

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号
特開2014-2909
(P2014-2909A)

(43) 公開日 平成26年1月9日(2014. 1. 9)

(51) Int.Cl.
H05H 1/46 (2006.01)
H02M 7/48 (2007.01)

F I
H05H 1/46
H02M 7/48

テーマコード (参考)
5H007
R
E

審査請求 有 請求項の数 10 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2012-137140 (P2012-137140)	(71) 出願人	000001292
(22) 出願日	平成24年6月18日 (2012. 6. 18)		株式会社京三製作所
		(74) 代理人	100101915 弁理士 塩野入 章夫
		(72) 発明者	藤原 逸男 神奈川県横浜市鶴見区平安町2丁目29番地の1 株式会社京三製作所内
		(72) 発明者	相川 諭 神奈川県横浜市鶴見区平安町2丁目29番地の1 株式会社京三製作所内
		(72) 発明者	國玉 博史 神奈川県横浜市鶴見区平安町2丁目29番地の1 株式会社京三製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波電力供給装置、及びイグニッション電圧選定方法

(57) 【要約】

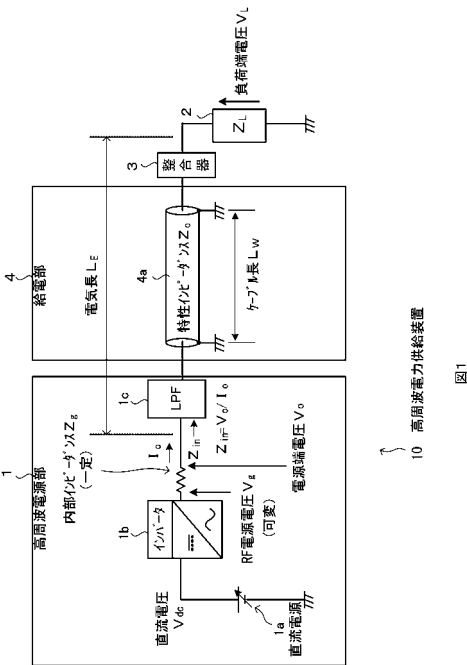
【課題】 負荷に高周波電力を供給する高周波電力供給において、負荷端電圧を高電圧とし、プラズマ負荷の負荷端電圧をプラズマ放電を生じさせるに十分に高いイグニッション電圧を選定する。

【解決手段】 高周波電源から給電部を通して行う、負荷への高周波電力の供給において、

(a) 高周波電源の内部インピーダンスを給電部の特性インピーダンスよりも低インピーダンスとし、

(b) 高周波電源と負荷とを接続して高周波電力を給電する給電部の電気長 L_E を、高周波交流の基本波長 λ に対して所定の関係に選定することによって、負荷端電圧を高電圧とする。給電部の電気長 L_E の選定は、負荷の入力端である負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$) とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スイッチング動作によって直流電源の直流を高周波交流に変換する高周波電源部と、
前記高周波電源部の出力端と負荷の入力端である負荷端との間に接続し前記高周波交流
を負荷に供給する給電部とを備え、

前記高周波電源部の内部インピーダンスは、前記給電ケーブルの特性インピーダンスより
も低インピーダンスであり、

前記給電部は、前記負荷端が開放状態にあるときの電気長 (L_E) が前記高周波交流の
基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) に選定された値であるこ
とを特徴とする、高周波電力供給装置。

10

【請求項 2】

前記給電部は、前記高周波電源部の出力端と前記負荷の負荷端とを電氣的に接続する給
電ケーブルであり、

前記高周波電源部の内部インピーダンスは、前記給電ケーブルの特性インピーダンスより
も低インピーダンスであり、

前記給電ケーブルのケーブル長は、前記負荷の負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E
を前記高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) に
選定された電気長とする長さであることを特徴とする、請求項 1 に記載の高周波電力供給
装置。

20

【請求項 3】

前記給電部は、前記高周波電源部の出力端と前記負荷の負荷端とを電氣的に接続する、
コンデンサおよびリアクトルの直列共振回路からなるフィルタ回路であり、

前記高周波電源部の内部インピーダンスは、前記給電ケーブルの特性インピーダンスより
も低インピーダンスであり、

前記フィルタ回路の電気長 L_E は、前記負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を前
記高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) に選定さ
れた電気長とすることを特徴とする、請求項 1 に記載の高周波電力供給装置。

30

【請求項 4】

前記給電部は、前記高周波電源部の出力端と前記負荷の負荷端とを電氣的に接続する、
コンデンサおよびリアクトルの回路からなるフィルタ回路と給電ケーブルとの直列回路で
あり、

前記高周波電源部の内部インピーダンスは、前記給電ケーブルの特性インピーダンスより
も低インピーダンスであり、

前記直列回路の電気長 L_E は、前記負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を前記高
周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) に選定された
電気長とすることを特徴とする、請求項 1 に記載の高周波電力供給装置。

40

【請求項 5】

前記定数 k は $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ であり、負荷端電圧 (V_Z ($Z = L_E$)) を RF 電源電圧 V_g の K 倍とする電気長 L_E の範囲を定める定数であることを
特徴とする、請求項 1 から 4 の何れかに記載の高周波電力供給装置。

【請求項 6】

プラズマ負荷の入力端である負荷端において、プラズマ負荷にプラズマ放電を生じさせ
るイグニッション電圧を選定する方法であり、

高周波電源部の高周波交流を給電部を通してプラズマ負荷へ供給する給電において、

前記高周波電源部において、スイッチング動作によって直流電源の直流を高周波交流に
変換することで高周波電源の内部インピーダンスを前記給電ケーブルの特性インピーダン

50

スよりも低インピーダンスとし、

前記プラズマ負荷が無放電状態にあって当該プラズマ負荷の負荷端が開放状態にあるときの給電部の電気長 L_E を、前記高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) とし、

前記電気長 L_E によって定まる前記プラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定することを特徴とする、イグニッション電圧選定方法。

【請求項 7】

前記給電部は、前記高周波電源部の出力端と前記プラズマ負荷の負荷端とを電氣的に接続する給電ケーブルであり、

前記高周波電源部の内部インピーダンスは、前記給電ケーブルの特性インピーダンスよりも低インピーダンスであり、

前記給電ケーブルのケーブル長を、前記プラズマ負荷の負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を前記高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) とする長さとし、

前記ケーブル長によって定まる前記プラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定することを特徴とする、請求項 6 に記載のイグニッション電圧選定方法。

【請求項 8】

前記給電部は、前記高周波電源部の出力端と前記プラズマ負荷の負荷端とを電氣的に接続する、コンデンサおよびリアクトルの回路からなるフィルタ回路であり、

前記高周波電源部の内部インピーダンスは、前記給電ケーブルの特性インピーダンスよりも低インピーダンスであり、

前記フィルタ回路のコンデンサおよびリアクトルの値を、前記プラズマ負荷の負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E が前記高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) とする値とし、

前記フィルタ回路によって定まる前記プラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定することを特徴とする、請求項 6 に記載のイグニッション電圧選定方法。

【請求項 9】

前記給電部は、前記高周波電源部の出力端と前記プラズマ負荷の負荷端とを電氣的に接続する、コンデンサおよびリアクトルの回路からなるフィルタ回路と給電ケーブルとの直列回路であり、

前記高周波電源部の内部インピーダンスは、前記給電ケーブルの特定インピーダンスよりも低インピーダンスであり、

前記直列回路において、前記給電ケーブルの長さおよび前記フィルタ回路のコンデンサおよびリアクトルの値を、前記プラズマ負荷の負荷端が開放状態にあるとき前記高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数、 k は $0 \sim \lambda/4$ の範囲内で定める定数) とする値とし、

前記直列回路によって定まる前記プラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定することを特徴とする、請求項 6 に記載のイグニッション電圧選定方法。

【請求項 10】

前記定数 k は $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ であり、負荷端電圧 (V_Z ($Z = L_E$)) を RF 電源電圧 V_g の K 倍とする電気長 L_E の範囲を定める定数であることを特徴とする、請求項 6 から 9 の何れかに記載のイグニッション電圧選定方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、負荷に高周波電力を供給する高周波電源装置、および高周波電源装置から負荷に高周波電力を供給する際に、負荷端（負荷側の入力端）に所定の負荷端電圧を発生さ

10

20

30

40

50

せるために高周波電源装置が出力する電圧の選定に関し、特に、負荷がプラズマ負荷である場合に、プラズマ負荷に高周波電力を供給しプラズマ放電を生じさせる際の着火電圧であるイグニッション電圧（着火電圧）の電圧選定に関する。

【背景技術】

【0002】

プラズマ処理装置は、例えばプラズマを発生させる反応室内に設けた電極に高周波電力を供給してプラズマ放電を発生させ、発生したプラズマによって基板に表面処理を施す装置であり、半導体製造等に使用される。

【0003】

図11、12はプラズマ処理装置の一構成例を説明するための図である。図11は単純化した等価回路を示している。図11に示す構成例において、プラズマ処理装置100は、高周波電源101を給電ケーブル104および整合器（マッチングボックス）103を介して反応室102の電極に接続し、負荷端（負荷側の入力端）にイグニッション電圧を印加してプラズマを発生させ、プラズマ発生後は高周波電力をプラズマ負荷に供給する。

【0004】

高周波電源101は、等価的にRF電源電圧101a（ V_g ）と内部インピーダンス101b（ Z_g ）とローパスフィルタ101c（LPF）で構成することができる。

【0005】

整合器103は、高周波電源101と負荷側とのインピーダンス整合をとることによって負荷側から高周波電源に向かう反射波電力を低減させ、高周波電源101から負荷に向かって供給する所定周波数の高周波電力の供給効率を向上させている。

【0006】

図12はRF電源電圧101a（ V_g ）を複数使用する場合の構成例であり、複数のRF電源電圧101aの出力電圧をコンバイナ112によって結合し、ローパスフィルタ113を介して出力する一般的な高周波電源111の構成を示している。図12に示す回路構成では、RF電源電圧101a（ V_g ）と内部インピーダンス101b（ Z_g ）とローパスフィルタ101c（LPF）から成る各電源部分をコンバイナ112およびローパスフィルタ113を介して給電ケーブル104および整合器103に接続している。

【0007】

プラズマ負荷に対して電力を供給する際、プラズマの放電開始時において負荷端での放電電圧が低下することが知られている。そのため、十分なイグニッション電圧が印加されていない場合には、負荷端での放電電圧の低下によってプラズマの着火が不安定となることになる。プラズマ着火を安定なものとするには、プラズマ負荷に電力を供給する高周波電源装置には、プラズマを発生させるためのイグニッション電圧（着火電圧）として十分な高電圧を負荷端に印加することが求められている。

【0008】

従来、高周波電源は、A級高周波電源やB級高周波電源と比較して効率が良く、簡易な回路で大電力に増幅できることから、C級高周波電源が主に用いられている。

【0009】

また、一般に、高周波電源装置から負荷への電力供給を給電ケーブルを用いて行う電力伝送において、負荷端における電圧は給電ケーブルのケーブル長で定まる電気長に依存し、および、給電ケーブルの電気長を高周波電力の波長に応じて所定の関係を満たすように定めることによって負荷端の電圧を高められることが知られている。

【0010】

給電ケーブル104のケーブル長さ L_w および高周波電力の波長で定まる電気長 L_E によって、インピーダンス調整や高調波成分の整合を行う技術として、例えば、以下の文献（特許文献1～3）が知られている。

【0011】

特許文献1には、高周波電源に対する反射電力を小さくして電力供給を行うことを目的とするインピーダンス調整器として、同軸ケーブルの長さを可変とするプラズマCVD装

10

20

30

40

50

置が提案されている。

【0012】

また、高周波電力中の高調波成分に対する不整合によって伝送線上に混在する高調波成分の進行波と反射波とから定在波が発生し、この定在波によってプラズマの生成や分布特性が不定に変動し、プラズマにおけるプロセスの再現性や信頼性が低下するという問題が知られている。この問題に対して、伝送線路の線路長を高周波電力の第3高調波の波長 λ に対して $\lambda/2$ あるいは $3\lambda/4$ よりも短くするプラズマ処理装置（特許文献2参照）や、反射波電力の高調波成分のレベルが基本波のレベル以下となるケーブル長をプロセス条件に応じて予め定めておくプラズマ処理装置（特許文献3参照）が提案されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0013】

【特許文献1】特開2003-178989号公報（請求項9，段落[0032]）

【特許文献2】特開2004-247401公報（請求項1，2，3，段落[0010]）

【特許文献3】特開2010-177525公報（段落[0009]，段落[0027]）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

前記したように、高周波電源による電力供給において負荷端電圧を高めることが求められる場合がある。例えば、プラズマ負荷の場合には、負荷を無放電状態から放電を開始してプラズマ放電の状態とするために、プラズマが発生するに十分な高い電圧を負荷端に印加する必要がある。

【0015】

背景技術で示したように、プラズマ負荷において放電開始時に放電電圧が降下するという問題点が知られており、また、給電ケーブルのケーブル長によって電気長を変えることで負荷端電圧を高める技術が知られていることから、プラズマ発生に十分に高い電圧を負荷端に印加するという課題に対して、給電ケーブルのケーブル長による負荷端の電圧上昇技術を適用することが想定される。

【0016】

しかしながら、従来用いられるC級高周波電源装置において、給電ケーブルのケーブル長によって電気長を変え、負荷端の電圧を上昇させる技術を適用した場合には、以下で示すように負荷端電圧の制限や高周波電源装置の自己発振などの問題があるため、負荷端に対してプラズマ発生に十分な高電圧を印加することは困難である。そのため、給電ケーブルのケーブル長による負荷端の電圧上昇技術の適用によって負荷端に高電圧を印加することはできない。

【0017】

〔負荷端電圧の制限〕

従来の高周波電源装置は、負荷端電圧が電源電圧以下に制限されるという問題点がある。C級高周波電源は、その増幅方式の特性から負荷端電圧は電源電圧以下に制限されるため、プラズマを着火させるに十分なイグニッション電圧（着火電圧）が得られず、プラズマの着火性能が制限される。

【0018】

図13は図11のC級の高周波電源101の等価回路を示している。C級高周波電源は、C級増幅回路の電力増幅素子を電圧ドロップとして動作させるものであり、等価的には内部インピーダンス Z_g を変えることで電力を可変としている。

【0019】

ここで、一般に、高周波電源101の内部インピーダンス Z_g と高周波電源101から見た負荷インピーダンス Z_{in} がマッチングした状態において、定格出力時に負荷に供給する電力を最大とするために、通常、C級高周波電源の内部インピーダンス Z_g を負荷インピーダンス Z_{in} となるように設定している。

10

20

30

40

50

【0020】

例えば、負荷インピーダンス Z_L のインピーダンスが 50 [ohm] であり、また、ケーブルの特性インピーダンス Z_0 も 50 [ohm] の場合には、負荷インピーダンス Z_{in} は 50 [ohm] となるため、C 級高周波電源の内部インピーダンス Z_g を電源の定格出力時に 50 [ohm] となるように設定している。

【0021】

$Z_{in} = Z_L$ のときに負荷インピーダンス Z_L への供給電力 P_L が最大となることは、例えば以下の式から導くことができる。

【0022】

負荷インピーダンス Z_L への供給電力 P_L は以下の式 (1) で表される。

$$P_L = \{V_g / (Z_g + Z_L)\}^2 \times Z_L \quad \cdots (1)$$

10

【0023】

この供給電力 P_L が最大となるには、式 (1) を負荷インピーダンス Z_L で微分した (dP_L/dZ_L) が “0” となる条件から得ることができる。

$$(dP_L/dZ_L) = V_g^2 \times \{1 / (Z_g + Z_L)^2 - 2Z_L / (Z_g + Z_L)^3\} = 0 \quad \cdots (2)$$

$$Z_g = Z_L \quad \cdots (3)$$

【0024】

上記式 (3) は、供給電力 P_L が最大となるのは、内部インピーダンス Z_g が負荷インピーダンス Z_L と一致する場合であることを示している。

20

【0025】

したがって、負荷インピーダンス Z_L が電圧定在波比 (VSWR) が無限大である負荷の場合を想定した場合、C 級高周波電源が出力する負荷端電圧 V_L の最大値は RF 電源電圧 V_g に制限される。

【0026】

例えば、負荷が定格負荷 $Z_L = 50$ [ohm] である場合には、C 級高周波電源が出力できる負荷端電圧 V_L は、RF 電源電圧 V_g を内部インピーダンス Z_g と負荷抵抗 Z_L で分圧した $V_g / 2$ となり、この電圧が定格電圧となる。また、負荷が開放状態にある場合には、C 級高周波電源によって出力できる負荷端電圧 V_L は RF 電源電圧 V_g となり、最大であっても定格電圧 ($V_g / 2$) の 2 倍までしか負荷端電圧を上げることができない。

30

【0027】

したがって、プラズマ負荷において、プラズマ無放電状態からプラズマ放電を生じさせるイグニッション電圧として RF 電源電圧 V_g を越える大きな電圧を負荷端電圧に発生させることができない。

【0028】

このように、高周波電源装置の内部インピーダンス Z_g と負荷インピーダンス Z_{in} とをマッチングさせた場合には、端部電圧はケーブルの長さにかかわらず一定となり、ケーブル長によって電気長を変えたとしても端部電圧は電源電圧以下に制限されるため、負荷端に高電圧を印加することはできない。

【0029】

なお、背景技術で示した何れの文献もケーブル長を可変とすることによって負荷端の電圧を上昇させる点について何ら開示していない。

40

【0030】

(特許文献 1) : 特許文献 1 に示される給電ケーブルは、反射波電力を低減して効率的な電力供給を行うためのインピーダンス調整器として同軸ケーブルのケーブル長を可変とするものであり、負荷端電圧について何ら開示していない。

【0031】

(特許文献 2) : 特許文献 2 に示される給電ケーブルは、高周波電力の高調波成分による伝送線路上の定在波の形成を抑制するために、高調波電力の第 3 高調波の波長 λ に対して伝送線路の線路長が $\lambda / 2$ あるいは $3\lambda / 4$ とならないように短く設定し、これによって

50

、負荷端が短絡端あるいは開放端とならないようにするものであり、負荷端電圧について何ら開示していない。

【0032】

（特許文献3）：特許文献3に示される給電ケーブルは、反射波電力の高調波レベルが基本波のレベル以下となるケーブル長をプロセス条件に応じて予め定めておくものであり、負荷端電圧について何ら開示していない。

【0033】

上記したように、特許文献1～3は給電ケーブルを用いて反射波電力を低減するための技術であり、負荷端電圧をプラズマの発生に十分に高いイグニッション電圧（着火電圧）とすることについて何ら示されておらず、また、何れの文献もプラズマが発生した状態においてプラズマを安定して維持するために電力を供給する技術であって、プラズマ無放電状態においてプラズマを発生させるための負荷端に印加するイグニッション電圧の選定に適應することができないという問題がある。

10

【0034】

〔C級高周波電源の自己発振〕

高周波電源として従来使用されているC級高周波電源は、無放電状態からインピーダンス整合がとれたプラズマ放電状態への過程において、自己発振の異常現象が発生するという問題がある。自己発振が発生すると整合がとれなくなり負荷端電圧が電源電圧以下に制限されるという問題がある。

【0035】

C級増幅器を用いることで電力増幅を行うC級高周波電源は、許容反射電力を超えると自己発振（Self-oscillation）現象が生じる。高周波電源において自己発振現象が発生すると、高周波電源が目的とする所望の周波数から離れた周波数で発振する。そのため、整合器は設定した周波数による正常動作を行うことができず、プラズマ着火が困難となる他、発生したプラズマが点滅するなど、プラズマが不安定となる。

20

【0036】

自己発振現象を避けるために、反射波電力が許容反射波電力以下となるように進行波電力を垂下させる場合がある。例えば、自己発振現象を起こさない許容反射電力を定め、この許容反射電力を例えば定格進行波電力の20%の大きさに垂下レベルを設定して、反射波電力が垂下レベルを超えた場合には、垂下動作によって進行波電力を制限する。このように反射波電力が垂下レベルを超えて垂下保護が動作すると、進行波電力が低下するためプラズマ着火が困難となる。

30

【0037】

進行波電力を垂下させて制限した場合には、自己発振現象を抑制することができるが、進行波電力が制限されるため負荷に十分な電力供給が行われなくなり、自己発振現象の場合と同様に、プラズマの着火性が悪化する現象や、プラズマが不安定となる現象が生じる。

【0038】

C級高周波電源において、反射波電力に対して耐量が少なく、また、自己発振現象を起こしやすいという問題点は、以下に示すようなC級増幅器の増幅特性に基づいている。

40

【0039】

C級増幅器の電力増幅素子は活性領域（線形領域）を使用しているため、電力増幅素子のドレインゲート間の帰還インピーダンスを通して反射波電力が帰還された際に、この反射波電力に重畳している固有振動分が活性領域で増幅されて自己発振条件を満たすと、自己発振が発生する。

【0040】

また、ケーブル長と整合回路定数で定まる電気長において、電圧定在波比（VSWR）が大きな値をとるとき、電気長とC級増幅器の電力増幅素子の帰還容量がマッチング（整合）して、同様に自己発振条件を満たすと、C級増幅器の電力増幅素子はこのマッチングした固有の周波数で共振することになり、自己発振現象が持続する。

50

【0041】

したがって、従来の高周波電源装置において、負荷に電力を供給する給電ケーブルのケーブル長による電気長の調整によって負荷端の電圧を上昇させる技術を適用したとしても、プラズマ放電を生じさせるに十分な高いイグニッション電圧を印加することはできない。

【0042】

本発明は前記した従来の問題点を解決し、負荷に高周波電力を供給する高周波電力供給において、負荷端電圧を高電圧とすることを目的とし、プラズマ負荷の負荷端電圧をプラズマ放電を生じさせるに十分な高いイグニッション電圧を印加することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

10

【0043】

本発明は、高周波電源から給電部を通して負荷への高周波電力の供給において、

(a) 高周波電源の内部インピーダンスを給電部の特性インピーダンスよりも低インピーダンスとし、

(b) 高周波電源と負荷とを接続して高周波電力を給電する給電部の電気長を、高周波交流の基本波長 λ に対して所定の関係に選定するものであり、上記構成によって、負荷端電圧を少なくとも高周波電源装置の直流電源の電圧に比例したRF電源電圧よりも高い電圧とするものである。

【0044】

上記の構成(a), (b)において、(a)の内部インピーダンスが低い高周波電源は、一定のデューティ比(例えばデューティ比50%)のスイッチング動作で直流電源の直流を高周波交流に変換する高周波電源を用いることで得ることができる。この高周波電源は、D級増幅回路(Class D: IEC国際基準IEC60268-3 4 classes of operation)を用いたD級高周波電源とすることができる。

20

【0045】

また、(b)の給電部の電気長の選定は、負荷の入力端であるケーブルの負荷端が開放状態(無放電状態)にあるときの電気長 L_E を高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda / 4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda / 4 + k \cdot \lambda$ とする。ただし、 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)がRF電源電圧 V_g のK倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”で表される。

30

【0046】

例えば、イグニッション電圧となる負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)がRF電源電圧 V_g の2倍以上となる時の倍率 K は2であり、このときの $k \cdot \lambda$ は“ $\lambda / 12$ ”である。

【0047】

したがって、ケーブルの電気長 L_E を“(2n-1)・ $\lambda / 4$ ”を中心として前後に“ $\lambda / 12$ ”の範囲内に設定することによって、負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)をRF電源電圧 V_g の2倍以上とすることができる。

【0048】

また、他の例として、イグニッション電圧となる負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)がRF電源電圧 V_g 以上となる時の倍率 K は1であり、このときの $k \cdot \lambda$ は“ $\lambda / 4$ ”である。

40

【0049】

したがって、ケーブルの電気長 L_E を“(2n-1)・ $\lambda / 4$ ”を中心として前後に“ $\lambda / 4$ ”の範囲内に設定することによって、負荷端電圧($V_Z (= L_E)$)をRF電源電圧 V_g 以上とすることができる。

【0050】

なお、 $k \cdot \lambda$ の値として“ $\lambda / 4$ ”を設定した場合には、ケーブルの電気長 L_E の範囲は全範囲となり、負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)は任意のケーブル長においてRF電源電圧 V_g 以上の電圧となる。このことは、(a)の高周波電源の内部インピーダンスを給

50

電部の特性インピーダンスよりも低インピーダンスとする構成によって、任意に設定したケーブル長において負荷端電圧 (V_Z ($z = L_E$))) を RF 電源電圧 V_g 以上の電圧とすることができることを示している。

【0051】

なお、ここで、電気長 L_E は高周波電源から整合器の出力端までの電気長であり、後に説明する図 1 において、高周波電源部 1 の LPF 1 c の入力端から整合器の出力端までの電気長である。

【0052】

上記した (a) の低内部インピーダンス Z_g の高周波電源と、(b) の給電部のケーブルの電気長 L_E を選定することによって、負荷端電圧 V_L (V_Z ($z = L_E$))) を高めることができる。

10

【0053】

本願発明は、高周波電力供給装置の態様とイグニッション電圧選定方法の態様とすることができる。

【0054】

[高周波電力供給装置の態様]

本願発明の高周波電力供給装置は、スイッチング動作による直流電源の直流を高周波交流に変換する高周波電源部と、高周波電源部の出力端と負荷の入力端である負荷端との間に接続し高周波交流を負荷に供給する給電部とを備える。

【0055】

20

高周波電源部の内部インピーダンス Z_g は、給電部の特性インピーダンス Z_o よりも低インピーダンスである。また、給電部は、負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E が高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda / 4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda / 4 + k \cdot \lambda$ に選定された値である。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧 (V_Z ($z = L_E$))) が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧 (V_Z ($z = L_E$))) が RF 電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” で表される。

【0056】

高周波電源部は、スイッチング動作によって直流電源の直流を高周波交流に変換する電源装置であり、例えば、直流電源とインバータ回路と、ローパスフィルタ (LPF) によって構成することができる。

30

【0057】

インバータ回路は、RF ゲート信号でスイッチング動作を行う RF 電力増幅素子を備える。RF 電力増幅素子は、RF ゲート信号によるスイッチング動作によって直流電源の直流電圧 V_{dc} をオン・オフし、例えば、50% デューティの台形波を形成する。フィルタ回路は、インバータ回路の台形波を入力し正弦波を出力する。

【0058】

高周波電源部の内部インピーダンスは、RF 電力増幅素子のオン状態のインピーダンス (オンインピーダンス) とすることができる。RF 電力増幅素子のオン状態のインピーダンスは、例えば数 [ohm] 程度の低インピーダンスであり、給電ケーブルとして用いられる一般に用いられる同軸ケーブルが備える特性インピーダンスの 50 [ohm] よりも十分に低いインピーダンスである。

40

【0059】

給電部は高周波電源と負荷との間を電氣的に接続し、高周波電源が出力する高周波電力を負荷に給電する。給電部は、同軸ケーブル等の給電ケーブル、コンデンサとリアクトルからなるフィルタ回路、あるいは給電ケーブルとフィルタ回路の直列回路とすることができる。給電部のインピーダンスは、給電ケーブルの場合には分布定数で表すことができ、フィルタ回路の場合には集中定数で表すことができる。

【0060】

電気長 L_E は、伝送線路を伝送する信号波の長さであり、その伝送線路を伝送する信号

50

波の波長 λ に基づいて表すことができる。

【0061】

本発明の給電部は、複数の形態とすることができる。

【0062】

本発明の給電部の第1の形態は、高周波電源部の出力端と負荷の負荷端とを電氣的に接続する給電ケーブルとすることができる。

【0063】

高周波電源部の内部インピーダンスは、給電ケーブルの特性インピーダンスよりも低インピーダンスであり、給電ケーブルは、負荷の負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda/4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda/4 + k \cdot \lambda$ に選定された電気長 L_E とする長さとする。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)がRF電源電圧 V_g のK倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”で表される。

【0064】

本発明の給電部の第2の形態は、高周波電源部の出力端と前記負荷の負荷端とを電氣的に接続するフィルタ回路とすることができ、フィルタ回路はコンデンサおよびリアクトルから構成することができる。

【0065】

高周波電源部の内部インピーダンスは、フィルタ回路の入力インピーダンスよりも低インピーダンスであり、フィルタ回路のコンデンサとリアクトルの値を調整して、負荷端が開放状態にあるときのフィルタ回路の電気長 L_E を高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda/4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda/4 + k \cdot \lambda$ に選定された電気長 L_E とする。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)がRF電源電圧 V_g のK倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”で表される。

【0066】

本発明の給電部の第3の形態は、高周波電源部の出力端と前記負荷の負荷端とを電氣的に接続する、コンデンサおよびリアクトルからなるフィルタ回路と給電ケーブルとの直列回路とすることができる。

【0067】

高周波電源部の内部インピーダンスは、給電部の特性インピーダンスよりも低インピーダンスであり、フィルタ回路と給電ケーブルとの直列回路の電気長 L_E は、負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda/4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda/4 + k \cdot \lambda$ に選定された電気長 L_E とする。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧($V_Z (z = L_E)$)がRF電源電圧 V_g のK倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”で表される。

【0068】

[イグニッション電圧選定方法の態様]

本願発明のイグニッション電圧選定方法は、プラズマ負荷の入力端である負荷端において、プラズマ負荷にプラズマ放電を生じさせるイグニッション電圧を選定する方法である。

【0069】

高周波電源部の高周波交流を給電部を通してプラズマ負荷へ供給する給電において、高周波電源では、スイッチング動作によって直流電源の直流を高周波交流に変換することによって、高周波電源の内部インピーダンスを給電部の特性インピーダンスよりも低インピーダンスとする。

【0070】

また、給電部では、プラズマ負荷が無放電状態にあってプラズマ負荷の負荷端が開放状

10

20

30

40

50

態にあるときの給電部のケーブル長 L_W を調整して、電気長 L_E が高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda / 4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda / 4 + k \cdot \lambda$ とし、この電気長 L_E によって定まるプラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定する。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が RF 電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” で表される。

【0071】

本発明の給電部は、高周波電力供給装置の態様と同様に、複数の形態とすることができる。

【0072】

本発明の給電部の第1の形態は、高周波電源部の出力端とプラズマ負荷の負荷端とを電氣的に接続する給電ケーブルとすることができる。高周波電源部の内部インピーダンスは、給電ケーブルの特性インピーダンスよりも低インピーダンスであり、給電ケーブルのケーブル長 L_W を、プラズマ負荷の負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda / 4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda / 4 + k \cdot \lambda$ とする長さとし、ケーブル長によって定まるプラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定する。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が RF 電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” で表される。

【0073】

本発明の給電部の第2の形態は、高周波電源部の出力端とプラズマ負荷の負荷端とを電氣的に接続するフィルタ回路とすることができる。フィルタ回路はコンデンサおよびリアクトルの回路から構成することができる。高周波電源部の内部インピーダンスは、フィルタ回路のインピーダンスよりも低インピーダンスであり、フィルタ回路のコンデンサおよびリアクトルの値を調整して、プラズマ負荷の負荷端が開放状態にあるときのフィルタ回路の電気長 L_E が高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot \lambda / 4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda / 4 + k \cdot \lambda$ となる値とし、フィルタ回路によって定まるプラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定する。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が RF 電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” で表される。

【0074】

本発明の給電部の第3の形態は、高周波電源部の出力端とプラズマ負荷の負荷端とを電氣的に接続するフィルタ回路と給電ケーブルとの直列回路とすることができる。フィルタ回路はコンデンサおよびリアクトルの回路から構成することができる。

【0075】

高周波電源部の内部インピーダンスは、給電部の特性インピーダンスよりも低インピーダンスであり、直列回路において、給電ケーブルの長さおよびフィルタ回路のコンデンサおよびリアクトルの値を、プラズマ負荷の負荷端が開放状態にあるとき高周波交流の基本波長 λ に対して、電気長 L_E が $(2n-1) \cdot \lambda / 4 - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot \lambda / 4 + k \cdot \lambda$ となる値とし、直列回路によって定まるプラズマ負荷の負荷端の電圧をイグニッション電圧として選定する。 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧 ($V_Z (z = L_E)$) が RF 電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” で表される。

【0076】

本発明は D 級高周波電源等のスイッチング動作による直流電源の直流を高周波交流に変換する高周波電源を用いる。

【0077】

この高周波電源によれば、電力増幅をRF電力増幅素子の飽和領域を用いて行うことによって、帰還容量を通して負荷側から帰還される反射波の固有振動の影響を回避することができるため、自己発振現象の発生を防ぐことができる。

【0078】

また、自己発振現象の発生を抑制することができるため、RF電力増幅素子の許容損失範囲内であれば、100%を超える反射波電力を許容することができる。従来使用されるC級高周波電源の場合には、定格進行波電力の例えば20%程度の反射波電力を垂下レベルとして設定して垂下保護を行っているため、プラズマが不安定となるといった支障が生じるが、本発明によれば、垂下保護を行うことなく100%を超える反射波電力を許容することができるため、進行波電力の低下によるプラズマの着火不良や、不安定動作を防ぐことができる。

10

【0079】

なお、通常、プラズマの着火動作（イグニッション動作）は短時間で行われるため、本発明は100%を超える反射波電力に対して上記したように垂下保護を行うことなく許容するが、何らかの要因で100%を超える反射波電力が長時間に渡って継続する場合には、熱保護のために垂下保護を行ってもよい。

【発明の効果】

【0080】

以上説明したように、本発明の高周波電力供給装置及びイグニッション電圧選定方法によれば、負荷に高周波電力を供給する高周波電力供給において、負荷端電圧を高電圧とすることができる。負荷がプラズマ負荷である場合には、プラズマ負荷の負荷端電圧をプラズマ放電を生じさせるに十分な高いイグニッションを選定することができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0081】

【図1】本発明の高周波電力供給装置の構成例を説明するための図である。

【図2】本発明の高周波電源装置が備えるRF電力増幅回路の一構成例を説明するための図である。

【図3】RF電力増幅回路の信号を説明するための図である。

【図4】本発明の給電部の電気長と負荷端電圧との関係を説明するための図である。

【図5】本発明の給電部の電気長の選定を説明するための図である。

30

【図6】本発明の電気長 L_E と負荷端電圧 $(V_Z (Z = L_E))$ との関係を説明するための図である。

【図7】本発明の電気長 L_E とRF電源電圧 $|V_g|$ のK倍との関係を説明するための図である。

【図8】本発明の実施例を説明するための図である。

【図9】本発明の着火動作および従来構成による垂下動作を説明するための図である。

【図10】プラズマ負荷の再着火動作について説明するための図である。

【図11】プラズマ処理装置の一構成例を説明するための図である。

【図12】プラズマ処理装置の一構成例を説明するための図である。

【図13】C級高周波電源の等価回路を示す図である。

40

【発明を実施するための形態】

【0082】

以下、本発明の実施の形態について、図を参照しながら詳細に説明する。以下では、本発明の高周波電力供給装置およびイグニッション電圧選定方法について、図1を用いて高周波電力供給装置の構成例を説明し、図2を用いて本発明の高周波電源装置が備えるRF電力増幅回路の一構成例を説明し、図3を用いてRF電力増幅回路の信号を説明し、図4を用いて給電部の電気長と負荷端電圧との関係について説明し、図5を用いて本発明の給電部の電気長の選定例を説明し、図6を用いて電気長 L_E と負荷端電圧 $(V_Z (Z = L_E))$ との関係を説明し、図7を用いて電気長 L_E とRF電源電圧 $|V_g|$ のK倍との関係を説明し、図8を用いて本発明の実施例について説明し、図9を用いて着火動作および従来

50

構成による垂下動作について説明し、図10を用いて再着火動作について説明する。

【0083】

[高周波電力供給装置の構成例]

はじめに、本発明の高周波電力供給装置の構成例について図1を用いて説明する。

【0084】

図1に示す本発明の高周波電力供給装置10は、高周波電源部1の高周波電力を給電部4、整合器（マッチングボックス）3を介して負荷2に供給する。負荷2はプラズマ負荷とすることができる。プラズマ負荷は、例えば反応室内に対向電極を配置し、この対向電極間に高周波電力を供給することによってプラズマを発生させることで生成される。図1において、負荷2には反応室、電極等の構成は示していない。

10

【0085】

整合器3は、高周波電源部1側と負荷2側とのインピーダンス整合をとることによって負荷2側から高周波電源部1に向かう反射波を低減して、高周波電源部1から負荷2への高周波電力の供給を向上させる。

【0086】

高周波電源部1と整合器3との間には給電部4を接続し、この給電部4を介して高周波電源部1から負荷2に向けて高周波電力を給電する。給電部4は、同軸ケーブル等の給電ケーブル、コンデンサおよびリアクトルの回路からなるフィルタ回路、あるいは、給電ケーブルとフィルタ回路との直列回路とすることができる。

【0087】

高周波電源部1は、スイッチング動作によって直流電源1aの直流電圧 V_{dc} を高周波交流に変換する電源装置であり、例えば、直流電源1aとインバータ回路1bと、ローパスフィルタLPF等のフィルタ回路1cによって構成することができる。

20

【0088】

インバータ回路1bは、RFゲート信号（図示していない）でスイッチング動作を行うRF電力増幅素子（図示していない）を備える。RF電力増幅素子は、RFゲート信号によるスイッチング動作によって直流電源1aの直流電圧 V_{dc} をオン・オフし、例えば、50%デューティの台形波を形成する。フィルタ回路1cは、インバータ回路1bの台形波を入力し正弦波を出力する。

【0089】

図2は、高周波電源が備えるRF電力増幅回路の一構成例を示し、図3はRF電力増幅回路を駆動制御するRFゲート信号、RF出力、およびプラズマ負荷における進行波電力と反射波電力を説明するための図である。

30

【0090】

図2に示すRF電力増幅回路120は、MOSFET120a~120dをブリッジ構成し、直列接続したMOSFET120aとMOSFET120bの接続点と、直列接続したMOSFET120cとMOSFET120dの接続点をメインランス120eで接続し、フィルタ120fを介して得られるメインランス120eの出力をRF出力としている。MOSFET120a~120dはRFゲート信号A、 A^* 、B、 B^* （図3（a）、（b））によって駆動制御される。

40

【0091】

RFゲート信号A、 A^* （図2ではAに上部にインバース“ $\bar{}$ ”の記号を付して示している）は、MOSFET120aとMOSFET120bの直列回路を駆動制御する信号であり、互いに逆相である。RFゲート信号B、 B^* （図2ではBに上部にインバース“ $\bar{}$ ”の記号を付して示している）は、MOSFET120cとMOSFET120dの直列回路を駆動制御する信号であり、互いに逆相である。また、RFゲート信号AとRFゲート信号Bとは逆相である。

【0092】

RFゲート信号A、 A^* 、B、 B^* （図3（a）、（b））はゲート制御信号（図3（c））によって制御され、RFゲート信号A、 A^* 、B、 B^* はゲート制御信号がオン状

50

態の期間で出力され、この期間内において R F 出力（図 3（d））が出力される。

【0093】

図 3（e）、（f）は、プラズマ負荷における進行波電力と反射波電力を示している。図 3（f）において、整合器を取り付けたプラズマ負荷は、R F ゲート信号（図 3（a）、（b））の立ち上がり時の過渡現象において反射波電力が発生し、整定時間の後に減衰する（図 3（e）、（f））。

【0094】

C 級高周波電源の場合には、この反射波電力が C 級高周波電源の許容反射電力を超えると自己発振現象を起こす場合がある。自己発振現象を起こさない許容反射電力を定め、この許容反射電力を例えば定格進行波電力の 20% の大きさに垂下レベルを設定した場合には、反射波電力が垂下レベルを超えると、垂下保護動作によって進行波電力が低下するためプラズマ着火が困難となる。

【0095】

直流電源 1 a の直流電圧 V_{dc} は、インバータ回路 1 b において R F ゲート信号のデューティ比（例えば 50%）により台形波の交流に変換される。この交流変換において、ピーク電圧値は直流電圧 V_{dc} により可変とすることができる。

【0096】

高周波電源部 1 から出力される高周波電力は、電源端電圧 V_o および出力電流 I_o で表される。

【0097】

高周波電源部 1 の内部インピーダンス Z_g は、インバータ回路 1 b が備える R F 電力増幅素子（図示していない）のオン状態のインピーダンス（オンインピーダンス）で表すことができる。R F 電力増幅素子のオン状態のインピーダンスは、例えば数 [ohm] 程度の低インピーダンスであり、給電ケーブルとして用いられる一般に用いられる同軸ケーブルが備える特性インピーダンスの 50 [ohm] よりも十分に低いインピーダンスであり、一定値として扱うことができる。

【0098】

給電部 4 は、特性インピーダンス Z_o を有するケーブル長 L_w の給電ケーブル 4 a によって構成する他に、コンデンサおよびリアクトルの回路からなるフィルタ回路 4 b、あるいは、給電ケーブル 4 a とフィルタ回路 4 b との直列回路とすることができる。

【0099】

図 5 は、給電部 4 の構成例を示している。図 5（b）は給電部 4 として給電ケーブル 4 a を用いた例を示し、図 5（c）は給電部 4 としてコンデンサおよびリアクトルの回路からなるフィルタ回路 4 b を用いた例を示し、図 5（d）は給電ケーブル 4 a とフィルタ回路 4 b との直列回路 4 c を用いた例を示している。

【0100】

[給電部の電気長と負荷端電圧との関係]

次に、図 4 を用いて、本発明の給電部の電気長と負荷端電圧との関係について説明する。図 4 は、図 1 に示した本発明の高周波電力供給装置の回路構成の等価回路を示している。なお、図 4 では給電ケーブルとして特性インピーダンスを Z_o とし、ケーブル長を L_w とする同軸ケーブルの例について示す。ここで示すケーブル長 L_w は電気長 L_E に相当している。

【0101】

図 4 において、ケーブル長 L_w のケーブルの任意の点 Z における電圧 V_Z は次式（4）で表される。なお、任意の点 Z は、高周波電源部 1 側のケーブルの端点位置を $Z = 0$ とし、負荷 2 側のケーブルの端点位置を $Z = L_w =$ 電気長 L_E としている。

$$V_Z = A \cdot \exp(-j\beta Z) + B \cdot \exp(j\beta Z) \quad \dots (4)$$

$$\beta = 2\pi/\lambda \quad (\lambda \text{ は R F 出力の波長}) \quad \dots (5)$$

【0102】

上記式（4）、（5）において、定数 A、B は図 4 に示す V_g 、 Z_g 、 V_L 、 I_L の条

10

20

30

40

50

件から定めることができる。 V_L は点Zにおける電圧(V_Z ($Z=L_W$))であり、 I_L は高周波電力供給装置10から負荷2に供給される電流である。なお、定数A、Bは、電気長と負荷端電圧との関係において、式として表すことを要さないためここでは省略する。

【0103】

負荷 Z_L がオープン状態にあるとき、すなわち $Z_L \rightarrow \infty$ の場合には、上記式(4)の電圧 V_Z は以下の式(6)、(7)で表される。

$$V_Z = [Z_O \cdot V_g \cdot \{\exp(-j\beta(Z-L_E)) + \exp(j\beta \exp(Z-L_E))\} / P] \quad \cdots (6)$$

$$P = 2 \cdot Z_O \cdot \cos(\beta \cdot L_E) + j 2 \cdot Z_g \cdot \sin(\beta \cdot L_E) \quad \cdots (7) \quad 10$$

【0104】

電圧 V_Z が極値をとるケーブル上の点Zは、上記式(6)をZで微分して得られる以下の式(8)が"0"となるZの値から求めることができる。

$$(P / (Z_O \cdot V_g)) \cdot (dV_Z / dZ) = 2 \cdot \beta \cdot \sin \beta \cdot (L_E - Z) = 0 \quad \cdots (8)$$

上記式(8)から電圧 V_Z が極値をとるケーブル上の点Zは、

$$\beta \cdot (L_E - Z) = (2\pi / \lambda) \cdot (L_E - Z) = (N - 1) \cdot \pi \quad \cdots (9)$$

の式により、

$$Z = L_E - (\lambda / 2) \cdot (N - 1) \quad (N \text{ は整数}) \quad \cdots (10)$$

となる。

20

【0105】

ここで、電圧 V_Z の境界条件として、ケーブルの負荷端の負荷端電圧 V_L (V_Z ($Z=L_E$))が最大電圧値となる条件を設定する。この境界条件は、例えばケーブルの電気長 L_E が四分の一波長の奇数倍である場合に対応し、この条件を満足するケーブルの電気長 L_E は以下の式(11)によって選定することができる。

$$L_E = (2n - 1) \cdot (\lambda / 4) \quad \cdots (11)$$

)

【0106】

ケーブル長 L_W を、そのケーブル長 L_W に対応する電気長 L_E が上記式(11)を満たす長さとなるように選定したとき、ケーブルの任意の点Z($0 \leq Z \leq L_W$)における電圧 V_Z は式(11)を式(10)に代入することによって以下の式(12)で得られる。

$$Z = (\lambda / 2) \cdot (n - N + 1) - \lambda / 4 \quad \cdots (12)$$

このときの点Zにおける電圧 V_Z は、式(12)を式(6)に代入することによって得ることができる。

【0107】

一例として、 $n = 1, 2, 3$ の場合のケーブルの電気長 L_E はそれぞれ $\lambda / 4, 3\lambda / 4$, および $5\lambda / 4$ となる。このことは、ケーブル長が電気長 L_E のケーブルにおいて、高周波電源部側から $\lambda / 4, 3\lambda / 4$, および $5\lambda / 4$ の位置での電圧 V_Z は最大値に達することを示している。

【0108】

例えば、 $Z = 5\lambda / 4$ の位置はケーブル長 L_W の負荷側の点($Z = L_W$)に対応するため、 $\beta \cdot L_W = (2 \cdot \pi / \lambda) \cdot (5 \cdot \lambda / 4) = 5 \cdot \pi / 2$ となり、式(7)のPは($j \cdot Z_g$)となるから、式(6)、(7)から負荷端電圧 V_L (V_Z ($Z=L_E$))は次式(13)で得られる。

$$V_L = (Z_O \cdot V_g) / \{ (Z_O \cdot \cos(\beta \cdot L_E) + j (Z_g \cdot \sin(\beta \cdot L_E)) \} \\ = -j (Z_O / Z_g) \cdot V_g \quad \cdots (13)$$

【0109】

負荷端がオープン状態にあるとき、式(6)、(7)において $\beta L_E = (2\pi / \lambda) \cdot L_E$ の関係を適用して書き換えると、 $Z = L_E$ における負荷端電圧(V_Z ($Z=L_E$))は以下の式(14)で表される。

40

50

$$|V_Z| = (Z_O \cdot V_g) / \{ (Z_O^2 - Z_g^2) \cdot \cos^2 \cdot (2\pi/\lambda) \cdot L_E + Z_g^2 \}^{1/2} \quad \cdots (14)$$

【0110】

負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ がRF電源電圧 $|V_g|$ のK倍となるときのケーブルの電気長 L_E は、 $Z = L_E$ の時の負荷端電圧 V_Z とRF電源電圧 V_g との関係に基づいて求めることができる。

【0111】

負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ がRF電源電圧 $|V_g|$ のK倍であるとき、負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ は以下の式(15)で表される。

$$| (V_Z (z = L_E)) | = K |V_g| \quad (K \geq 1) \quad \cdots (15)$$

10

【0112】

式(15)から

$$(\cos^2 (2\pi/\lambda)) \cdot L_E = (Z_O^2 / K^2 - Z_g^2) / (Z_O^2 - Z_g^2) \quad \cdots (16)$$

が得られる。式(16)は、 $K \geq 1$ の条件の元で成り立つ。

【0113】

式(16)において、 $K = \infty$ のときには“ $\cos^2 (2\pi/\lambda) \cdot L_E$ ”は1に近似することができるため、倍率Kは以下の式(17)で近似することができる。

$$K = |Z_O / Z_g| \quad \cdots (17)$$

【0114】

20

上記の式(17)において、特性インピーダンス Z_O と内部インピーダンス Z_g との関係において Z_g / Z_O を“0”に近似できる場合には $\cos \{ (2\pi/\lambda) \cdot L_E \}$ を“ $1/K$ ”に近似することができる。このとき、式(17)から電気長 L_E は以下の式(18)の近似式で表すことができる。

$$L_E = \{ \cos^{-1} (1/K) / (2 \cdot \pi) \} \cdot \lambda \quad \cdots (18)$$

【0115】

ここで、負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ をRF電源電圧 $|V_g|$ のK倍とする電気長 L_E と、負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ を最大とする電気長 $L_E (= (2n-1) \cdot \lambda/4)$ との差分 $k \cdot \lambda$ は以下の式(19)で表される。

$$k \cdot \lambda = [\{ \pi - 2 \cdot \cos^{-1} (1/K) \} / (4\pi)] \cdot \lambda \quad \cdots (19)$$

30

【0116】

したがって、 $|V_Z| \geq K \cdot |V_g|$ となる電気長 L_E の範囲は以下の式(20)で表される。

$$(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda \quad \cdots (20)$$

【0117】

図6は、負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ が無大となるときの電気長 L_E (式(11))、負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ がRF電源電圧 $|V_g|$ のK倍となる電気長 L_E (式(19))、および $| (V_Z (z = L_E)) | \geq K \cdot |V_g|$ となる電気長 L_E の範囲 (式20)の関係を示している。なお、図6中の $| (V_Z (z = L_E)) | \geq K \cdot |V_g|$ となる電気長 L_E の範囲は、倍率Kを1とした $| (V_Z (z = L_E)) | = |V_g|$ の場合、および倍率Kを2とした $| (V_Z (z = L_E)) | = 2 |V_g|$ の場合を示している。また、図6は0～ λ の範囲のみを示しているが、 λ 以上の電気長 L_E に場合も同様である。

40

【0118】

図6において、負荷端電圧 $| (V_Z (z = L_E)) |$ は電気長 L_E が $\lambda/4$ 、 $3\lambda/4$ において最大となり、電気長 L_E が“(2n-1)・($\lambda/4$) - k・ λ ”、“(2n-1)・($\lambda/4$) + k・ λ ”において $K |V_g|$ となる。

【0119】

表1、図6、7はKの値がそれぞれ $K = 1, 2, 2.61, 3.87$ の例について示している。なお、Kの値は演算の都合上から任意に選択したものであり、本願発明において

50

格別な意義を有するものではない。

【0120】

【表1】

K	$k \cdot \lambda$	電気長 L_E	ケーブル長 L_W 範囲	
1	$\lambda/4$ (5.53m)	$0 \leq L_E \leq \lambda/2$	$0 < 5.53\text{m} < 11.06\text{m}$	$11.06\text{m} < 16.59\text{m} < 22.12\text{m}$
2	$\lambda/12$ (1.84m)	$\lambda/6 \leq L_E \leq \lambda/3$	$3.69\text{m} < 5.53\text{m} < 7.37\text{m}$	$14.75\text{m} < 16.59\text{m} < 18.43\text{m}$
2.61	$\lambda/16$ (1.38m)	$3\lambda/16 \leq L_E \leq 5\lambda/16$	$4.1\text{m} < 5.53\text{m} < 6.91\text{m}$	$15.21\text{m} < 16.59\text{m} < 17.97\text{m}$
3.87	$\lambda/24$ (0.92m)	$5\lambda/24 \leq L_E \leq 7\lambda/24$	$4.6\text{m} < 5.53\text{m} < 6.45\text{m}$	$15.67\text{m} < 16.59\text{m} < 17.59\text{m}$

10

K = 1 の場合：K = 1 の場合には $k \cdot \lambda = \lambda/4$ であり、 $|V_Z| \geq |V_g|$ となる電気長 L_E の範囲は $0 \leq L_E \leq \lambda/4$ 、 $\lambda/4 \leq L_E \leq 2\lambda/4$ となる。

【0121】

このとき、交流の周波数 f が 13.5 MHz である場合には、負荷端電圧 $|V_Z(z = L_E)|$ が最大となるケーブル長 L_W は 5.53 m であり、負荷端電圧 $|V_Z(z = L_E)|$ が RF 電源電圧 $|V_g|$ より大きくなるケーブル長 L_W の範囲は $0 \leq L_W \leq 11.06\text{m}$ 、 $11.06\text{m} \leq L_W \leq 22.12\text{m}$ である。

20

【0122】

K = 2 の場合：K = 2 の場合には $k \cdot \lambda = \lambda/12$ であり、 $|V_Z(z = L_E)| \geq 2|V_g|$ となる電気長 L_E の範囲は $\lambda/6 \leq L_E \leq \lambda/3$ 、 $2\lambda/3 \leq L_E \leq 5\lambda/6$ となる。

【0123】

このとき、交流の周波数 f が 13.5 MHz である場合には、負荷端電圧 $|V_Z|$ が最大となるケーブル長 L_W は 5.53 m であり、負荷端電圧 $|V_Z(z = L_E)|$ が RF 電源電圧 $2|V_g|$ より大きくなるケーブル長 L_W の範囲は $3.69\text{m} \leq L_W \leq 7.37\text{m}$ 、 $14.75\text{m} \leq L_W \leq 18.43\text{m}$ である。

30

【0124】

K = 2.61 の場合：K = 2.61 の場合には $k \cdot \lambda = \lambda/16$ であり、 $|V_Z(z = L_E)| \geq 2.61|V_g|$ となる電気長 L_E の範囲は $3\lambda/16 \leq L_E \leq 5\lambda/16$ 、 $11\lambda/16 \leq L_E \leq 13\lambda/16$ となる。

【0125】

このとき、交流の周波数 f が 13.5 MHz である場合には、負荷端電圧 $|V_Z(z = L_E)|$ が最大となるケーブル長 L_W は 5.53 m であり、負荷端電圧 $|V_Z(z = L_E)|$ が RF 電源電圧 $2.61|V_g|$ より大きくなるケーブル長 L_W の範囲は $4.1\text{m} \leq L_W \leq 6.91\text{m}$ 、 $15.21\text{m} \leq L_W \leq 17.97\text{m}$ である。

40

【0126】

K = 3.87 の場合：K = 3.87 の場合には $k \cdot \lambda = \lambda/24$ であり、 $|V_Z(z = L_E)| \geq 3.87|V_g|$ となる電気長 L_E の範囲は $5\lambda/24 \leq L_E \leq 7\lambda/24$ 、 $17\lambda/24 \leq L_E \leq 19\lambda/24$ となる。

【0127】

このとき、交流の周波数 f が 13.5 MHz である場合には、負荷端電圧 $|V_Z(z = L_E)|$ が最大となるケーブル長 L_W は 5.53 m であり、負荷端電圧 $|V_Z(z = L_E)|$ が RF 電源電圧 $3.87|V_g|$ より大きくなるケーブル長 L_W の範囲は $4.6\text{m} \leq L_W \leq 6.45\text{m}$ 、 $15.67\text{m} \leq L_W \leq 17.59\text{m}$ である。

【0128】

50

上記した内部インピーダンス Z_g が $Z_g = 0$ である場合に対して、実際の高周波電源では RF 増幅回路を構成する半導体スイッチのオン抵抗等によって内部インピーダンスは例えば 2 [ohm] 程度の微小抵抗を有する。このように内部インピーダンスが微小抵抗を有する場合であっても、内部インピーダンス Z_g が特性インピーダンス Z_0 と比較して十分に小さいと見なせる場合には、内部インピーダンス Z_g が $Z_g = 0$ である場合と同様とすることができる。

【0129】

例えば、 $K = 2$ の場合において、 $Z_g = 0$ の場合の $|(V_Z(z = L_E))|$ と $K|V_g|$ との関係を示す式 (14) は以下 (21) の式となる。

$$|(V_Z(z = L_E))| = V_g / |\cos(2\pi/\lambda) \cdot L_E| = 2 V_g \quad \cdots (21)$$

10

【0130】

一方、 $Z_g = 2$ [ohm]、 $Z_0 = 50$ [ohm] の場合では、 $|(V_Z(z = L_E))|$ と $K|V_g|$ との関係を示す式 (14) は以下の式 (22) となる。

$$|(V_Z(z = L_E))| = 50 \cdot V_g / \{(50^2 - 2^2) \cdot \cos^2(2\pi/\lambda) \cdot L_E + 2^2\}^{1/2} / V_g / |\cos(2\pi/\lambda) \cdot L_E| = 2 V_g \quad \cdots (22)$$

【0131】

したがって、 $Z_g = 0$ の場合の式 (21) と $Z_g = 2$ [ohm]、 $Z_0 = 50$ [ohm] の場合の式 (22) とはほぼ等しいとすることができる。

【0132】

20

$Z_g = 2$ [ohm]、 $Z_0 = 50$ [ohm] に得られる負荷端電圧 $|(V_Z(z = L_E))|$ が、 $Z_g = 0$ の場合の負荷端電圧 $|(V_Z(z = L_E))|$ とほぼ等しいことは、式 (22) に式 (21) で得られる電気長 $L_E = \lambda/6$ 、 $Z_g = 2$ [ohm]、 $Z_0 = 50$ [ohm] を適用して得られる $|(V_Z(z = L_E))|$ が $1.99 V_g$ となることから確認することができる。

【0133】

負荷端が開放状態にあって負荷端のインピーダンス Z_L が無限大であるときに給電部（同軸ケーブル）の伝送線路の電気長 L_E を $\lambda/4$ の奇数倍である $(2n-1) \cdot (\lambda/4)$ に選定すると、高周波電源部 1 から負荷側を見たときのインピーダンス Z_{in} は“0”となる。インピーダンス Z_{in} を“0”とすることにより、高周波電源部から負荷側に供給する電力を最大化することができる。

30

【0134】

したがって、高周波電源の内部インピーダンス Z_g が特性インピーダンス Z_0 と比較して十分に小さいと見なすことができる場合には、例えば式 (13) に示した Z_0/Z_g を大きく設定すれば、その値に比例して負荷端電圧 V_Z を大きくすることができる。プラズマ負荷においてプラズマが未着火状態にあり負荷インピーダンスが無限大と見なせるときには、 $V_L(V_Z(z = L_E))$ の最大電圧が発生するケーブル長である $(2n-1) \cdot (\lambda/4)$ よりケーブルの許容範囲を広げ、給電部（同軸ケーブル）の伝送線路の電気長 L_E を $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ とすることによって、負荷端電圧を高電圧とすることができる。なお、 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧 $(V_Z(z = L_E))$ が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧 $(V_Z(z = L_E))$ が RF 電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” で表される。

40

【0135】

伝送線路の電気長 L_E が満足する基本波長 λ の条件は、イグニッション電圧が RF 電源電圧 V_g の約 2 倍 ($2 V_g$) 以上に達する値であり、上記した許容範囲で示した“ $k \cdot \lambda$ ”は、高周波電源装置の内部インピーダンス Z_g と、電源から負荷側を見たときにインピーダンス Z_{in} がインピーダンスマッチング（整合）している C 級高周波電源で得られる負荷端電圧よりも大きな電圧が得られる電気長の範囲の一例である。

【0136】

50

D級高周波電源のように、高周波電源の内部インピーダンス Z_g が特性インピーダンス Z_0 と比較して十分に小さいと見なすことができる高周波電源は、給電部（同軸ケーブル）の伝送線路の電気長 L_E を $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ とすることによって、C級高周波電源と比較して大電流を供給することができ、式(13)に示すように、負荷端電圧の電圧 V_L が高まるためである。なお、 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧($V_Z(z=L_E)$)が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧($V_Z(z=L_E)$)がRF電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”で表される。

【0137】

給電部の伝送線路の電気長 L_E の選定は、給電ケーブルのケーブル長によって分布定数による電気長 L_E が $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ となるように選定する他に、フィルタ回路を構成するコンデンサおよびリアクトルの素子の値によって集中定数による電気長 L_E が $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ となるように選定してもよく、また、ケーブル長とフィルタ回路の素子の値の組み合わせによって同様に選定してもよい。なお、 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧($V_Z(z=L_E)$)が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧($V_Z(z=L_E)$)がRF電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”で表される。

【0138】

図5(b)は給電部4として給電ケーブル4aを用いてケーブル長によって電気長 L_E を $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ の選定する構成例であり、図5(c)は給電部4としてフィルタ回路4bを用いてコンデンサおよびリアクトルの素子の値によって電気長 L_E を $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ に選定する構成例であり、図5(d)は給電部4として給電ケーブル4aとフィルタ回路4bとを用い、ケーブル長とコンデンサおよびリアクトルの素子の値とによって電気長 L_E を $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq L_E < (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ に選定する構成例である。なお、 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧($V_Z(z=L_E)$)が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧($V_Z(z=L_E)$)がRF電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”で表される。

【0139】

図8は本発明の実施例を従来のC級高周波電源と比較し、反射波電力が生じた場合の負荷端電圧 V_L を示している。なお、図8の横軸は電気長（ケーブル長）である。この場合に負荷端電圧 V_L ($V_Z(z=L_E)$)は前記した式(4)に $z=L_E$ を代入して求められる。

【0140】

図8の条件式を以下の表2に示す。

【表 2】

共通条件	Z_g : $Z_L=50$ [ohm] 時に定格3kWとなる定数 Z_g を選定する。 V_L : 定数 Z_g のまま VSWR=100:1 ($Z_L=5000$ [ohm] にしたときの測定電圧 $L_u=250$ [nH/m] $C_u=100$ [pF/m] $Z_o=50$ [ohm]
D級RF増幅回路の条件 V_{L1}	$V_g=570$ [Vp], $Z_g=2$ [ohm]
C級RF増幅回路の条件 V_{L2}	$V_g=1100$ [Vp], $Z_g=50$ [ohm] (反射波電力耐量100%想定時)
C級RF増幅回路の条件 V_{L3}	$V_g=1100$ [Vp], $Z_g=210$ [ohm] (反射波電力耐量15%(450W)時)

10

【0141】

ここで、プラズマ無放電状態における負荷端電圧を比較するために、プラズマ無放電状態において電圧定在波比 (VSWR) を 100 に設定している。

20

【0142】

本発明に適用する D 級高周波電源と比較対象の従来使用される C 級高周波電源とに共通する条件として、負荷インピーダンス $Z_L = 50$ [ohm] 時に定格出力 3 kw が出力されるように内部インピーダンスの定数 Z_g を選定し、この定数 Z_g を用いて負荷抵抗 Z_L (V_Z ($z = L_E$) = 5000 [ohm] として電圧定在波比 VSWR = 100 : 1 に設定し、このときの負荷端電圧 V_L を求める。なお、電圧定在波比 VSWR = 100 : 1 は、負荷側が開放状態 (オープン状態) にあるときに当たり、プラズマが着火する前の状態に相当している。また、特性インピーダンス Z_o を 50 [ohm] としている。

【0143】

本発明の D 級高周波電源の条件として、RF 電源電圧 V_g を 570 [Vp] (ピークと接地間の電圧) とし、内部インピーダンス Z_g を 2 [ohm] に設定して負荷端電圧を V_{L1} としている。

30

【0144】

従来の C 級高周波電源の条件として 2 例を設定している。一例は、RF 電源電圧 V_g を 1100 [Vp] (ピークと接地間の電圧) とし、内部インピーダンス Z_g を 50 [ohm] に設定して負荷端電圧を V_{L2} としている。他の例は、RF 電源電圧 V_g を 1100 [Vp] (ピークと接地間の電圧) とし、内部インピーダンス Z_g を 210 [ohm] に設定して負荷端電圧を V_{L3} としている。

【0145】

負荷端電圧 V_{L2} は、通常の状態であれば自己発振が発生する反射波が 100 % となる状態において、この 100 % の反射波電力耐量の実現できた場合を想定した例である。また、負荷端電圧 V_{L3} は、垂下保護を行い、反射波電力耐量が 15 % (450 W 相当) の場合を想定した例である。また、負荷端電圧 V_{L0} は、負荷インピーダンスが $Z_L = 50$ [ohm] であって、高周波電源と負荷とがインピーダンス整合している例である。

40

【0146】

図 8 において、負荷端電圧 V_{L0} は、高周波電源と負荷とがインピーダンス整合しているため、給電ケーブルの電気長に関わらず一定となる。負荷端電圧 V_{L2} は、C 級高周波電源において、反射波電力耐量 100 % である。通常、反射波電力耐量 100 % の場合には自己発振が発生するが、ここでは、自己発振しない電源が実現できたと想定した場合を

50

示している。この場合には、負荷端電圧 V_{L0} の 2 倍の電圧 ($2V_{L0}$) とすることができる。

【0147】

実際の高周波電源においては、反射波電力耐量は電源定格の 15%～20% 程度の許容で設計するため、一般には C 級高周波電源が出力し得る負荷端電圧は垂下保護動作によって V_{L3} となる。

【0148】

C 級高周波電源では、定格以下で運転する場合には内部インピーダンス Z_g が増加するため、負荷端電圧は V_{L3} の様になる。この場合には、内部インピーダンス Z_g によって電流が制限されるため、負荷端電圧は最大でも 50 [ohm] で整合した場合の V_{L0} の 2 倍までしか出力することができない。

10

【0149】

一方、本発明を適用する D 級高周波電源は反射波電力を 100% 許容することができるため、負荷端電圧は V_{L1} となり、電気長が $\lambda/4$ における負荷端電圧は $V_{L1} = 11334$ [Vp] となる。この負荷端電圧 V_{L1} を C 級高周波電源による負荷端電圧 $V_{L2} = 1055$ [Vp] と比較すると、 $11334/1055 = 10.7$ 倍となり、負荷端電圧を高電圧とすることができる。

【0150】

また、負荷電圧 V_{L1} は、 $VSWR = \infty$ の場合には式 (13) から求められ、表 2 の V_{L1} の条件下では、 $V_{L1} = (Z_0/Z_g) \cdot V_g = (50/2) \cdot 570 = 14,250$ [Vp] の算出値が得られる。

20

【0151】

本発明をプラズマ負荷に適応して、負荷端が開放状態にあるときの電気長 L_E を高周波交流の基本波長 λ に対して $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数) となるように、給電ケーブルの長さを選定することによって、プラズマ着火前の負荷端電圧に高電圧を印加することができ、プラズマ負荷を容易に着火することができる。この電気長 L_E の範囲は、図 8 において、 V_{L1} が V_{L3} よりも高電圧となる $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n は整数) の範囲内に選定している。なお、 n は整数であり、 $k \cdot \lambda$ は負荷端電圧 (V_Z ($z = L_E$))) が設定電圧以上となる電気長 L_E の範囲を表し、負荷端電圧 (V_Z ($z = L_E$))) が RF 電源電圧 V_g の K 倍となる定数 k は、 $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ で表される。

30

【0152】

また、本例では内部インピーダンス Z_g を抵抗分 R のみで表記しているが、 $Z_g = R \pm jX$ の様に虚数分であっても良い。

【0153】

以下、図 9 を用いてプラズマ負荷における着火動作について、従来の C 級高周波電源を用いた場合と比較して説明する。図 9 (a)～図 9 (d)、および図 9 (e)～図 9 (h) は、本発明と従来の C 級高周波電源による着火動作における進行波電力、反射波電力、電源出力電圧、負荷端電圧をそれぞれ示している。図 9 において、制御信号は T1 の時点で立ち上がり、T2 の時点で立ち下がる例を示している。

40

【0154】

従来の C 級高周波電源によれば、制御信号の立ち上がりと共に反射波電力が上昇し、REF 垂下レベル (例えば定格の 15% に設定) を超える (図 9 (f))。反射波電力が垂下レベルを超えることで垂下動作が開始し、電源出力電圧および進行波電力は制限される (図 9 (g), (e))。進行波電力が制限されると、負荷端電圧はプラズマが着火するに要する電圧に達しないため着火は失敗することになる (図 9 (h))。

【0155】

一方、本発明によれば、反射波電力垂下レベルを定格の 100% に設定することができるため、制御信号の立ち上がりと共に上昇した反射波電力 (図 9 (b)) は REF 垂下レベ

50

ルを超えることなく、垂下動作に移行しないので、進行波電力（図 9（a））は制限を受けず、電源出力電圧（図 9（c））を維持する。このため、負荷端電圧（図 9（d））は着火レベルに達し、プラズマが着火する。

【0156】

また、本発明によれば、プラズマ維持についても効果を奏することができる。図 10 を用いてプラズマ負荷の再着火動作について説明する。図 10（a）～図 10（c）は、本発明による再着火動作における進行波電力、反射波電力、負荷端電圧をそれぞれ示している。図 10 において、Ta は制御信号の立ち上がり、着火動作を開始した時点、Tb は着火してプラズマが安定状態となった時点、Tc は放電が不安定となった時点、Td は再着火動作を開始した時点、Te は再着火によってプラズマが安定状態となった時点をそれぞれ示している。

10

【0157】

時点 Tc において、プラズマが安定放電から不安定放電に移行すると反射波電力が増加する（図 10（b））。この反射波電力の増加に伴って負荷端電圧は上昇し、時点 Td において再着火動作が行われ、時点 Te において安定放電となるプラズマが維持される（図 10（c））。

【0158】

この再着火動作は、給電ケーブルの電気長の選定において、本発明に基づいて負荷端電圧を上昇させる電気長を選定することで行うことができる。

【0159】

R F 電力増幅素子をスイッチング動作させる増幅回路として D 級増幅回路の他に、E 級増幅回路が知られている。この E 級増幅では共振回路を使用しており、給電ケーブルの特性インピーダンスで共振する場合がある。共振時に発生する反射波電力により、R F 電力増幅素子に対して印加される電圧は、電源電圧の 4 ～ 10 倍を超える電圧が印加され、R F 電力増幅素子が破壊されるおそれがある。

20

【0160】

したがって、高周波電源部として E 級増幅器を用いて本発明を構成する場合には、反射波電力による R F 電力増幅素子の破壊を防ぐ構成を付加する必要がある。

【0161】

なお、上記実施の形態及び変形例における記述は、本発明に係る高周波電力供給装置及びイグニッション電圧選定方法の一例であり、本発明は各実施の形態に限定されるものではなく、本発明の趣旨に基づいて種々変形することが可能であり、これらを本発明の範囲から排除するものではない。

30

【産業上の利用可能性】

【0162】

本発明の高周波電力供給装置は、プラズマ発生装置に電力を供給する電力源として適用することができ、イグニッション電圧選定方法はプラズマ発生装置に電力を供給する際の負荷端電圧の選定に適用することができる。

【符号の説明】

【0163】

40

- 1 高周波電源部
- 1 a 直流電源
- 1 b インバータ回路
- 1 c フィルタ回路
- 2 負荷
- 3 整合器
- 4 給電部
- 4 a 給電ケーブル
- 4 b フィルタ回路
- 4 c 直列回路

50

- 10 高周波電力供給装置
- 100 プラズマ処理装置
- 101 高周波電源
- 101a 電源電圧
- 101b 内部インピーダンス
- 101c ローパスフィルタ
- 102 反応室
- 103 整合器
- 104 給電ケーブル
- 111 高周波電源
- 112 コンバイナ
- 113 ローパスフィルタ
- 120 電力増幅回路
- 120a, b, c, d MOSFET
- 120e メイントランス
- 120f フィルタ
- A, A* ゲート信号
- B, B* ゲート信号

10

【図1】

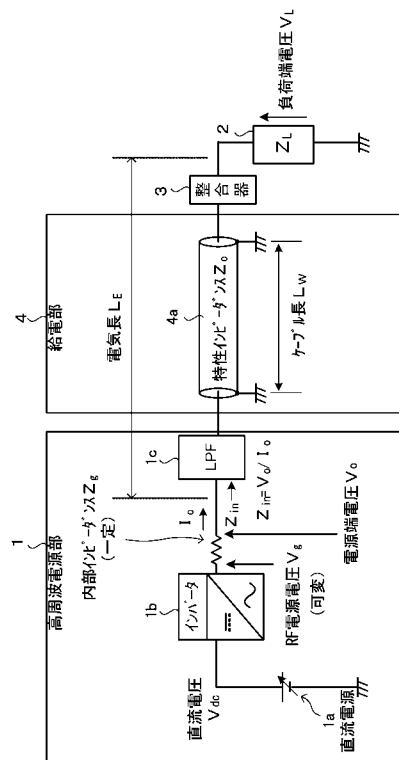


図1

【図2】

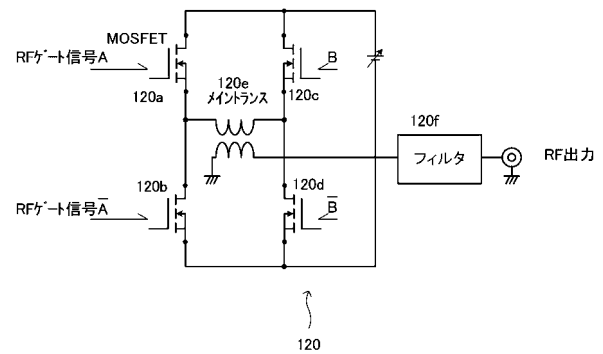
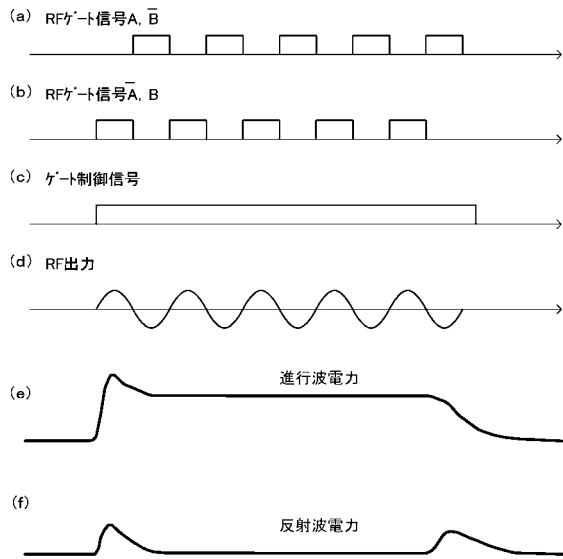


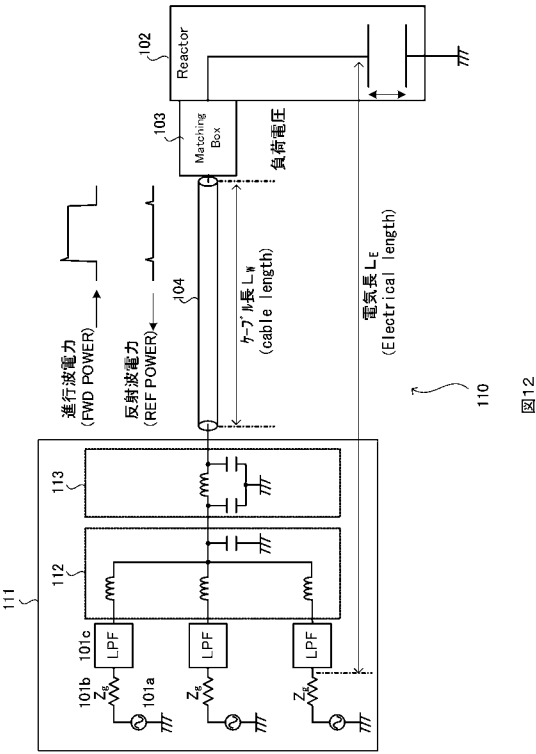
図2

【 図 3 】

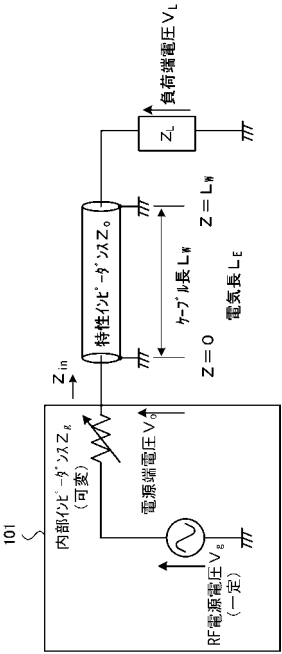
図3



【図 1 2】



【図 1 3】



【図 8】

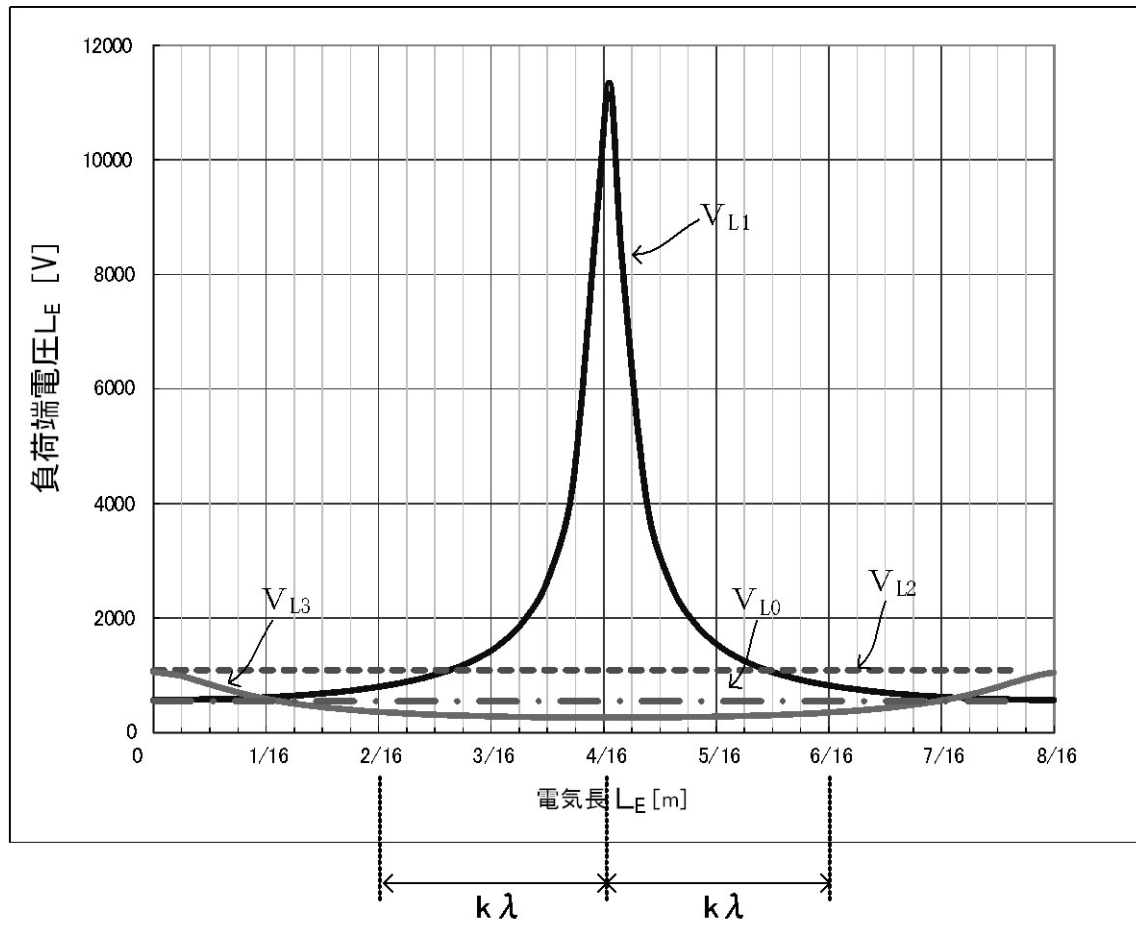


図8

フロントページの続き

Fターム(参考) 5H007 AA06 CA02 CB05 CC32 DA06 DB01 DC05