の半導体ウエハ W に入射して、ホールの底部に溜まっている正電荷を中和する。この時、プラズマ生成空間 PA 内ではプラズマが消滅しているので、半導体ウエハ W の表面の上にプラズマシース (イオンシース)  $S_{H_{RF}}$  は殆ど形成されていない。この状態は、パルス・オフ期間  $T_{off}$  を通じて持続される。

30

【 0137 】

そして、パルス・オフ期間  $T_{off}$  からパルス・オン期間  $T_{on}$  に変わると、両高周波電源 36, 38 の双方が同時にオンして、両高周波 HF, LF がサセプタ 16 に印加される。これにより、プラズマ生成空間 PA に処理ガスのプラズマが生成され、半導体ウエハ W の表面を覆うようにチャンバ 10 内にプラズマシース  $S_{H_{RF}}$  が形成される。この場合、プラズマシース  $S_{H_{RF}}$  は、それまでの実質的に無い状態から突然に現れ、上部電極 46 に向かって急速度で成長する (シースの厚みが増大する)。このプラズマシース  $S_{H_{RF}}$  の成長速度は、周波数が相対的に低いイオン引き込み用の高周波 LF の電圧 (ピークピーク値)  $V_{pp}$  の立ち上がり速度ないし飽和値の大きさに主に依存する。

40

【 0138 】

一方、上部電極 46 では、直流電源部 62 により印加される直流電圧の絶対値がそれまでの比較的大きな値  $|V_{dc1}|$  から比較的小さな値  $|V_{dc2}|$  に変わるものの、相変わらず電子 (e) が放出され、半導体ウエハ W に向かって加速される。ところが、パルス・オフ期間  $T_{off}$  の時とは異なり、この場面では半導体ウエハ W 上でプラズマシース  $S_{H_{RF}}$  がその厚みつまり電界強度が増大する方向に急速度で成長するので、上部電極 46 側から加速されてきた電子 (e) が成長中のプラズマシース  $S_{H_{RF}}$  によって強く跳ね返される。そして、プラズマシース  $S_{H_{RF}}$  で跳ね返された電子 (e) が、今度は上部電極 46 に向かって飛んで、DCシース  $S_{H_{DC}}$  の電界に抗して上部電極 46 の電極板 48 のガス噴出孔 48 a の中に進

50

入し、その内奥で放電を引き起こすことがある。

【0139】

このように上部電極の内部で異常放電が発生する場合において、上部電極46より放出された電子(e)を半導体ウエハW側に向かって加速させるときと、半導体ウエハW側のプラズマシース $S H_{RF}$ で跳ね返されてきた電子(e)を減速させるときとで、上部電極46側のDCシース $S H_{DC}$ の電界が電子(e)に作用する力は同じである。したがって、上部電極46のガス噴出孔48aの中に電子が進入する頻度や速度は、DCシース $S H_{DC}$ の大きさには殆ど依存せず、プラズマシース $S H_{RF}$ が電子(e)を上部電極46側に跳ね返す強さ、つまりプラズマシース $S H_{RF}$ の成長速度に依存する。

【0140】

また、プラズマ生成空間PAの上部で生成される正イオン(+)は、DCシース $S H_{DC}$ の電界に引き込まれて上部電極46(電極板48)の表面に衝突してスパッタすることがあっても、上部電極46内部の異常放電を引き起こすようなことはない。

【0141】

図1のプラズマエッチング装置において、上記のような上部電極46内部の異常放電は、プラズマ生成用の高周波HFに対するパルス変調をオン/オフのパルス変調からハイ/ロウのパルス変調に変えることによって、効果的に回避することができる。

【0142】

この場合は、図14に示すように、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中は、高周波電源36がオン状態を保持し、プラズマ生成用の高周波HFがロウレベルのパワーでサセプタ16に印加されるので、プラズマ生成空間PAにはプラズマが消滅せずに低密度で残存し、半導体ウエハWの表面は薄いプラズマシース $S H_{RF}$ で覆われる。この時、上部電極46側からDCシース $S H_{DC}$ の大きな電界により高速度に加速されてきた電子(e)は、プラズマシース $S H_{RF}$ で逆向きの電界または力を受ける。しかし、プラズマシース $S H_{RF}$ は薄くてその逆向きの電界は弱いので、電子(e)はプラズマシース $S H_{RF}$ を突き抜けて半導体ウエハWに入射する。この状態は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ を通じて持続される。

【0143】

そして、パルス・オフ期間 $T_{off}$ からパルス・オン期間 $T_{on}$ に変わると、高周波電源38がオンしてイオン引き込み用の高周波LFをサセプタ16に印加するとともに、高周波電源36が高周波HFのパワーをそれまでのロウレベルからハイレベルに変える。これにより、プラズマ生成空間PAで生成されるプラズマの密度が急激に高くなるとともに、半導体ウエハWの表面を覆うプラズマシース $S H_{RF}$ の厚みが一段と増大する。ただし、この場合は、プラズマシース $S H_{RF}$ が無の状態から突然現れて急成長するのではなく、既に存在している状態から厚さを増大させるだけなので、その成長速度は相当穏やかであり、上部電極46側から高速に加速されてきた電子(e)を跳ね返す力はそれほど大きくない。このため、プラズマシース $S H_{RF}$ で跳ね返された電子(e)は、その跳ね返りの初速度が低いため、DCシース $S H_{DC}$ を突き抜けることができず、上部電極46の電極板48のガス噴出孔48aの中に進入しない。したがって、上部電極46の内部で異常放電は発生しない。

【0144】

ところで、パルス・オン期間 $T_{on}$ 中に上部電極46の内部で異常放電が発生する時は、プラズマシース $S H_{RF}$ の成長速度や厚さに関係するイオン引き込み用高周波LFのピーク・ピーク値 $V_{pp}$ が高周波給電ライン45上で大きく変動することが確認されている。この実施形態のプラズマエッチング装置においては、整合器40, 42の中に $V_{pp}$ 検出器107A, 107Bをそれぞれ設けている(図3)。整合器42内の $V_{pp}$ 検出器107Bを通じて、高周波給電ライン45上のイオン引き込み用高周波LFのピーク・ピーク値 $V_{pp}$ を測定し、主制御部72またはマッチングコントローラ104B内のCPU処理により $V_{pp}$ の測定値を解析して、上部電極46の内部で異常放電が発生しているか否かを表すモニタ情報(図15, 図16)を取得することができる。

【0145】

10

20

30

40

50

ここで、図15のモニタ情報は、上部電極46の内部で異常放電が発生している場合に得られたもの(一例)である。図示のように、モニタ期間に設定された判定区間の中で $V_{pp}$ 変動率が頻繁にかつ大きく(数%以上に)跳ね上がることがわかる。一般に、異常放電の発生頻度が多いほど、 $V_{pp}$ 変動率が大きくなる傾向がある。図示のグラフの縦軸の $V_{pp}$ 変動率は、たとえば次の式(2)で与えられる。

$$V_{pp} \text{ 変動率} = 100 \times (V_{pp-max} - V_{pp-ave}) / V_{pp-ave} \quad \dots (2)$$

ただし、 $V_{pp-max}$ は判定区間の中に設定される一定のサンプリング期間 $T_S$ における $V_p$ の最大値であり、 $V_{pp-ave}$ は該サンプリング期間 $T_S$ における $V_{pp}$ の平均値である。

【0146】

図16のモニタ情報は、上部電極46の内部で異常放電が発生していない場合に得られたもの(一例)である。判定区間を通じて $V_{pp}$ 変動率が数%以下(図示の例は1%以下)で安定している。なお、モニタ期間の開始直後と終了直前は、プラズマの着火と消滅のタイミングであり、異常放電の発生の有無と関係なく $V_{pp}$ 変動率が上昇するので、判定区間から除外している。

【0147】

本発明者等は、上述したようなHARCプロセスにおいて、ガス圧力、パルス変調の周波数 $f_s$ およびデューティ比 $D_s$ をパラメータを選んで変化させる実験を行って、各パルス変調における上部電極内部の異常放電の発生の有無を調べた。この実験では、上述した実施例と同様にエッチングガスにフルオロカーボン系のガスを使用し、パルス・オン期間 $T_{on}$ におけるプラズマ生成用高周波HFのパワーを2000kW、イオン引き込み用高周波LFのパワーを14000kW、パルス・オフ期間 $T_{off}$ における高周波HFのパワーを100Wとした。そして、パラメータとして、ガス圧力は10mTorr, 15mTorr, 20mTorr, 25mTorr, 30mTorrの5通りに選び、パルス変調の周波数 $f_s$ は4kHz, 5kHz, 10kHzの3通りに選び、デューティ比 $D_s$ は20%, 30%, 40%, 50%, 60%の5通りに選んだ。

【0148】

図17Aおよび図17Bに、その実験結果をテーブル形式で示す。テーブルの中で、○は、上記モニタ情報において $V_{pp}$ 変動率が2%(許容値)以下に収まった場合であり、「異常放電無し」の判定結果を表す。×は、上記モニタ情報において $V_{pp}$ 変動率が2%(許容値)を越えた場合であり、「異常放電有り」の判定結果を示す。

【0149】

図17Aは、プラズマ生成用の高周波HFおよび双方にオン/オフのパルス変調をかけた場合である。この場合は、全てのパラメータ(ガス圧力、パルス変調周波数 $f_s$ 、デューティ比 $D_s$ )の全可変領域にわたって「異常放電有り」(×)の結果が広く分布する。

【0150】

図17Bは、プラズマ生成用の高周波HFにハイ/ロウのパルス変調をかけ、かつイオン引き込み用の高周波LFにオン/オフのパルス変調をかけた場合である。この場合は、全てのパラメータ(ガス圧力、パルス変調周波数 $f_s$ 、デューティ比 $D_s$ )の全可変領域にわたって常に「異常放電無し」(○)であった。

【0151】

このように、プラズマ生成用の高周波HFにハイ/ロウのパルス変調をかけ、かつイオン引き込み用の高周波LFにオン/オフのパルス変調をかけた変調モードを選択することで、上部電極46の内部の異常放電を効果的に回避することができる。ただし、この手法は、パルス・オフ期間 $T_{off}$ 中にプラズマ生成用高周波HFのパワー(ロードパワー)を低めの最適な設定値に正確かつ安定に保持できる技術を好適に必要とする。この点に関しては、上述したように、整合器40のインピーダンスセンサ106Aにおいて重み係数Kの値を調整することによりパルス・オン期間 $T_{on}$ における反射波パワー $PR_H$ とパルス・オフ期間 $T_{off}$ における反射波パワー $PR_L$ とのバランスを任意に制御する技術と、高周波電源36においてパルス・オフ期間 $T_{off}$ 中のロードパワー $PL_L$ に独立したフィードバック制御をかける技術を好適に用いることができる。

10

20

30

40

50

[ 他の実施形態または変形例 ]

【 0 1 5 2 】

以上本発明の好適な実施形態について説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、その技術思想の範囲内で種々の変形が可能である。

【 0 1 5 3 】

本発明においては、第 1 ( プラズマ生成系 ) のパワー変調方式、第 2 ( イオン引き込み系 ) のパワー変調方式および上部 D C 印加方式を組み合わせる際には各々のモードを任意に選ぶことが可能である。また、イオン引き込み用の高周波 L F のパワーにはパルス変調を一切かけずにプラズマ生成用の高周波 H F にハイ / ロウのパルス変調をかける形態や、逆にプラズマ生成用の高周波 H F にはパルス変調を一切かけずにイオン引き込み用の高周波 L F のパワーにハイ / ロウのパルス変調をかける形態も可能である。さらには、第 1 のパワー変調方式もしくは第 2 のパワー変調方式のいずれかのみを使う形態や、上部 D C 印加方式を使わない形態も可能である。

【 0 1 5 4 】

上記実施形態 ( 図 1 ) では、プラズマ生成用の高周波 H F をサセプタ ( 下部電極 ) 1 6 に印加した。しかし、プラズマ生成用の高周波 H F を上部電極 4 6 に印加する構成も可能である。

【 0 1 5 5 】

本発明は、容量結合型プラズマエッチング装置に限定されず、プラズマ C V D、プラズマ A L D、プラズマ酸化、プラズマ窒化、スパッタリングなど任意のプラズマプロセスを行う容量結合型プラズマ処理装置に適用可能であり、さらにはチャンバの周囲に高周波電極 ( アンテナ ) を設ける誘導結合型プラズマ処理装置にも適用可能である。本発明における被処理体は半導体ウエハに限るものではなく、フラットパネルディスプレイ、有機 E L、太陽電池用の各種基板や、フォトマスク、C D 基板、プリント基板等も可能である。

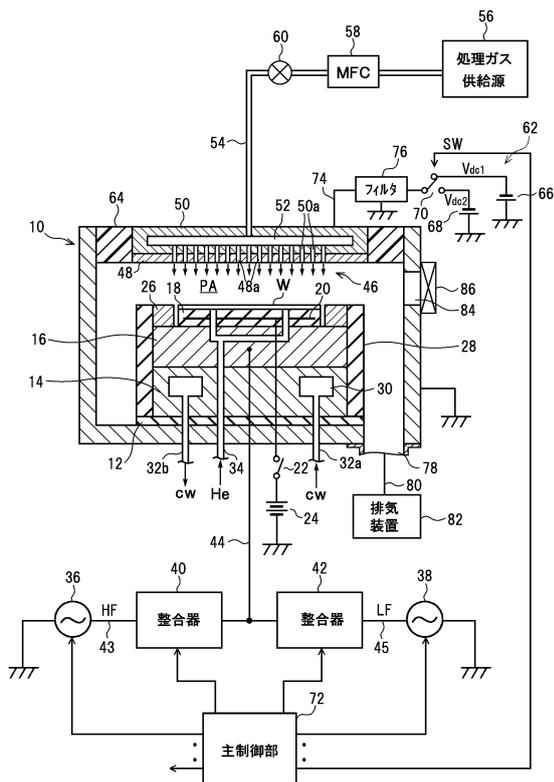
【 符号の説明 】

【 0 1 5 6 】

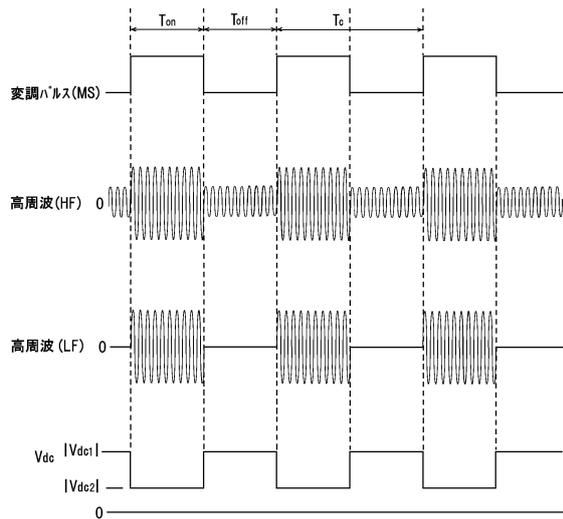
1 0	チャンバ	
1 6	サセプタ ( 下部電極 )	
3 6	( プラズマ生成系 ) 高周波電源	30
3 8	( イオン引き込み系 ) 高周波電源	
4 0 , 4 2	整合器	
4 3 , 4 5	高周波給電ライン	
4 6	上部電極 ( シャワーヘッド )	
5 6	処理ガス供給源	
7 2	主制御部	
9 0 A , 9 0 B	高周波発振器	
9 2 A , 9 2 B	パワーアンプ	
9 4 A , 9 4 B	電源制御部	
9 6 A , 9 6 B	R F パワーモニタ	40
9 8 A , 9 8 B	整合回路	
1 0 0 A , 1 0 2 A , 1 0 0 B , 1 0 2 B	モータ	
1 0 4 A , 1 0 4 B	マッチングコントローラ	
1 0 7 A , 1 0 7 B	V <sub>pp</sub> 検出器	
1 1 0 A , 1 1 0 B	R F 電圧検出器	
1 1 2 A , 1 1 2 B	R F 電流検出器	
1 1 4 A , 1 1 4 B	負荷インピーダンス瞬時値演算回路	
1 1 6 A , 1 1 6 B	算術平均値演算回路	
1 1 8 A , 1 1 8 B	加重平均値演算回路	
1 2 0 A , 1 2 0 B	移動平均値演算回路	50

- 1 2 2 A , 1 2 2 B      ロードパワー測定部
- 1 2 4 A , 1 2 4 B      高周波出力制御部
- 1 2 6 A , 1 2 6 B      (パルス・オン期間用)制御指令値生成部
- 1 2 8 A , 1 2 8 B      (パルス・オフ期間用)制御指令値生成部
- 1 3 0 A , 1 3 0 B      比較器
- 1 3 2 A , 1 3 2 B      アンプ制御回路
- 1 3 4 A , 1 3 4 B      コントローラ
- 1 3 6 A , 1 3 6 B      切替回路

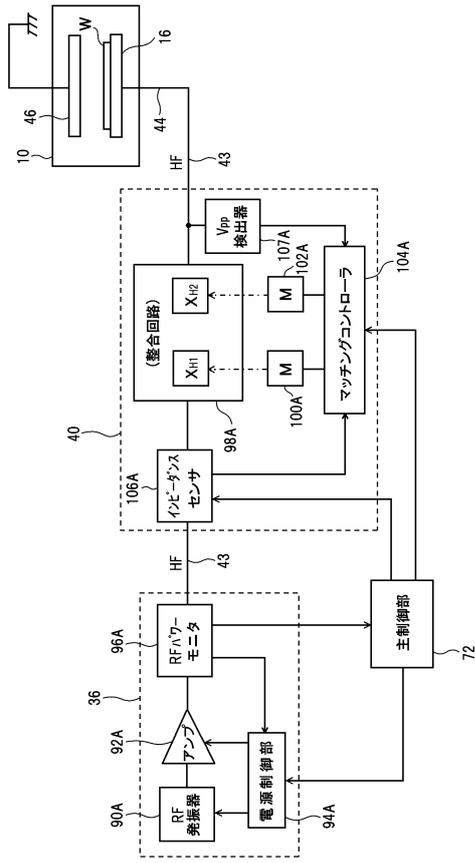
【図1】



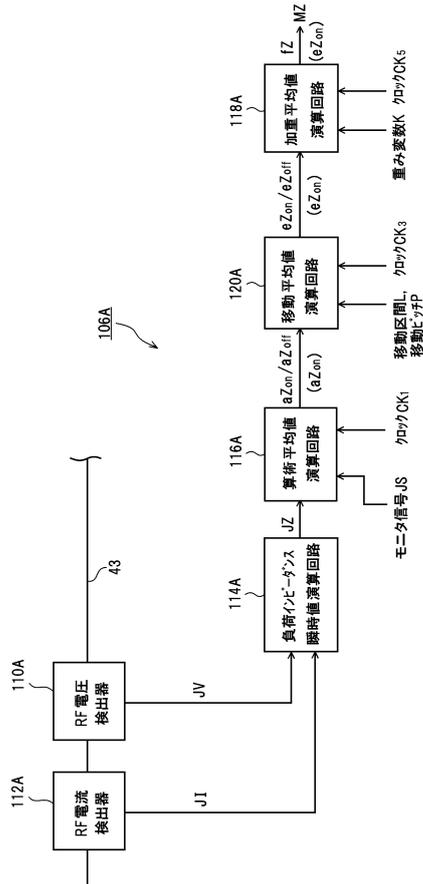
【図2】



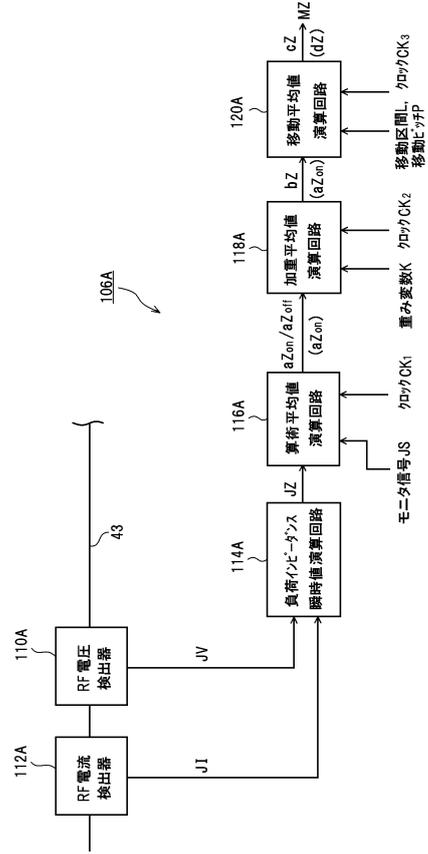
【図3】



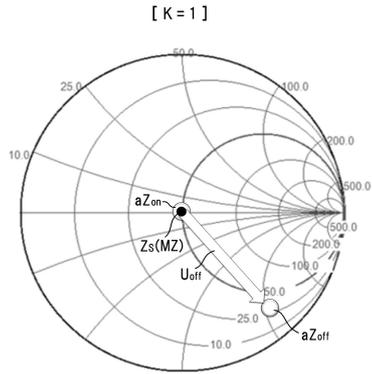
【図4B】



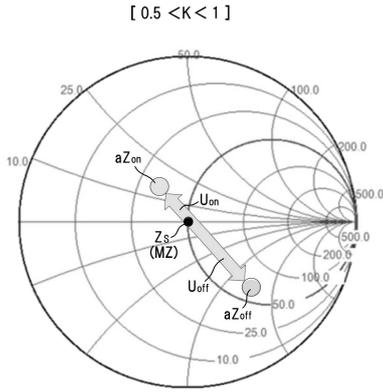
【図4A】



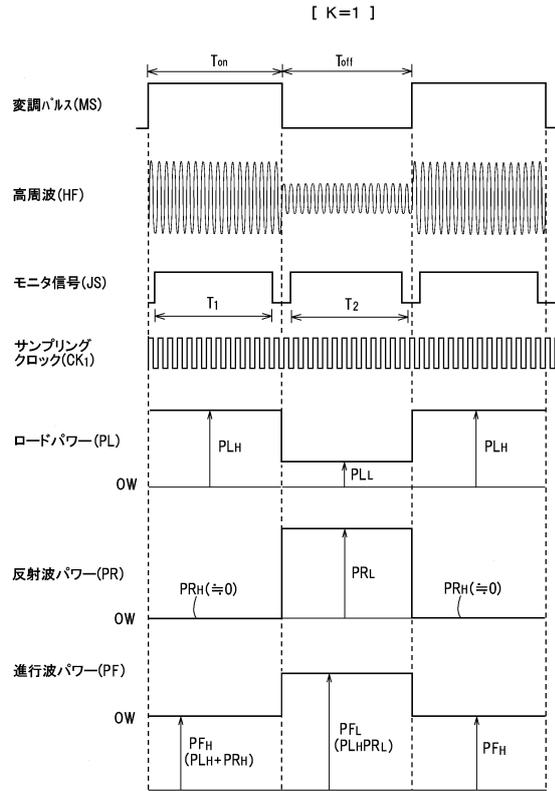
【図5A】



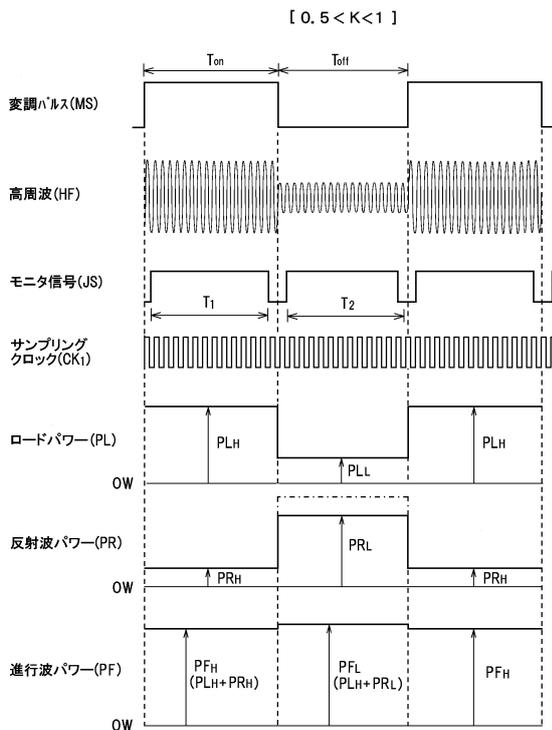
【図5B】



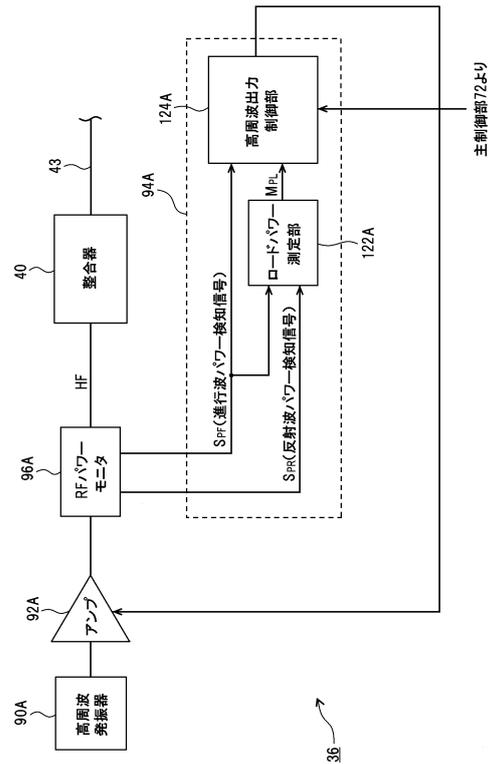
【図6A】



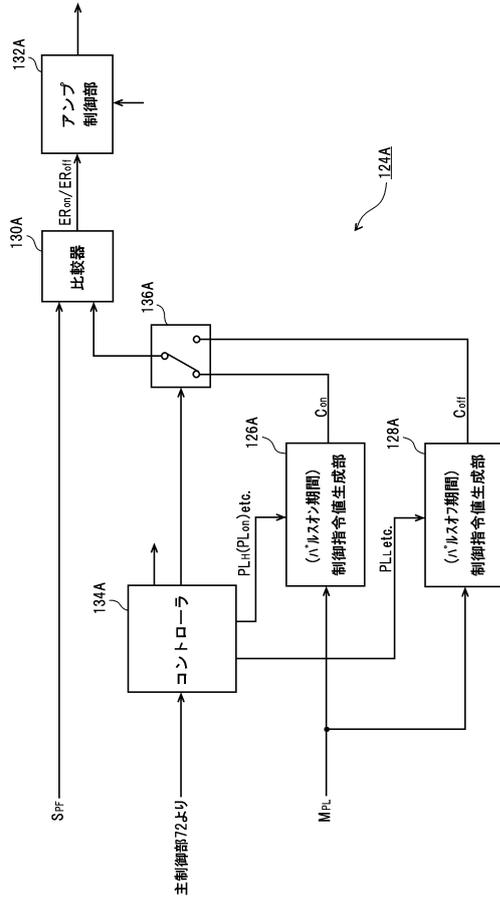
【図6B】



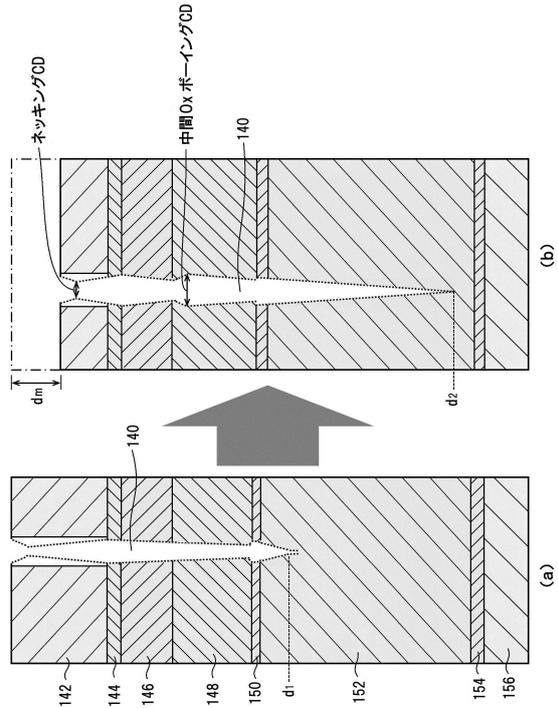
【図7】



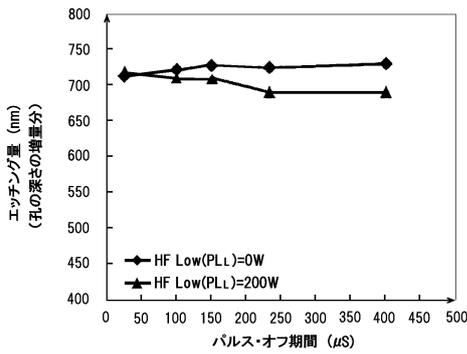
【図8】



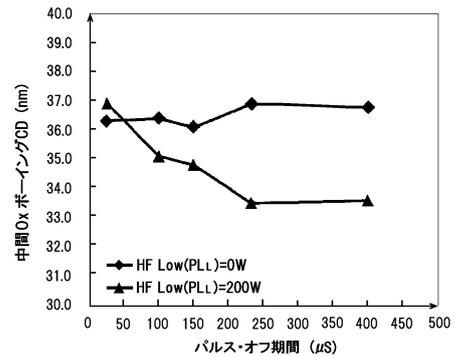
【図9】



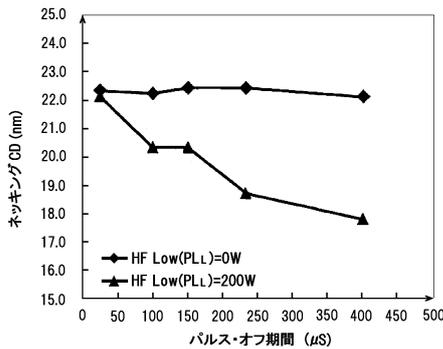
【図10A】



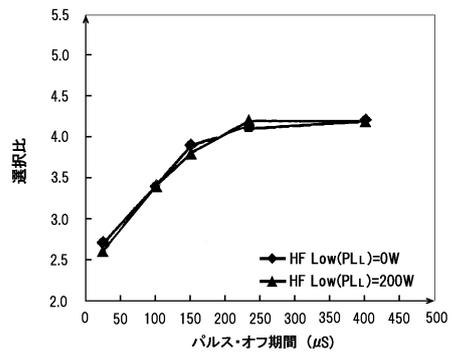
【図10C】



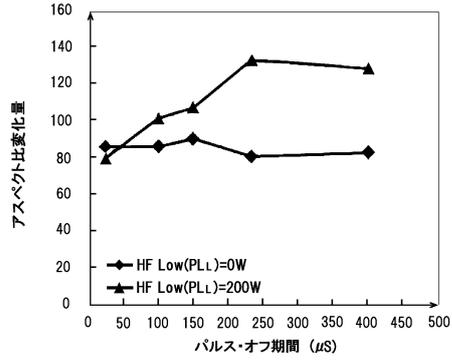
【図10B】



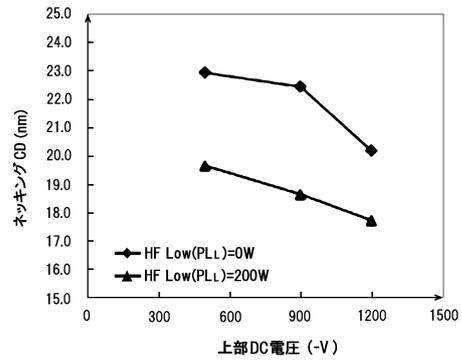
【図10D】



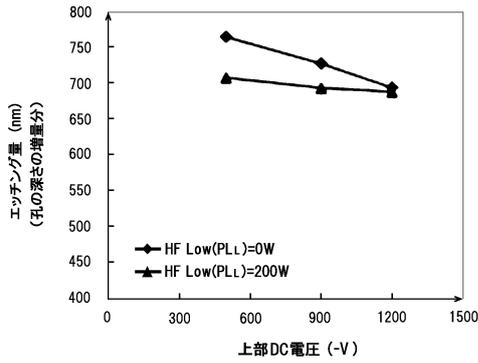
【図10E】



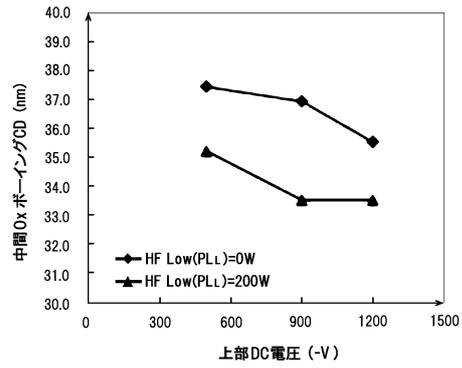
【図11B】



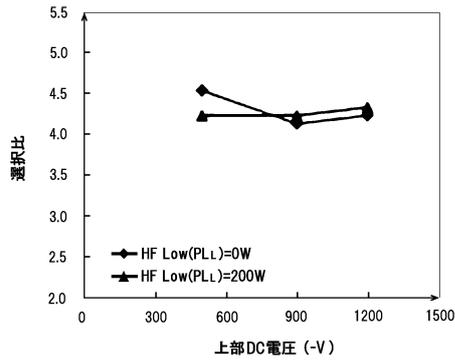
【図11A】



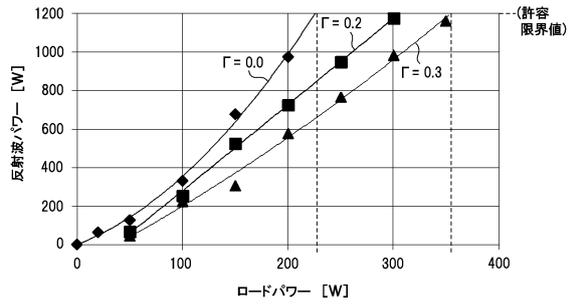
【図11C】



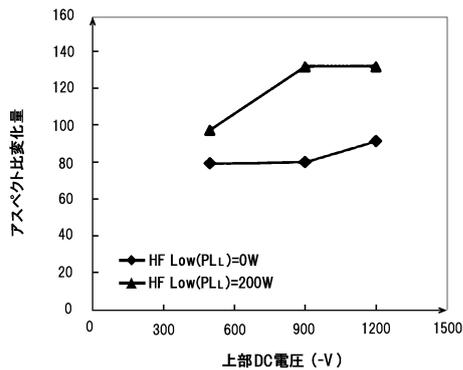
【図11D】



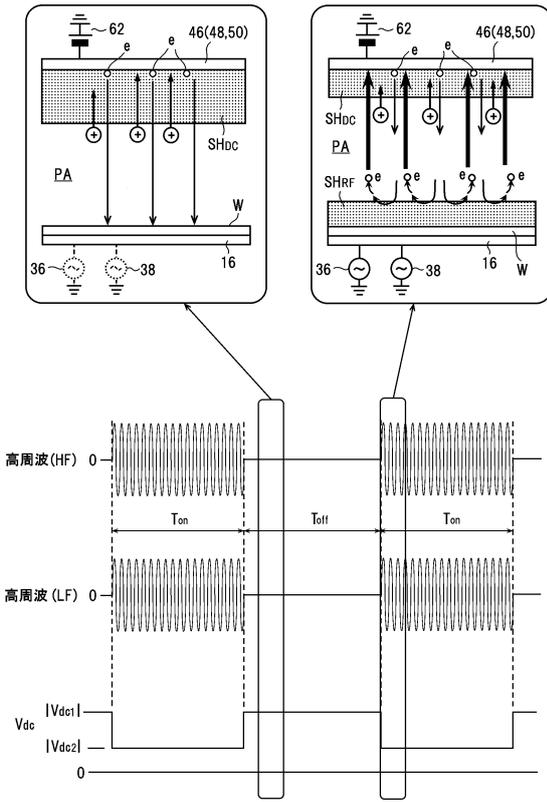
【図12】



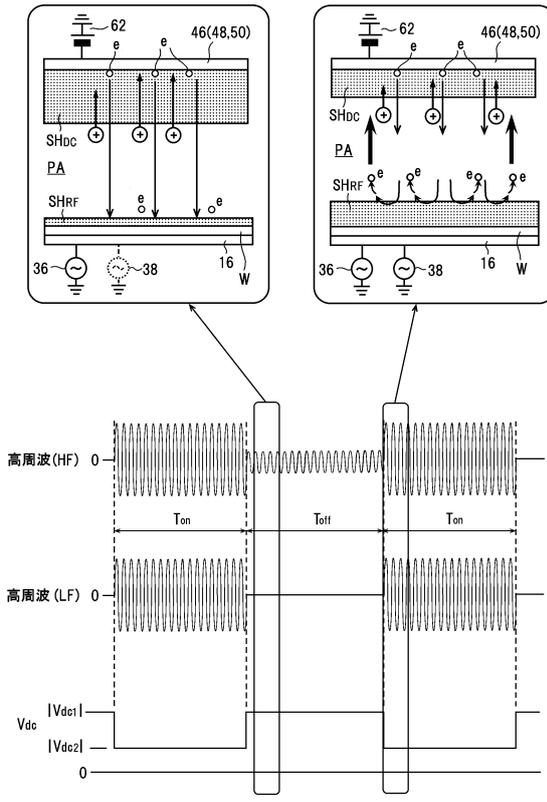
【図11E】



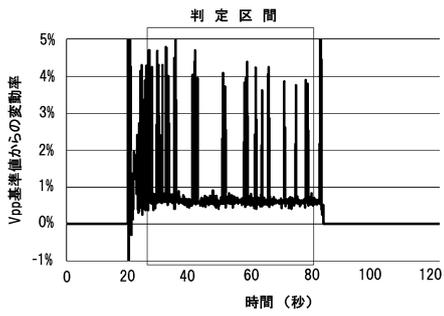
【図13】



【図14】



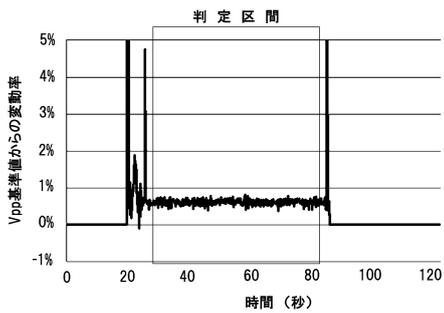
【図15】



【図17】

	30 mTorr	30 mTorr
	デューティ比	デューティ比
	20% 30% 40% 50% 60%	20% 30% 40% 50% 60%
	4kHz	4kHz
	5kHz	5kHz
	10kHz	10kHz
(A)		
	25 mTorr	25 mTorr
	デューティ比	デューティ比
	20% 30% 40% 50% 60%	20% 30% 40% 50% 60%
	4kHz	4kHz
	5kHz	5kHz
	10kHz	10kHz
(B)		
	20 mTorr	20 mTorr
	デューティ比	デューティ比
	20% 30% 40% 50% 60%	20% 30% 40% 50% 60%
	4kHz	4kHz
	5kHz	5kHz
	10kHz	10kHz
(A)		
	15 mTorr	15 mTorr
	デューティ比	デューティ比
	20% 30% 40% 50% 60%	20% 30% 40% 50% 60%
	4kHz	4kHz
	5kHz	5kHz
	10kHz	10kHz
(B)		
	10 mTorr	10 mTorr
	デューティ比	デューティ比
	20% 30% 40% 50% 60%	20% 30% 40% 50% 60%
	4kHz	4kHz
	5kHz	5kHz
	10kHz	10kHz
(B)		

【図16】



(A)

(B)

## フロントページの続き

- (72)発明者 佐々木 彦一郎  
東京都港区赤坂五丁目3番1号 赤坂B i zタワー 東京エレクトロン株式会社内
- (72)発明者 山田 哲史  
東京都港区赤坂五丁目3番1号 赤坂B i zタワー 東京エレクトロン株式会社内
- (72)発明者 早川 欣延  
東京都港区赤坂五丁目3番1号 赤坂B i zタワー 東京エレクトロン株式会社内
- (72)発明者 石橋 淳治  
東京都港区赤坂五丁目3番1号 赤坂B i zタワー 東京エレクトロン株式会社内
- (72)発明者 熊谷 史記  
東京都港区赤坂五丁目3番1号 赤坂B i zタワー 東京エレクトロン株式会社内

審査官 右 高 孝幸

- (56)参考文献 特開2010-238881 ( J P , A )  
特開2013-125892 ( J P , A )  
特開2015-90759 ( J P , A )

## (58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

H 0 5 H 1 / 4 6  
H 0 1 L 2 1 / 3 0 6 5