



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I472271 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 02 月 01 日

(21)申請案號：102100412

(22)申請日：中華民國 102 (2013) 年 01 月 07 日

(51)Int. Cl. : H05H1/46 (2006.01)

H01J37/32 (2006.01)

(30)優先權：2012/06/18 日本

2012-137140

(71)申請人：京三製作所股份有限公司(日本) KYOSAN ELECTRIC MFG. CO., LTD. (JP)
日本

(72)發明人：讓原逸男 YUZURIHARA, ITSUO (JP)；相川諭 AIKAWA, SATOSHI (JP)；國玉博史 KUNITAMA, HIROSHI (JP)

(74)代理人：林志剛

(56)參考文獻：

TW 462092

TW I339413

JP 2003-178989A

US 6089181

US 6242360B1

審查人員：陳基發

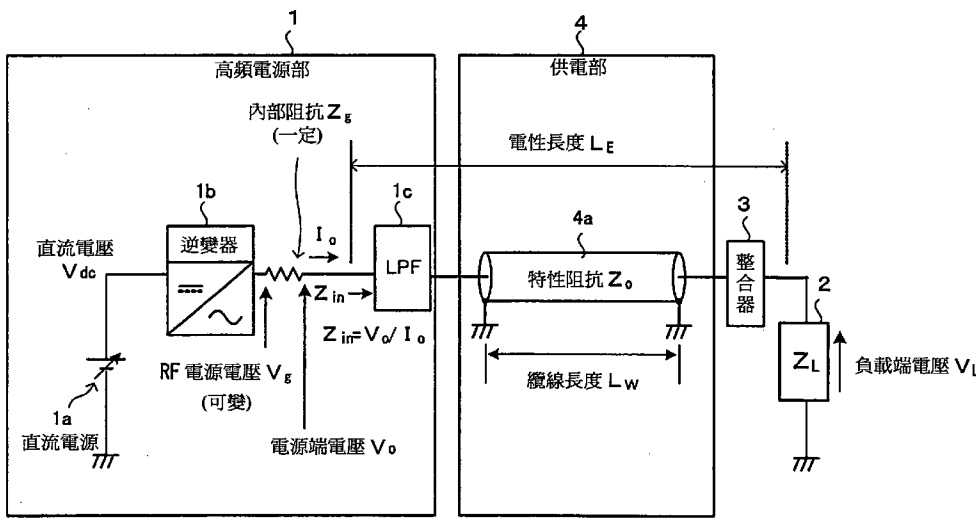
申請專利範圍項數：10 項 圖式數：13 共 63 頁

(54)名稱

高頻電力供給裝置及點火電壓選定方法

(57)摘要

在對於負載供給高頻電力之高頻電力供給中，將負載端電壓設為高電壓，並將電漿負載之負載端電壓選定為為了使電漿放電產生而為充分高之點火電壓。在從高頻電源而通過供電部所進行之對於負載的高頻電力之供給中，(a)將高頻電源之內部阻抗設為較供電部之特性阻抗而更為低阻抗，(b)將連接高頻電源和負載並將高頻電力作供電之供電部的電性長度 L_E ，相對於高頻交流之基本波長 λ 而選定為特定之關係，藉由此，來將負載端電壓設為高電壓。供電部之電性長度 L_E 的選定，係將當身為負載之輸入端的負載端為開放狀態時的電性長度 L_E ，相對於高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ ，其中， n 係為整數， k 係為 $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ 。



- 1 . . . 高頻電源部
- 1a . . . 直流電源
- 1b . . . 逆變器電路
- 1c . . . 濾波電路
- 2 . . . 負載
- 3 . . . 整合器
- 4 . . . 供電部
- 4a . . . 供電纜線
- 10 . . . 高頻電力供給裝置

10

圖 1

公告本

發明摘要

※申請案號：102100412

H05H 1/46 (2006.01)

※申請日：102年01月07日

※IPC分類：

H01J 37/32 (2006.01)

【發明名稱】(中文/英文)

高頻電力供給裝置及點火電壓選定方法

【中文】

[課題]在對於負載供給高頻電力之高頻電力供給中，將負載端電壓設為高電壓，並將電漿負載之負載端電壓選定為為了使電漿放電產生而為充分高之點火電壓。

[解決手段]在從高頻電源而通過供電部所進行之對於負載的高頻電力之供給中，(a)將高頻電源之內部阻抗設為較供電部之特性阻抗而更為低阻抗，(b)將連接高頻電源和負載並將高頻電力作供電之供電部的電性長度 L_E ，相對於高頻交流之基本波長 λ 而選定為特定之關係，藉由此，來將負載端電壓設為高電壓。供電部之電性長度 L_E 的選定，係將當身為負載之輸入端的負載端為開放狀態時的電性長度 L_E ，相對於高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ ，其中， n 係為整數， k 係為 $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ 。

【英文】

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第(1)圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

1：高頻電源部

1a：直流電源

1b：逆變器電路

1c：濾波電路

2：負載

3：整合器

4：供電部

4a：供電纜線

10：高頻電力供給裝置

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：無

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】(中文/英文)

高頻電力供給裝置及點火電壓選定方法

【技術領域】

[0001] 本發明，係有關於對負載供給高頻電力之高頻電源裝置、以及在從高頻電源裝置而對於負載供給高頻電力時，爲了在負載端（負載側之輸入端）處產生特定之負載端電壓而從高頻電源裝置所輸出之電壓的選定，特別是，係有關於負載爲電漿負載的情況時，對於身爲對電漿負載供給高頻電力並使電漿放電產生時之著火電壓的點火電壓（著火電壓）之電壓選定。

【先前技術】

[0002] 電漿處理裝置，係爲對於例如設置在使電漿產生之反應室內的電極而供給高頻電力並使電漿放電產生，再藉由所產生的電漿來對於基板施加表面處理之裝置，並被使用在半導體製造等之中。

[0003] 圖 11、12，係爲用以對於電漿處理裝置之其中一構成例作說明的圖。圖 11，係對於單純化後的等價電路作展示。在圖 11 所示之構成例中，電漿處理裝置 100，係將高頻電源 101 經由供電纜線 104 以及整合器（匹配箱）103 來連接於反應室 102 之電極處，並對於負

載端（負載側之輸入端）而施加點火電壓以使電漿產生，在電漿產生後，係將高頻電力供給至電漿負載處。

[0004] 高頻電源 101，係可等價性地藉由 RF 電源電壓 101a (V_g) 和內部阻抗 101b (Z_g) 以及低通濾波器 101c (LPF) 來構成之。

[0005] 整合器 103，係藉由取得高頻電源 101 和負載側之間的阻抗整合，來將從負載側所朝向高頻電源之反射波電力減低，並提升從高頻電源 101 所朝向負載作供給之特定頻率的高頻電力之供給效率。

[0006] 圖 12，係為將 RF 電源電壓 101a (V_g) 作複數使用的情況之構成例，並對於將複數之 RF 電源電壓 101a 的輸出電壓藉由組合器 112 來作結合再經由低通濾波器 113 而作輸出之一般的高頻電源 111 之構成作展示。在圖 12 所示之電路構成中，係將由 RF 電源電壓 101a (V_g) 和內部阻抗 101b (Z_g) 以及低通濾波器 101c (LPF) 所成的各電源部份，經由組合器 112 以及低通濾波器 113 來與供電纜線 104 以及整合器 103 作連接。

[0007] 在對於電漿負載而供給電力時，於電漿之放電開始時，在負載端處之放電電壓會降低，此事係為週知。因此，在並未施加有充分之點火電壓的情況時，會成為由於在負載端處之放電電壓的降低而使得電漿之著火變得不安定。為了使電漿著火成為安定，在對於電漿負載供給電力之高頻電源裝置中，係要求作為用以產生電漿之點火電壓（著火電壓）而將充分之高電壓施加於負載端處。

[0008] 在先前技術中，由於 C 級高頻電源係相較於 A 級高頻電源或 B 級高頻電源而效率為佳並且能夠以簡易之電路來放大為大電力，因此在高頻電源中係主要使用 C 級高頻電源。

[0009] 又，一般而言，在使用供給纜線來進行從高頻電源裝置所對於負載之電力供給的電力傳輸中，眾所周知地，在負載端處之電壓，係依存於由供電纜線之纜線長度所制定的電性長度，以及，藉由將供電纜線之電性長度以因應於高頻電力之波長而滿足特定之關係的方式來作制定，係能夠將負載端之電壓提高。

[0010] 作為藉由依據供電纜線 104 之纜線長度 L_w 以及高頻電力之波長所制定的電性長度 L_E 來進行阻抗調整或高頻波成分之整合的技術，例如，以下之文獻（專利文獻 1~3）係為週知。

[0011] 在專利文獻 1 中，係提案有：作為以將相對於高頻電源之反射電力縮小並進行電力供給一事作為目的的阻抗調整器，來將同軸纜線之長度設為可變的電漿 CVD 裝置。

[0012] 又，亦週知有下述之問題：亦即是，起因於相對於高頻電力中之高頻成分的不整合，會從在傳輸線上而混合存在的高頻成分之前進波和反射波而產生駐波，並起因於此駐波而導致電漿之產生或分布特性作不安定的變動，並使得在電漿中之製程的再現性或信賴性降低。相對於此問題，係提案有：將傳輸線路之線路長度相對於高頻

電力之第 3 高調波的波長 λ 而設為較 $\lambda/2$ 或者是 $3\lambda/4$ 更短之電漿處理裝置（參考專利文獻 2）、或者是將會使反射波電力之高調波成分的準位成為基本波之準位以下的纜線長度，因應於製程條件來預先作制定之電漿處理裝置（參考專利文獻 3）。

[先前技術文獻]

[專利文獻]

[0013]

[專利文獻 1]日本特開 2003-178989 號公報（請求項 9、第[0032]段落）

[專利文獻 2]日本特開 2004-247401 號公報（請求項 1、2、3、第[0010]段落）

[專利文獻 3]日本特開 2010-177525 號公報（第[0009]、[0027]段落）

【發明內容】

[發明所欲解決之課題]

[0014] 如同前述一般，在由高頻電源所致之電力供給中，係會有對於將負載端電壓提高一事有所要求的情況。例如，在電漿負載的情況時，為了使負載從無放電狀態起而開始放電並設為電漿放電的狀態，係需要將用以產生電漿之充份高的電壓施加於負載端處。

[0015] 如同在先前技術中所示一般，在電漿負載處

之於放電開始時而放電電壓會降低的問題點，係為週知，又，藉由以供電纜線之纜線長度來改變電性長度一事而將負載端電壓提高的技術，亦為週知，因此，對於需要對於負載端施加用以產生電漿之充份高的電壓之課題，係可以思及將由供電纜線之纜線長度所致的負載端之電壓上升技術作適用。

[0016] 然而，當在先前技術所使用之 C 級高頻電源裝置中，適用藉由供電纜線之纜線長度來改變電性長度並使負載端之電壓上升之技術的情況時，由於係如同以下所示一般而存在有負載端電壓之限制或者是高頻電源裝置之自我振盪等的問題，因此，要對於負載端而施加用以產生電漿之充分的高電壓一事，係為困難。故而，係無法藉由將由供電纜線之纜線長度所導致的負載端之電壓上升技術作適用，來對於負載端施加高電壓。

[0017]

[負載端電壓之限制]

先前技術之高頻電源裝置，係有著下述之問題點：亦即是，負載端電壓係被限制於電源電壓以下。C 級高頻電源，係由於其之放大方式的特性，而使負載端電壓被限制於電源電壓以下，故而，係無法得到用以使電漿著火之充份的點火電壓（著火電壓），電漿之著火性能係被作限制。

[0018] 圖 13，係對於圖 11 之 C 級高頻電源 101 的等價電路作展示。C 級高頻電源，係為使 C 級放大電路之

電力放大元件作為降壓器來動作者，等價性而言，係藉由改變內部阻抗 Z_g 來使電力成為可變。

[0019] 於此，一般而言，在高頻電源 101 之內部阻抗 Z_g 和對高頻電源 101 而言之負載阻抗 Z_{in} 相互作了匹配的狀態下，為了在額定輸出時而將供給至負載處之電力設為最大，通常，係係以使 C 級高頻電源之內部阻抗 Z_g 成為負載阻抗 Z_{in} 的方式來作設定。

[0020] 例如，當負載阻抗 Z_L 之阻抗係為 50[ohm]，且纜線之特性阻抗 Z_0 亦為 50[ohm] 的情況時，由於負載阻抗 Z_{in} 係成為 50[ohm]，因此係將 C 級高頻電源之內部阻抗 Z_g 以在電源之額定輸出時會成為 50[ohm] 的方式來作設定。

[0021] 在 $Z_{in}=Z_L$ 時而使對於負載阻抗 Z_L 之供給電力 P_L 成為最大一事，例如係可根據以下之數式來導出。

[0022] 對於負載阻抗 Z_L 之供給電力 P_L ，係藉由以下之式 (1) 來表示。

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

[0023] 為了使此供給電力 P_L 成為最大，係可根據使將式 (1) 藉由負載阻抗 Z_L 來作了微分的 (dP_L/dZ_L) 成為“0”的條件來得到之。

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

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

[0024] 上述式 (3)，係代表著：要使供給電力 P_L 成為最大，係為內部阻抗 Z_g 與負載阻抗 Z_L 相一致的情

況。

[0025] 故而，當將負載阻抗 Z_L 想定為電壓駐波比（VSWR）為無限大之負載的情況時，C 級高頻電源所輸出之負載端電壓 V_L 的最大值，係被限制於 RF 電源電壓 V_g 。

[0026] 例如，當負載為額定負載 $Z_L=50[\text{ohm}]$ 的情況時，C 級高頻電源所能夠輸出之負載端電壓 V_L ，係成為將 RF 電源電壓 V_g 以內部阻抗 Z_g 和負載電阻 Z_L 而作了分壓之 $V_g/2$ ，此電壓係成為額定電壓。又，當負載為開放狀態的情況時，藉由 C 級高頻電源所能夠輸出的負載端電壓 V_L ，係成為 RF 電源電壓 V_g ，就算是最大，也只能夠將負載端電壓提升至額定電壓（ $V_g/2$ ）之 2 倍。

[0027] 故而，在電漿負載中，作為從電漿無放電狀態起而使電漿放電產生之點火電壓，係無法在負載端電壓處產生超過 RF 電源電壓 V_g 之大的電壓。

[0028] 如此這般，當使高頻電源裝置之內部阻抗 Z_g 和負載阻抗 Z_{in} 作了匹配的情況時，由於端部電壓係無關於纜線之長度而成為一定，就算是藉由纜線長度而使電性長度改變，端部電壓也會被限制在電源電壓以下，因此，係無法對於負載端施加高電壓。

[0029] 另外，在先前技術中所示之任一文獻中，均未對於藉由將纜線長度設為可變而使負載端之電壓上升之點有任何的揭示。

[0030]（專利文獻 1）：在專利文獻 1 中所揭示之供

電纜線，係為作為用以減低反射波電力並進行有效率之電力供給的阻抗調整器，而將同軸纜線之纜線長度設為可變者，針對負載端電壓，係並未作任何之揭示。

[0031]（專利文獻 2）：在專利文獻 2 中所揭示之供電纜線，係為了對由於高頻電力之高調波成分所導致的傳輸線路上之駐波的形成作抑制，而將傳輸線路之線路長度以不會相對於高頻電力之第 3 高頻波的波長 λ 而成為 $\lambda/2$ 或者是 $3\lambda/4$ 的方式來設定為短，藉由此，來使負載端不會成為短路端或者是開放端者，針對負載端電壓，係並未作任何揭示。

[0032]（專利文獻 3）：在專利文獻 3 中所揭示之供電纜線，係為將會使反射波電力之高頻波準位成為基本波之準位以下的纜線長度因應於製程條件來預先作制定者，針對負載端電壓，係並未作任何之揭示。

[0033] 如同上述一般，專利文獻 1~3，係為用以使用供電纜線而將反射波電力降低的技術，針對將負載端電壓設為用以產生電漿之充份高的點火電壓（著火電壓）一事，係並未作任何揭示，又，不論是任一文獻，均為為了在產生了電漿之狀態下將電漿安定地作維持而供給電力的技術，而有著無法對於用以在電漿無放電狀態下而使電漿產生之施加在負載端處的點火電壓之選擇作適用的問題。

[0034]

[C 級高頻電源之自我振盪]

在先前技術中作為高頻電源而使用的 C 級高頻電源，

在從無放電狀態起而成爲取得了阻抗整合之電漿放電狀態的過程中，係有著會發生自我振盪之異常現象的問題。若是發生自我振盪，則會產生下述之問題：亦即是，會成爲無法取得整合，負載端電壓係被限制於電源電壓以下。

[0035] 藉由使用 C 級放大器而進行電力放大之 C 級高頻電源，若是超過容許反射電力，則會產生自我振盪 (Self-oscillation) 現象。若是在高頻電源中而發生自我振盪現象，則高頻電源係會以從目的之所期望的頻率而離開之頻率來作振盪。因此，整合器係無法進行由所設定的頻率所致之正常動作，電漿著火係成爲困難，除此之外，也會造成所發生之電漿作點滅等的現象，電漿係成爲不安定。

[0036] 爲了避免自我振盪現象，係會有以使反射波電力成爲容許反射波電力以下的方式來使前進波電力垂下的情況。例如，係制定不會使自我振盪現象產生之容許反射電力，並將此容許反射電力例如將垂下準位設定在額定前進波電力之 20% 的大小處，當反射波電力超過垂下準位的情況時，藉由垂下動作來對於前進波電力作限制。如此這般，若是反射波電力超過垂下準位而垂下保護開始動作，則由於前進波電力係降低，因此電漿著火係變得困難。

[0037] 在使前進波電力垂下而作了限制的情況時，雖然能夠對於自我振盪現象作抑制，但是，由於前進波電力係被作限制，因此係成爲不會對於負載進行充分之電力

供給，與自我振盪現象之情況相同的，會產生電漿之著火性惡化的現象或者是電漿成爲不安定的現象。

[0038] 在 C 級高頻電源中，係有著相對於反射波電力而耐性爲低、並且容易產生自我振盪現象的問題點，此些問題點，係基於以下所示一般之 C 級放大器的放大特性而發生者。

[0039] C 級放大器之電力放大元件，由於係使用活性區域（線性區域），因此，當反射波電力通過電力放大元件之汲極-閘極間的回歸阻抗而作了回歸時，若是重疊於此反射波電力上之固有振動量在活性區域中而被放大並滿足自我振盪條件，則會發生自我振盪。

[0040] 又，在藉由纜線長度和整合電路常數所制定之電性長度中，當在電壓駐波比（VSWR）處取了較大之值時，若是電性長度和 C 級放大器之電力放大元件的回歸電容相互匹配（整合），並同樣的滿足自我振盪條件，則 C 級放大器之電力放大元件係成爲以此作了匹配的固有之頻率而作共振，自我振盪現象係持續。

[0041] 故而，在先前技術之高頻電源裝置中，就算是使用有藉由以對於負載供給電力之供電纜線的纜線長度所致的電性長度之調整來使負載端之電壓上升的技術，也無法施加用以使電漿放電產生之充份高的點火電壓。

[0042] 本發明，係對於前述之先前技術的問題點作解決，其目的係爲在對於負載供給高頻電力之高頻電力供給中，將負載端電壓設爲高電壓，並以將電漿負載之負載

端電壓選定為為了使電漿放電產生而為充分高之點火電壓一事作為目的。

[用以解決課題之手段]

[0043] 本發明，係在從高頻電源而通過供電部所進行之對於負載的高頻電力之供給中，(a) 將高頻電源之內部阻抗設為較供電部之特性阻抗而更為低阻抗，(b) 將連接高頻電源和負載並將高頻電力作供電之供電部的電性長度，相對於高頻交流之基本波長 λ 而選定為特定之關係，藉由此，來將負載端電壓設為高電壓，藉由上述之構成，來將負載端電壓設為至少較與高頻電源裝置之直流電源的電壓成正比之 RF 電源電壓而更高之電壓。

[0044] 在上述之構成 (a)、(b) 中，(a) 之內部阻抗為低的高頻電源，係可藉由使用以一定之能率比（例如能率比 50%）之切換動作來將直流電源之直流變換為高頻交流的高頻電源一事來達成之。此高頻電源，係可設為使用有 D 級放大電路（Class D：IEC 國際標準 IEC60268-3 4 classes of operation）所致的 D 級高頻電源。

[0045] 又，(b) 之供電部之電性長度的選定，係將當身為負載之輸入端的纜線之負載端為開放狀態（無放電狀態）時的電性長度 L_E ，相對於高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 。其中， n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓（ $V_Z(z=L_E)$ ）成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，

使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成爲 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以 $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ 來作表現。

[0046] 例如，在成爲點火電壓之負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成爲 RF 電源電壓 V_g 之 2 倍以上時的倍率 K ，係爲 2，此時之 $k \cdot \lambda$ ，係爲“ $\lambda/12$ ”。

[0047] 故而，藉由將纜線之電性長度 L_E 以“($2n-1$) $\cdot \lambda/4$ ”爲中心而設定於前後“ $\lambda/12$ ”之範圍內，係能夠將負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 設爲 RF 電源電壓 V_g 之 2 倍以上。

[0048] 又，作爲其他例，在成爲點火電壓之負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成爲 RF 電源電壓 V_g 以上時的倍率 K ，係爲 1，此時之 $k \cdot \lambda$ ，係爲“ $\lambda/4$ ”。

[0049] 故而，藉由將纜線之電性長度 L_E 以“($2n-1$) $\cdot \lambda/4$ ”爲中心而設定於前後“ $\lambda/4$ ”之範圍內，係能夠將負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 設爲 RF 電源電壓 V_g 以上。

[0050] 另外，當作爲 $k \cdot \lambda$ 之值而設定爲“ $\lambda/4$ ”的情況時，纜線之電性長度 L_E 的範圍係成爲全範圍，負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 係在任意之纜線長度下而均成爲 RF 電源電壓 V_g 以上之電壓。此事，係代表著，藉由 (a) 之將高頻電源之內部阻抗設爲較供電部之特性阻抗而更爲低阻抗的構成，在任意設定之纜線長度下，均能夠將負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 設爲 RF 電源電壓 V_g 以上之電壓。

[0051] 另外，於此，電性長度 L_E ，係爲從高頻電源起直到整合器之輸出端爲止的電性長度，在於後所說明之

圖 1 中，係為從高頻電源部 1 之 LPF1c 的輸入端起直到整合器之輸出端為止的電性長度。

[0052] 藉由上述之 (a) 的低內部阻抗 Z_g 之高頻電源、和 (b) 之對於供電部之纜線的電性長度 L_E 作選定，係能夠將負載端電壓 $V_L (V_Z(z=L_E))$ 提高。

[0053] 本發明，係能夠設為高頻電力供給裝置之形態、和點火電壓選定方法之形態。

[0054]

[高頻電力供給裝置之形態]

本發明之高頻電力供給裝置，係具備有：高頻電源部，係藉由切換動作來將直流電源之直流變換為高頻交流；和供電部，係被連接於高頻電源部之輸出端和身為負載之輸入端的負載端之間，並將高頻交流供給至負載處。

[0055] 高頻電源部之內部阻抗 Z_g ，係為較供電部之特性阻抗 Z_0 而更為低阻抗。又，供電部，係將當負載端為開放狀態時的電性長度 L_E ，相對於高頻交流之基本波長 λ 而選定為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之值。n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 $(V_Z(z=L_E))$ 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 $(V_Z(z=L_E))$ 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k，係以 “ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” 來作表現。

[0056] 高頻電源部，係為藉由切換動作來將直流電源之直流變換為高頻交流之電源裝置，例如，係可藉由直

流電源和逆變器電路以及低通濾波器（LPF）來構成之。

[0057] 逆變器電路，係具備有以 RF 閘極訊號來進行切換動作之 RF 電力放大元件。RF 電力放大元件，係藉由以 RF 閘極訊號所致之切換動作來將直流電源之直流電壓 V_{dc} 作 ON、OFF，並例如形成 50% 能率之梯形波。濾波電路，係輸入逆變器電路之梯形波並輸出正弦波。

[0058] 高頻電源部之內部阻抗，係可設為 RF 電力放大元件之 ON 狀態的阻抗（ON 阻抗）。RF 電力放大元件之 ON 狀態的阻抗，例如係為數 [ohm] 程度的低阻抗，相較於作為供電纜線所使用之一般使用的同軸纜線所具備之特性阻抗的 50 [ohm]，係為充分低之阻抗。

[0059] 供電部，係將高頻電源和負載之間作電性連接，並將高頻電源所輸出之高頻電力供電至負載處。供電部，係可設為同軸纜線等之供電纜線、由電容器和電抗所成之濾波電路、或者是供電纜線和濾波電路之串聯電路。供電部之阻抗，在供電纜線的情況時，係能夠以分布常數來作表現，當濾波電路的情況時，係能夠以集中常數來作表現。

[0060] 電性長度 L_E ，係為在傳輸線路中所傳輸之訊號波的長度，並可基於在該傳輸線路中所傳輸之訊號波的波長 λ 來作表現。

[0061] 本發明之供電部，係可設為複數之形態。

[0062] 本發明之供電部的第 1 形態，係可設為將高頻電源部之輸出端和負載之負載端作電性連接的供電纜

線。

[0063] 高頻電源部之內部阻抗，係為較供電纜線之特性阻抗而更低之阻抗，供電纜線，係設為使當負載之負載端為開放狀態時的電性長度 L_E 相對於高頻交流之基本波長 λ 而成為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之電性長度 L_E 一般的長度。 n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以 “ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” 來作表現。

[0064] 本發明之供電部的第 2 形態，係可設為將高頻電源部之輸出端和前述負載之負載端作電性連接的濾波電路，濾波電路係可藉由電容器以及電抗來構成。

[0065] 高頻電源部之內部阻抗，係為較濾波電路之輸入阻抗而更低之阻抗，對於濾波電路之電容器和電抗之值作調整，而將當負載端為開放狀態時的濾波電路之電性長度 L_E 設為相對於高頻交流之基本波長 λ 而選定為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之電性長度 L_E 。 n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以 “ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” 來作表現。

[0066] 本發明之供電部的第 3 形態，係可設為將高頻電源之輸出端和負載之負載端作電性連接的由電容器和

電抗所成的濾波電路以及供電纜線之間的串聯電路。

[0067] 高頻電源部之內部阻抗，係為較供電部之特性阻抗而更低之阻抗，濾波電路和供電纜線之間的串聯電路之電性長度 L_E ，係設為將當負載端為開放狀態時的電性長度 L_E 相對於高頻交流之基本波長 λ 而選定為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之電性長度 L_E 。 n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 $(V_Z(z=L_E))$ 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 $(V_Z(z=L_E))$ 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

[0068]

[點火電壓選定方法之形態]

本發明之點火電壓選定方法，係為在身為電漿負載之輸入端的負載端處，而對於在電漿負載處而使電漿放電產生之點火電壓作選定的方法。

[0069] 在將高頻電源部之高頻交流通過供電部而對於電漿負載作供給的供電中，於高頻電源處，係藉由以切換動作來將直流電源之直流變換為高頻交流，而將高頻電源之內部阻抗設為較供電部之特性阻抗而更低之阻抗。

[0070] 又，在供電部處，係對於電漿負載為無放電狀態而電漿負載之負載端為開放狀態時的供電部之纜線長度 L_w 作調整，而將電性長度 L_E 相對於高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ ，並將藉由此電性長度 L_E 所制定之電漿負載

之負載端的電壓，作為點火電壓而選定之。n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k，係以 “ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” 來作表現。

[0071] 本發明之供電部，係與高頻電力供給裝置之形態相同的，可設為複數之形態。

[0072] 本發明之供電部的第 1 形態，係可設為將高頻電源之輸出端和電漿負載之負載端作電性連接的供電纜線。高頻電源部之內部阻抗，係為較供電纜線之特性阻抗而更低之阻抗，將供電纜線之纜線長度 L_w ，設為使當電漿負載之負載端為開放狀態時的電性長度 L_E 相對於高頻交流之基本波長 λ 而成為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之電性長度 L_E 一般的長度，並將藉由纜線長度所制定之電漿負載的負載端之電壓，選定為點火電壓。n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k，係以 “ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ” 來作表現。

[0073] 本發明之供電部的第 2 形態，係可設為將高頻電源之輸出端和電漿負載之負載端作電性連接的濾波電路，濾波電路係可藉由電容器以及電抗之電路來構成。高頻電源部之內部阻抗，係為較濾波電路之阻抗而更低之阻抗，對於濾波電路之電容器以及電抗之值作調整，而設為

使當電漿負載之負載端為開放狀態時的濾波電路之電性長度 L_E 相對於高頻交流之基本波長 λ 而成為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之值，並將藉由濾波電路所制定之電漿負載的負載端之電壓，選定為點火電壓。 n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

[0074] 本發明之供電部的第 3 形態，係可設為將高頻電源部之輸出端和電漿負載之負載端作電性連接的濾波電路與供電纜線之間的串聯電路。濾波電路係可藉由電容器和電抗之電路來構成。

[0075] 高頻電源部之內部阻抗，係為較供電部之特性阻抗而更低之阻抗，在串聯電路中，將供電纜線之長度以及濾波電路之電容器以及電抗之值，設為當電漿負載之負載端為開放狀態時相對於高頻交流之基本波長 λ 而使電性長度 L_E 成為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之值，並將藉由串聯電路所制定之電漿負載的負載端之電壓，選定為點火電壓。 n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

[0076] 本發明，係使用 D 級高頻電源等之藉由切換

動作來將直流電源之直流變換為高頻交流之高頻電源。

[0077] 若依據此高頻電源，則藉由將電力放大使用 RF 電力放大元件之飽和區域來進行之，由於係能夠通過回歸電容而從負載側所回歸之反射波的固有振動之影響作迴避，因此係能夠防止自我振盪現象之發生。

[0078] 又，由於係能夠抑制自我振盪現象之發生，因此，若是在 RF 電力放大元件之容許損失範圍內，則能夠容許超過 100% 之反射波電力。當在先前技術中所被使用之 C 級高頻電源的情況時，由於係將額定前進波電力之例如 20% 程度的反射波電力作為垂下準位而設定並進行垂下保護，因此，會產生使電漿成為不安定的問題，但是，若依據本發明，則由於係並不進行垂下保護地而容許超過 100% 之反射波電力，因此係能夠防止由於前進波電力之降低所導致的電漿之著火不良和不安定動作。

[0079] 另外，通常，由於電漿之著火動作（點火動作）係在短時間內而進行，因此，本發明係對於超過 100% 之反射波電力而如同上述一般地並不進行垂下保護而容許之，但是，當由於某些原因而導致超過 100% 之反射波電力涵蓋長時間地而持續的情況時，係亦可為了熱保護的目的而進行垂下保護。

[發明之效果]

[0080] 如同以上所說明一般，若依據本發明之高頻電力供給裝置以及點火電壓選定方法，則在對於負載供給

高頻電力之高頻電力供給中，係能夠將負載端電壓設為高電壓。當負載係身為電漿負載的情況時，係能夠將電漿負載之負載端電壓，設為用以使電漿放電產生之充份高的點火電壓。

【圖式簡單說明】

[0081]

[圖 1]用以對於本發明之高頻電力供給裝置的構成例作說明之圖。

[圖 2]用以對於本發明之高頻電源裝置所具備的 RF 電力放大電路之其中一構成例作說明之圖。

[圖 3]用以對於 RF 電力放大電路之訊號作說明之圖。

[圖 4]用以對於本發明之供電部的電性長度和負載端電壓之間的關係作說明之圖。

[圖 5]用以對於本發明之供電部的電性長度之選定作說明之圖。

[圖 6]用以對於本發明之電性長度 L_E 和負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 之間的關係作說明之圖。

[圖 7]用以對於本發明之電性長度 L_E 和 RF 電源電壓 $|V_g|$ 之 K 倍之間的關係作說明之圖。

[圖 8]用以對於本發明之實施例作說明之圖。

[圖 9]用以對於本發明之著火動作以及由先前技術之構成所致之垂下動作作說明之圖。

[圖 10]用以針對電漿負載之再著火動作作說明之圖。

[圖 11]用以對於電漿處理裝置之其中一構成例作說明的圖。

[圖 12]用以對於電漿處理裝置之其中一構成例作說明的圖。

[圖 13]對於 C 級高頻電源之等價電路作展示之圖。

【實施方式】

[0082] 以下，針對本發明之實施形態，一面參考圖面一面作詳細說明。以下，針對本發明之高頻電力供給裝置以及點火電壓選定方法，使用圖 1 來對於高頻電力供給裝置之構成例作說明，使用圖 2 來對於本發明之高頻電源裝置所具備的 RF 電力放大電路之其中一構成例作說明，使用圖 3 來對於 RF 電力放大電路之訊號作說明，使用圖 4 來對於本發明之供電部的電性長度和負載端電壓之間的關係作說明，使用圖 5 來對於本發明之供電部的電性長度之選定例作說明，使用圖 6 來對於電性長度 L_E 和負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 之間的關係作說明，使用圖 7 來對於電性長度 L_E 和 RF 電源電壓 $|V_g|$ 之 K 倍之間的關係作說明，使用圖 8 來對於本發明之實施例作說明，使用圖 9 來對於著火動作以及由先前技術之構成所致之垂下動作作說明，使用圖 10 來針對再著火動作作說明。

[0083]

[高頻電力供給裝置之構成例]

首先，使用圖 1 來針對本發明之高頻電力供給裝置的

構成例作說明。

[0084] 圖 1 中所示之本發明之高頻電力供給裝置 10，係將高頻電源部 1 之高頻電力經由供電部 4、整合器（匹配箱）3 來供給至負載 2 處。負載 2，係可設為電漿負載。電漿負載，例如係在反應室內配置對向電極，並藉由對於此對向電極之間供給高頻電力來使電漿產生，而藉由此來產生電漿負載。在圖 1 中，於負載 2 處，係並未對於反應室、電極等之構成作展示。

[0085] 整合器 3，係藉由取得高頻電源部 1 側和負載 2 側之間的阻抗整合，而將從負載 2 側起朝向高頻電源部 1 之反射波減低，並使從高頻電源部 1 所對於負載 2 之高頻電力的供給提升。

[0086] 將供電部 4 連接於高頻電源部 1 和整合器 3 之間，並經由此供電部 4 來從高頻電源部 1 而朝向負載 2 供電高頻電力。供電部 4，係可設為同軸纜線等之供電纜線、由電容器和電抗所成之濾波電路、或者是供電纜線和濾波電路之串聯電路。

[0087] 高頻電源部 1，係為藉由切換動作來將直流電源 1a 之直流電壓 V_{dc} 變換為高頻交流之電源裝置，例如，係可藉由直流電源 1a 和逆變器電路 1b 以及低通濾波器 LPF 等之濾波電路 1c 來構成之。

[0088] 逆變器電路 1b，係具備有以 RF 閘極訊號（未圖示）來進行切換動作之 RF 電力放大元件（未圖示）。RF 電力放大元件，係藉由以 RF 閘極訊號所致之切

換動作來將直流電源 1a 之直流電壓 V_{dc} 作 ON、OFF，並例如形成 50% 能率之梯形波。濾波電路 1c，係輸入逆變器電路 1b 之梯形波並輸出正弦波。

[0089] 圖 2，係對於高頻電源所具備之 RF 電力放大電路的其中一構成例作展示，圖 3，係為用以對於對 RF 電力放大電路進行驅動控制之 RF 閘極訊號、RF 輸出以及在電漿負載處的前進波電力和反射波電力作說明之圖。

[0090] 圖 2 中所示之 RF 電力放大電路 120，係將 MOSFET120a~120d 作橋接構成，並將作了串聯連接的 MOSFET120a 和 MOSFET120b 之連接點、以及作了串聯連接的 MOSFET120c 和 MOSFET120d 之連接點，此兩者藉由主變壓器 120e 來作連接，再將透過濾波器 120f 所得之主變壓器 120e 的輸出，作為 RF 輸出。MOSFET120a~120d，係藉由 RF 閘極訊號 A、A*、B、B*（圖 3（a）、（b））而被作驅動控制。

[0091] RF 閘極訊號 A、A*（在圖 2 中，係對於 A 而於上部附加逆（-）之記號來作展示），係為將 MOSFET120a 和 MOSFET120b 之串聯電路作驅動控制的訊號，並且相互為逆相。RF 閘極訊號 B、B*（在圖 2 中，係對於 B 而於上部附加逆（-）之記號來作展示），係為將 MOSFET120c 和 MOSFET120d 之串聯電路作驅動控制的訊號，並且相互為逆相。又，RF 閘極訊號 A 和 RF 閘極訊號 B 係互為逆相。

[0092] RF 閘極訊號 A、A*、B、B*（圖 3（a）、

(b))，係藉由閘極控制訊號 (圖 3 (c)) 而被作控制，RF 閘極訊號 A、A*、B、B* 係當閘極控制訊號為 ON 狀態的期間中而被作輸出，在此期間內，RF 輸出 (圖 3 (d)) 係被作輸出。

[0093] 圖 3 (e)、(f)，係對於在電漿負載中之前進波電力和反射波電力作展示。在圖 3 (f) 中，安裝了整合器之電漿負載，係在 RF 閘極訊號 (圖 3 (a)、(b)) 之上揚時的過渡現象中而發生反射波電力，並在趨穩時間之後而衰減 (圖 3 (e)、(f))。

[0094] 在 C 級高頻電源的情況時，若是此反射波電力超過 C 級高頻電源之容許反射電力，則會有發生自我振盪現象的情況。當制定不會使自我振盪現象產生之容許反射電力，並將此容許反射電力例如將垂下準位設定在額定前進波電力之 20% 的大小處的情況時，若是反射波電力超過垂下準位，則會由於垂下保護動作而使前進波電力降低，因此電漿著火係變得困難。

[0095] 直流電源 1a 之直流電壓 V_{dc} ，係在逆變器電路 1b 處而依據 RF 閘極訊號之能率比 (例如 50%) 來變換為梯形波之交流。在此交流變換中，峰值電壓值係可藉由直流電壓 V_{dc} 來設為可變。

[0096] 從高頻電源部 1 所輸出之高頻電力，係藉由電源端電壓 V_o 以及輸出電流 I_o 來作表現。

[0097] 高頻電源部 1 之內部阻抗 Z_g ，係能夠以逆變器電路 1b 所具備之 RF 電力放大元件 (未圖示) 之 ON 狀

態的阻抗（ON 阻抗）來作表現。RF 電力放大元件之 ON 狀態的阻抗，例如係為數[ohm]程度的低阻抗，相較於作為供電纜線所使用之一般使用的同軸纜線所具備之特性阻抗的 50[ohm]，係為充分低之阻抗，而可視為一定值。

[0098] 供電部 4，除了藉由具備有特性阻抗 Z_0 之纜線長度 L_w 的供電纜線 4a 來構成以外，亦可設為由電容器以及電抗之電路所成之濾波電路 4b、或者是設為供電纜線 4a 和濾波電路 4b 之間的串聯電路。

[0099] 圖 5，係對於供電部 4 之構成例作展示。圖 5 (b) 係對於作為供電部 4 而使用了供電纜線 4a 之例子作展示，圖 5 (c)，係對於作為供電部 4 而使用了由電容器以及電抗之電路所成的濾波電路 4b 之例子作展示，圖 5 (d)，係對於使用了供電纜線 4a 和濾波電路 4b 之間的串聯電路 4c 之例子作展示。

[0100]

[供電部之電性長度和負載端電壓之間的關係]

接著，使用圖 4，針對本發明之供電部的電性長度和負載端電壓之間的關係作說明。圖 4，係對於在圖 1 中所示之本發明之高頻電力供給裝置的電路構成之等價電路作展示。另外，在圖 4 中，作為供電纜線，係針對將特性阻抗設為 Z_0 並將纜線長度設為 L_w 的同軸纜線之例子作展示。於此所示之纜線長度 L_w ，係相當於電性長度 L_E 。

[0101] 在圖 4 中，在纜線長度 L_w 之纜線的任意之點 Z 處的電壓 V_Z ，係藉由下述之式 (4) 來作表現。另外，

任意之點 Z ，係將高頻電源部 1 側之纜線的端點位置設為 $Z=0$ ，並將負載 2 側之纜線的端點位置設為 $Z=L_w$ =電性長度 L_E 。

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

$$\beta = 2\pi/\lambda \quad (\lambda \text{ 係為 RF 輸出之波長}) \quad \dots (5)$$

[0102] 在上述式 (4)、(5) 中，常數 A 、 B 係可根據圖 4 中所示之 V_g 、 Z_g 、 V_L 、 I_L 之條件來制定之。 V_L ，係為在點 Z 處之電壓 ($V_Z(z=L_w)$)， I_L ，係為從高頻電力供給裝置 10 所供給至負載 2 處之電流。另外，常數 A 、 B ，在電性長度和負載端電壓之間的關係中，由於係並不需要作為數式來表現，因此於此係作省略。

[0103] 當負載 Z_L 係為開放狀態時，亦即是當 $Z_L \rightarrow \infty$ 的情況時，上述式 (4) 之電壓 V_Z ，係藉由以下之式 (6)、(7) 來作表現。

$$V_Z = [Z_0 \cdot V_g \cdot \{\exp(-j\beta(Z-L_E)) + \exp(j\beta(Z-L_E))\}] / P \quad \dots (6)$$

$$P = 2 \cdot Z_0 \cdot \cos(\beta \cdot L_E) + j2 \cdot Z_g \cdot \sin(\beta \cdot L_E) \quad \dots (7)$$

[0104] 使電壓 V_Z 成為極值之纜線上的點 Z ，係可根據使將上述式 (6) 藉由 Z 來作微分所得到的下述之式 (8) 成為“0”的 Z 之值而求取出來。

$$(P/(Z_0 \cdot V_g)) \cdot (dV_Z/dZ) = 2 \cdot \beta \cdot \sin\beta \cdot (L_E - Z) = 0 \quad \dots (8)$$

根據上述式 (8)，使電壓 V_Z 成為極值之纜線上的點 Z ，依據

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

之式，係成爲

$$Z=L_E-(\lambda/2) \cdot (N-1) \quad (N \text{ 爲整數}) \quad \dots (10)。$$

[0105] 於此，作爲電壓 V_Z 之邊界條件，係設定使纜線之負載端的負載端電壓 V_L ($V_Z(z=L_E)$) 成爲最大電壓值之條件。此邊界條件，例如係對應於纜線之電性長度 L_E 爲 $1/4$ 波長之奇數倍的情況，滿足此條件之纜線的電性長度 L_E ，係可藉由以下之式 (11) 來作選定。

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

[0106] 當將纜線長度 L_w 以與該纜線長度 L_w 相對應之電性長度 L_E 會成爲滿足上述式 (11) 之長度的方式來作選定時，在纜線之任意之點 Z ($0 \leq Z \leq L_w$) 處的電壓 V_Z ，係可藉由將式 (11) 代入至式 (10) 中，而得到下述之式 (12)。

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

此時之在點 Z 處的電壓 V_Z ，係可藉由將式 (12) 代入至式 (6) 中而得到之。

[0107] 作爲其中一例，在 $n=1$ 、 2 、 3 的情況時，纜線之電性長度 L_E 係分別成爲 $\lambda/4$ 、 $3\lambda/4$ 以及 $5\lambda/4$ 。此事，係代表著，在纜線長度爲電性長度 L_E 之纜線中，於從高頻電源側起而離開 $\lambda/4$ 、 $3\lambda/4$ 以及 $5\lambda/4$ 的位置處之電壓 V_Z ，係到達最大值。

[0108] 例如， $Z=5\lambda/4$ 之位置，由於係對應於纜線長度 L_w 之負載側之點 ($Z=L_w$)，因此，係成爲 $\beta \cdot L_w = (2 \cdot \pi/\lambda) \cdot (5 \cdot \lambda/4) = 5 \cdot \pi/2$ ，式 (7) 之 P ，由於係成

爲 $(j \cdot Z_g)$ ，因此根據式 (6)、(7)，負載端電壓 V_L ($V_Z(z=L_E)$) 係藉由下式 (13) 而得到之。

$$\begin{aligned} V_L &= (Z_0 \cdot V_g) / \{ (Z_0 \cdot \cos(\beta \cdot L_E) + j(Z_g \cdot \sin(\beta \cdot L_E))) \} \\ &= -j(Z_0/Z_g) \cdot V_g \quad \dots (13) \end{aligned}$$

[0109] 當負載端爲開放狀態時，在式 (6)、(7) 中，若是將 $\beta L_E = (2\pi/\lambda) \cdot L_E$ 之關係作適用並作改寫，則在 $Z=L_E$ 處之負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$)，係藉由以下之式 (14) 來作表現。

$$|V_Z| = (Z_0 \cdot V_g) / \{ (Z_0^2 - Z_g^2) \cdot \cos^2 \cdot (2\pi/\lambda) \cdot L_E + Z_g^2 \}^{1/2} \quad \dots (14)$$

[0110] 負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 會成爲 RF 電源電壓 $|V_g|$ 之 K 倍時的纜線之電性長度 L_E ，係可基於 $Z=L_E$ 時之負載端電壓 V_Z 和 RF 電源電壓 V_g 之間的關係而求取出來。

[0111] 當負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 爲 RF 電源電壓 $|V_g|$ 之 K 倍時，負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 係藉由以下之式 (15) 而作表現。

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

[0112] 根據式 (15)，可以得出

$$(\cos^2(2\pi/\lambda)) \cdot L_E = (Z_0^2/K^2 - Z_g^2) / (Z_0^2 - Z_g^2) \quad \dots (16)$$

。式 (16)，係在 $K \geq 1$ 的條件之下而成立。

[0113] 在式 (16) 中，當 $K=\infty$ 時，由於“ $(\cos^2(2\pi/\lambda)) \cdot L_E$ ”係可近似於 1，因此，倍率 K 係可近似於以下之式 (17)。

$$K = |Z_0/Z_g| \quad \dots (17)$$

[0114] 在上述之式 (17) 中，於特性阻抗 Z_0 和內部阻抗 Z_g 之間的關係中，當能夠將 Z_g/Z_0 近似於“0”的情況時，係能夠將 $\cos\{(2\pi/\lambda) \cdot L_E\}$ 近似於“1/K”。此時，根據式 (17)，電性長度 L_E 係能夠藉由以下之式 (18) 的近似式來作表現。

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

[0115] 於此，將負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 設為 RF 電源電壓 $|V_g|$ 之 K 倍的電性長度 L_E 、和使負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 成爲最大之電性長度 $L_E (= (2n-1) \cdot \lambda/4)$ ，此兩者間之差分 $k \cdot \lambda$ ，係藉由以下之式 (19) 而作表現。

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

[0116] 故而，成爲 $|V_Z| \geq K \cdot |V_g|$ 之電性長度 L_E 的範圍，係藉由以下之式 (20) 而作表現。

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

[0117] 圖 6，係針對負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 會成爲無限大時的電性長度 L_E (式 (11))、和負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 會成爲 RF 電源電壓 $|V_g|$ 之 K 倍時的電性長度 L_E (式 (19))、以及 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 會成爲 $\geq K \cdot |V_g|$ 的電性長度 L_E 之範圍 (式 (20))，此些之間的關係作展示。另外，圖 6 中之會成爲 $| (V_Z(z=L_E)) | \geq K \cdot |V_g|$ 的電性長度 L_E 之範圍，係對於當將倍率 K 設爲 1 的 $| (V_Z(z=L_E)) | = |V_g|$ 之情況以

及將倍率 K 設為 2 的 $| (V_z(z=L_E)) | = 2 | V_g |$ 之情況作展示。又，圖 6，雖係僅對於 $0 \sim \lambda$ 之範圍作展示，但是，在 λ 以上之電性長度 L_E 的情況時，亦為相同。

[0118] 於圖 6 中，負載端電壓 $| (V_z(z=L_E)) |$ ，係在電性長度 L_E 為 $\lambda/4$ 、 $3\lambda/4$ 處而成為最大，並在電性長度 L_E 為 “ $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda$ ”，“ $(2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ ” 處，成為 $K | V_g |$ 。

[0119] 表 1、圖 6、圖 7，係分別針對 $K=1$ 、2、2.61、3.87 之例而作展示。另外， K 之值，係為了演算之方便而任意選擇者，在本發明中係並不具備有特別的意義。

[0120]

[表 1]

K	$k \cdot \lambda$	電性長度 L_E	纜線長度 L_W 的範圍	
1	$\lambda/4$ (5.53m)	$0 \leq L_E \leq \lambda/2$	$0 < 5.53m < 11.06m$	$11.06m < 16.59m < 22.12m$
2	$\lambda/12$ (1.84m)	$\lambda/6 \leq L_E \leq \lambda/3$	$3.69m < 5.53m < 7.37m$	$14.75m < 16.59m < 18.43m$
2.61	$\lambda/16$ (1.38m)	$3\lambda/16 \leq L_E \leq 5\lambda/16$	$4.1m < 5.53m < 6.91m$	$15.21m < 16.59m < 17.97m$
3.87	$\lambda/24$ (0.92m)	$5\lambda/24 \leq L_E \leq 7\lambda/24$	$4.6m < 5.53m < 6.45m$	$15.67m < 16.59m < 17.59m$

$K=1$ 的情況：在 $K=1$ 的情況時，係為 $k \cdot \lambda = \lambda/4$ ，會成為 $|V_z| \geq |V_g|$ 之電性長度 L_E 的範圍，係成為 $0 \leq L_E \leq \lambda/4$ 、 $\lambda/4 \leq L_E \leq 2\lambda/4$ 。

[0121] 此時，當交流之頻率 f 為 13.5MHz 的情況時，負載端電壓 $| (V_z(z=L_E)) |$ 會成為最大之纜線長度

L_w ，係為 5.53m，負載端電壓 $| (V_z(z=L_E)) |$ 會成為較 RF 電源電壓 $|V_g|$ 而更大之纜線長度 L_w 的範圍，係為 $0 \leq L_w \leq 11.06\text{m}$ 、 $11.06\text{m} \leq L_w \leq 22.12\text{m}$ 。

[0122] $K=2$ 的情況：在 $K=2$ 的情況時，係為 $k \cdot \lambda = \lambda/12$ ，會成為 $| (V_z(z=L_E)) | \geq 2|V_g|$ 之電性長度 L_E 的範圍，係成為 $\lambda/6 \leq L_E \leq \lambda/3$ 、 $2\lambda/3 \leq L_E \leq 5\lambda/6$ 。

[0123] 此時，當交流之頻率 f 為 13.5MHz 的情況時，負載端電壓 $|V_z|$ 會成為最大之纜線長度 L_w ，係為 5.53m，負載端電壓 $| (V_z(z=L_E)) |$ 會成為較 RF 電源電壓 $2|V_g|$ 而更大之纜線長度 L_w 的範圍，係為 $3.69\text{m} \leq L_w \leq 7.37\text{m}$ 、 $14.75\text{m} \leq L_w \leq 18.43\text{m}$ 。

[0124] $K=2.61$ 的情況：在 $K=2.61$ 的情況時，係為 $k \cdot \lambda = \lambda/16$ ，會成為 $| (V_z(z=L_E)) | \geq 2.61|V_g|$ 之電性長度 L_E 的範圍，係成為 $3\lambda/16 \leq L_E \leq 5\lambda/16$ 、 $11\lambda/16 \leq L_E \leq 13\lambda/16$ 。

[0125] 此時，當交流之頻率 f 為 13.5MHz 的情況時，負載端電壓 $| (V_z(z=L_E)) |$ 會成為最大之纜線長度 L_w ，係為 5.53m，負載端電壓 $| (V_z(z=L_E)) |$ 會成為較 RF 電源電壓 $2.61|V_g|$ 而更大之纜線長度 L_w 的範圍，係為 $4.1\text{m} \leq L_w \leq 6.91\text{m}$ 、 $15.21\text{m} \leq L_w \leq 17.97\text{m}$ 。

[0126] $K=3.87$ 的情況：在 $K=3.87$ 的情況時，係為 $k \cdot \lambda = \lambda/24$ ，會成為 $| (V_z(z=L_E)) | \geq 3.87|V_g|$ 之電性長度 L_E 的範圍，係成為 $5\lambda/24 \leq L_E \leq 7\lambda/24$ 、 $17\lambda/24 \leq L_E \leq 19\lambda/24$ 。

[0127] 此時，當交流之頻率 f 為 13.5MHz 的情況時，負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 會成爲最大之纜線長度 L_W ，係爲 5.53m ，負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 會成爲較 RF 電源電壓 $3.87|V_g|$ 而更大之纜線長度 L_W 的範圍，係爲 $4.6\text{m} \leq L_W \leq 6.45\text{m}$ 、 $15.67\text{m} \leq L_W \leq 17.59\text{m}$ 。

[0128] 相對於上述之內部阻抗 Z_g 爲 $Z_g=0$ 的情況，在實際之高頻電源中，由於構成 RF 放大電路之半導體開關的 ON 阻抗等，內部阻抗係具備有例如 $2[\text{ohm}]$ 程度的微小電阻。就算是在如此這般之內部阻抗爲具備有微小阻抗的情況時，當內部阻抗 Z_g 相較於特性阻抗 Z_0 而可視爲充分小的情況時，亦可視爲與內部阻抗 Z_g 爲 $Z_g=0$ 的情況相同。

[0129] 例如，在 $K=2$ 的情況中，代表 $Z_g=0$ 的情況之 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 和 $K|V_g|$ 之間的關係之式 (14)，係成爲以下之式 (21)。

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

[0130] 另一方面，當 $Z_g=2[\text{ohm}]$ ， $Z_0=50[\text{ohm}]$ 的情況時，代表 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 和 $K|V_g|$ 之間的關係之式 (14)，係成爲以下之式 (22)。

$$\begin{aligned} | (V_Z(z=L_E)) | &= 50 \cdot V_g / \{ (50^2 - 2^2) \cdot \cos^2(2\pi/\lambda) \cdot L_E + 2^2 \}^{1/2} / \\ &\doteq V_g / | \cos(2\pi/\lambda) \cdot L_E | = 2V_g \quad \dots (22) \end{aligned}$$

[0131] 故而， $Z_g=0$ 的情況之式 (21) 和 $Z_g=2[\text{ohm}]$ ， $Z_0=50[\text{ohm}]$ 的情況之式 (22)，係可視爲略相等。

[0132] 在 $Z_g=2[\text{ohm}]$ ， $Z_o=50[\text{ohm}]$ 下所得到的負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 為與 $Z_g=0$ 的情況時之負載端電壓 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 略相等一事，係能夠根據將藉由式 (21) 所得到之電性長度 $L_E=\lambda/6$ 、 $Z_g=2[\text{ohm}]$ ， $Z_o=50[\text{ohm}]$ 適用在式 (22) 中所得到的 $| (V_Z(z=L_E)) |$ 係成為 $1.99V_g$ 一事，來作確認。

[0133] 當負載端為開放狀態而負載端之阻抗 Z_L 為無限大時，若是將供電部（同軸纜線）之傳輸線路的電性長度 L_E 選定為 $\lambda/4$ 之奇數倍的 $(2n-1) \cdot (\lambda/4)$ ，則從高頻電源部 1 所對於負載側之阻抗 Z_{in} ，係成為“0”。藉由將阻抗 Z_{in} 設為“0”，係能夠將從高頻電源部所供給至負載側之電力作最大化。

[0134] 故而，當高頻電源之內部阻抗 Z_g 為相較於特性阻抗 Z_o 而可視為充分小的情況時，例如若是將式 (13) 中所示之 Z_o/Z_g 設定為大，則係能夠與該值成正比地而將負載端電壓 V_Z 增大。在電漿負載處，當電漿為未著火狀態而可將負載阻抗視為無限大的情況時，係可藉由身為會發生 $V_L (V_Z(z=L_E))$ 之最大電壓的纜線長度之 $(2n-1) \cdot (\lambda/4)$ 而將纜線之容許範圍擴廣，藉由將供電部（同軸纜線）之傳輸線路的電性長度 L_E 設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ ，係能夠將負載端電壓設為高電壓。另外， n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 $(V_Z(z=L_E))$ 成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 $(V_Z(z=L_E))$ 成為 RF 電源電壓 V_g

之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

[0135] 滿足傳輸線路之電性長度 L_E 的基本波長 λ 之條件，係為點火電壓會到達 RF 電源電壓 V_g 之約 2 倍 ($2V_g$) 以上的值，在上述之容許範圍中所表示之“ $k \cdot \lambda$ ”，係為在將高頻電源裝置之內部阻抗 Z_g 和從電源所對於負載側之阻抗 Z_{in} 作了阻抗匹配（整合）的 C 級高頻電源所能夠得到之負載端電壓而更大之電壓的電性長度之範圍的其中一例。

[0136] 此係因為，如同 D 級高頻電源一般之高頻電源之內部阻抗 Z_g 為相較於特性阻抗 Z_0 而可視為充分小的高頻電源，藉由將供電部（同軸纜線）之傳輸線路的電性長度 L_E 設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ ，相較於 C 級高頻電源，係能夠供給大電流，而如式（13）中所示一般地將負載端電壓之電壓 V_L 提高之故。另外， n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓（ $V_Z(z=L_E)$ ）成為設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓（ $V_Z(z=L_E)$ ）成為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

[0137] 供電部之傳輸線路的電性長度 L_E 之選定，除了藉由供電纜線之纜線長度來以使由分布常數所致之電性長度 L_E 成為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 的方式來作選定以外，亦可藉由構成濾波電路之電容器以及電抗的元件之值來以使由集中常數所致之

電性長度 L_E 成爲 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 的方式來作選定，又，亦可藉由纜線長度和濾波電路之元件的値之組合來同樣地作選定。另外， n 係爲整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成爲設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成爲 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

● [0138] 圖 5 (b) 係爲作爲供電部 4 而使用供電纜線 4a 來藉由纜線長度而將電性長度 L_E 選定爲 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之構成例，圖 5 (c) 係爲作爲供電部 4 而使用濾波電路 4b 來藉由電容器以及電抗的元件之値而將電性長度 L_E 選定爲 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之構成例，圖 5 (d) 係爲作爲供電部 4 而使用供電纜線 4a 和濾波電路 4b 並藉由纜線長度和電容器以及電抗之元件的値來將電性長度 L_E 選定爲 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之構成例。另外， n 係爲整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成爲設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 成爲 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

● [0139] 圖 8，係將本發明之實施例與先前技術之 C 級高頻電源作比較，並對於產生有反射波電力的情況時之負載端電壓 V_L 作展示。另外，圖 8 之橫軸係爲電性長度 (纜

線長度)。於此情況，負載端電壓 V_L ($V_Z(z=L_E)$)，係可將 $z=L_E$ 代入至前述之式 (4) 中而求取出來。

[0140] 將圖 8 之條件式在以下之表 2 中作展示。

[表 2]

共通條件	Z_g : 選擇當 $Z_L=50$ [ohm]時會成爲額定 3kW 之常數 Z_g 。 V_L : 在維持於常數 Z_g 的狀態下而設爲了 $VSWR=100:1$ ($Z_L=5000$ [ohm])時之測定電壓 $L_u=250$ [nH/m] $C_u=100$ [pF/m] $Z_0=50$ [ohm]
D 級 RF 放大電路之條件 V_{L1}	$V_g=570$ [Vp], $Z_g=2$ [ohm]
C 級 RF 放大電路之條件 V_{L2}	$V_g=1100$ [Vp], $Z_g=50$ [ohm] (想定爲反射波電力耐量 100%時)
C 級 RF 放大電路之條件 V_{L3}	$V_g=1100$ [Vp], $Z_g=210$ [ohm] (反射波電力耐量爲 15%(450W)時)

[0141] 於此，爲了對於電漿無放電狀態下之負載端電壓作比較，係在電漿無放電狀態下而將電壓駐波比 ($VSWR$) 設定爲 100。

[0142] 作爲在適用於本發明中之 D 級高頻電源和比較對象之先前技術所使用的 C 級高頻電源中所共通之條件，係以在負載阻抗 $Z_L=50$ [ohm]時而會輸出額定輸出 3kw 的方式，來選定內部阻抗之常數 Z_g ，並使用此常數 Z_g 來作爲負載阻抗 Z_L ($V_Z(z=L_E)=5000$ [ohm])而設定電壓駐波比 $VSWR=100:1$ ，再求取出此時之負載端電壓 V_L 。另外，

電壓駐波比 $VSWR=100:1$ ，係相當於負載側為開放狀態（OPEN 狀態）時，並相當於電漿著火前的狀態。又，係將特性阻抗 Z_0 設為 $50[\text{ohm}]$ 。

[0143] 作為本發明之 D 級高頻電源的條件，係將 RF 電源電壓 V_g 設為 $570[\text{Vp}]$ （峰值和接地間之電壓），並將內部阻抗 Z_g 設定為 $2[\text{ohm}]$ ，而將負載端電壓設為 V_{L1} 。

[0144] 作為先前技術之 C 級高頻電源的條件，而設定 2 個例子。其中一例，係將 RF 電源電壓 V_g 設為 $1100[\text{Vp}]$ （峰值和接地間之電壓），並將內部阻抗 Z_g 設定為 $50[\text{ohm}]$ ，而將負載端電壓設為 V_{L2} 。另外一例，係將 RF 電源電壓 V_g 設為 $1100[\text{Vp}]$ （峰值和接地間之電壓），並將內部阻抗 Z_g 設定為 $210[\text{ohm}]$ ，而將負載端電壓設為 V_{L3} 。

[0145] 負載端電壓 V_{L2} ，係為在若是通常之狀態則會發生自我振盪之反射波為 100% 的狀態下，而對於能夠實現此 100% 之反射波電力耐量的情況作想定之例。又，負載端電壓 V_{L3} ，係為進行垂下保護並對於反射波電力耐量為 15%（相當於 450W）的情況作了想定之例。又，負載端電壓 V_{L0} ，係為負載阻抗為 $Z_L=50[\text{ohm}]$ ，而高頻電源與負載作了阻抗整合之例。

[0146] 在圖 8 中，負載端電壓 V_{L0} ，由於高頻電源和負載係作阻抗整合，因此係無關於供電纜線之電性長度而成為一定。負載端電壓 V_{L2} ，在 C 級高頻電源中，反射波電力耐量係為 100%。通常，在反射波電力耐量 100% 的情

況時，係會發生自我振盪，但是，於此，係想定為實現了不會發生自我振盪的電源的情況。於此情況，係可設為負載端電壓 V_{L0} 之 2 倍的電壓 ($2V_{L0}$)。

[0147] 在實際之高頻電源中，由於反射波電力耐量係以額定電源之 15%~20% 的程度之容許來作設計，因此，一般而言，C 級高頻電源所能夠輸出之負載端電壓，係藉由垂下保護動作而成為 V_{L3} 。

[0148] 在 C 級高頻電源中，當以額定以下來運轉的情況時，由於內部阻抗 Z_g 係增加，因此負載端電壓係成為 V_{L3} 。於此情況，由於藉由內部阻抗 Z_g ，電流係被作限制，因此，負載端電壓就算是最大也只能夠輸出以 50[ohm] 來作了整合的情況之 V_{L0} 的 2 倍。

[0149] 另一方面，將本發明作適用之 D 級高頻電源，由於係能夠將反射波電力作 100% 之容許，因此，負載端電壓係成為 V_{L1} ，在電性長度為 $\lambda/4$ 處之負載端電壓，係成為 $V_{L1}=11334[V_p]$ 。若是將此負載端電壓 V_{L1} 與由 C 級高頻電源所致之負載端電壓 $V_{L2}=1055[V_p]$ 作比較，則係成為 $11334/1055 \doteq 10.7$ 倍，而能夠將負載端電壓設為高電壓。

[0150] 又，負載電壓 V_{L1} ，在 $V_{SWR}=\infty$ 的情況時，係由式 (13) 而求取出來，在表 2 之 V_{L1} 的條件下，係得到 $V_{L1} = (Z_0/Z_g) \cdot V_g = (50/2) \cdot 570 = 14,250[V_p]$ 之算出值。

[0151] 藉由將本發明適用於電漿負載中，並以使負

載端為開放狀態時的電性長度 L_E ，相對於高頻交流之基本波長 λ 而成為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n 為整數) 的方式，來對於供電纜線之長度作選定，係能夠對於電漿著火前之負載端電壓施加高電壓，而能夠使電漿負載容易地著火。此電性長度 L_E 之範圍，係在於圖 8 中而 V_{L1} 成爲較 V_{L3} 而更高電壓之 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ (n 為整數) 的範圍內而作選定。另外， n 係為整數， $k \cdot \lambda$ 係代表使負載端電壓 ($V_Z (z=L_E)$) 成爲設定電壓以上之電性長度 L_E 的範圍，使負載端電壓 ($V_Z (z=L_E)$) 成爲 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的常數 k ，係以“ $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1} (1/K)\} / (4\pi)$ ”來作表現。

[0152] 又，在本例中，雖係將內部阻抗 Z_g 僅藉由電阻量 R 來作表記，但是，亦可爲如同 $Z_g = R \pm jX$ 一般之虛數量。

[0153] 以下，使用圖 9，針對在電漿負載處之著火動作，相較於使用有先前技術之 C 級高頻電源的情況來作說明。圖 9 (a) ~ 圖 9 (d)、以及圖 9 (e) ~ 圖 9 (h)，係分別對於在由本發明和先前技術之 C 級高頻電源所致的著火動作中之前進波電力、反射波電力、電源輸出電壓、負載端電壓分別作展示。在圖 9 中，係對於控制訊號在 T1 之時間點處而上揚並在 T2 之時間點處而下挫的例子作展示。

[0154] 若依據先前技術之 C 級高頻電源，則與控制

訊號之上揚一同地，反射波電力係上升，並超過 REF 垂下準位（例如設定於額定之 15%）（圖 9（f））。起因於反射波電力超過垂下準位一事，垂下動作係開始，電源輸出電壓以及前進波電力係被限制（圖 9（g）、（e））。若是前進波電力被限制，則由於負載端電壓係並不會到達用以使電漿著火所需要之電壓，因此著火係成爲失敗（圖 9（h））。

[0155] 另一方面，若依據本發明，則由於係能夠將反射波電力垂下準位設定於額定之 100%，因此，與控制訊號之上揚一同上升之反射波電力（圖 9（b））係不會超過 REF 垂下準位，而並不會移行至垂下動作，故而，前進波電力（圖 9（a））係並不會受到限制，並維持電源輸出電壓（圖 9（c））。因此，負載端電壓（圖 9（d））係到達著火準位，電漿係著火。

[0156] 又，若依據本發明，則針對電漿之維持，亦能夠發揮效果。使用圖 10，針對電漿負載之再著火動作作說明。圖 10（a）～圖 10（c），係分別對於在由本發明所致之再著火動作中的前進波電力、反射波電力、負載端電壓作展示。在圖 10 中，Ta 係代表控制訊號之上揚而開始著火動作的時間點，Tb 係代表著火而電漿成爲了安定狀態的時間點，Tc 係代表放電成爲不安定的時間點，Td 係代表開始了再著火動作的時間點，Te 係代表藉由再著火而使電漿成爲安定狀態的時間點。

[0157] 在時間點 Tc 處，若是電漿從安定放電而移行

至不安定放電，則反射波電力係增加（圖 10（b））。伴隨著此反射波電力之增加，負載端電壓係上升，在時間點 T_d 處係進行再著火動作，在時間點 T_e 處，成為安定放電之電漿係被維持（圖 10（c））。

[0158] 此再著火動作，係可藉由在供電纜線之電性長度的選定中而基於本發明來選定會使負載端電壓上升之電性長度一事，而進行之。

[0159] 作為使 RF 電力放大元件進行切換動作之放大電路，除了 D 級放大電路以外，亦週知有 E 級放大電路。在此 E 級放大中，係使用有共振電路，並會有由於供電纜線之特性阻抗而共振的情況。起因於在共振時所發生之反射波電力，對於 RF 電力放大元件所施加之電壓，係會施加有超過電源電壓之 4~10 倍的電壓，而 RF 電力放大元件係會有被破壞之虞。

[0160] 故而，在作為高頻電源部而使用 E 級放大器來構成本發明的情況時，係有必要附加用以防止由於反射波電力所導致之 RF 電力放大元件之破壞的構成。

[0161] 另外，在上述實施形態以及變形例中之記述，係僅為本發明之高頻電力供給裝置以及點火電壓選定方法的其中一例，本發明，係並非為被各實施形態所限定者，而可基於本發明之要旨來作各種之變形，此些係並非為被排除於本發明之範圍以外者。

[產業上之利用可能性]

[0162] 本發明之高頻電力供給裝置，係可作為對於電漿產生裝置供給電力之電力源來適用，點火電壓選定方法，係可使用在對於電漿產生裝置而供給電力時之負載端電壓的選定中。

【符號說明】

[0163]

- 1：高頻電源部
- 1a：直流電源
- 1b：逆變器電路
- 1c：濾波電路
- 2：負載
- 3：整合器
- 4：供電部
- 4a：供電纜線
- 4b：濾波電路
- 4c：串聯電路
- 10：高頻電力供給裝置
- 100：電漿處理裝置
- 101：高頻電源
- 101a：電源電壓
- 101b：內部阻抗
- 101c：低通濾波器
- 102：反應室

- 103 : 整合器
- 104 : 供電纜線
- 111 : 高頻電源
- 112 : 組合器
- 113 : 低通濾波器
- 120 : 電力放大電路
- 120a、b、c、d : MOSFET
- 120e : 主變壓器
- 120f : 濾波器
- A、A* : 閘極訊號
- B、B* : 閘極訊號

申請專利範圍

1. 一種高頻電力供給裝置，其特徵為，具備有：

高頻電源部，係藉由切換動作來將直流電源之直流變換為高頻交流；和

供電部，係被連接於前述高頻電源部之輸出端和身為負載之輸入端的負載端之間，並將前述高頻交流供給至負載處，

前述高頻電源部之內部阻抗，係較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

前述供電部，當前述負載端為開放狀態時之電性長度（ L_E ），係為相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而選定為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之值者，其中， n 係為整數， k 係為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

2. 如申請專利範圍第 1 項所記載之高頻電力供給裝置，其中，

前述供電部，係為將前述高頻電源部之輸出端和前述負載之負載端作電性連接之供電纜線，

前述高頻電源部之內部阻抗，係較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

前述供電纜線之纜線長度，係為將當前述負載之負載端為開放狀態時之電性長度（ L_E ）相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而選定為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之電性長度的長度者，其中， n 係為整

數， k 係為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

3. 如申請專利範圍第 1 項所記載之高頻電力供給裝置，其中，

前述供電部，係為將前述高頻電源部之輸出端和前述負載之負載端作電性連接之由電容器以及電抗的串聯共振電路所成之濾波電路，

前述高頻電源部之內部阻抗，係較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

前述濾波電路之電性長度 L_E ，係設為將當前述負載端為開放狀態時之電性長度 L_E 相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而選定為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之電性長度，其中， n 係為整數， k 係為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

4. 如申請專利範圍第 1 項所記載之高頻電力供給裝置，其中，

前述供電部，係為將前述高頻電源部之輸出端和前述負載之負載端作電性連接之由電容器以及電抗的電路所成之濾波電路與供電纜線間的串聯電路，

前述高頻電源部之內部阻抗，係較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

前述串聯電路之電性長度 L_E ，係設為將當前述負載端為開放狀態時之電性長度 L_E 相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而選定為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之電性長度，其中， n 係為整數， k 係

為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

5. 如申請專利範圍第 1~4 項中之任一項所記載之高頻電力供給裝置，其中，前述常數 k ，係為 $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ，並身為對於將負載端電壓 ($V_z(z=L_E)$) 設為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的電性長度 L_E 之範圍作制定的常數。

6. 一種點火電壓選定方法，係為在身為電漿負載之輸入端的負載端處，對於在電漿負載處而使電漿放電產生之點火電壓作選定之方法，其特徵為：

在將高頻電源部之高頻交流通過供電部來供給至電漿負載處之供電中，

於前述高頻電源部，係藉由切換動作來將直流電源之直流變換為高頻交流，並藉由此來將高頻電源部之內部阻抗設為較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

將當前述電漿負載為無放電狀態並且該電漿負載之負載端為開放狀態時之供電部的電性長度 L_E ，相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ ，並將藉由前述電性長度 L_E 所制定之前述電漿負載的負載端之電壓選定為點火電壓，其中， n 係為整數， k 係為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

7. 如申請專利範圍第 6 項所記載之點火電壓選定方法，其中，

前述供電部，係為將前述高頻電源部之輸出端和前述

電漿負載之負載端作電性連接之供電纜線，

前述高頻電源部之內部阻抗，係較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

前述供電纜線之纜線長度，係為將當前述電漿負載之負載端為開放狀態時之電性長度 L_E 相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之長度，將藉由前述纜線長度所制定之前述電漿負載的負載端之電壓選定為點火電壓，其中， n 係為整數， k 係為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

8.如申請專利範圍第 6 項所記載之點火電壓選定方法，其中，

前述供電部，係為將前述高頻電源部之輸出端和前述電漿負載之負載端作電性連接之由電容器以及電抗之電路所成的濾波電路，

前述高頻電源部之內部阻抗，係較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

將前述濾波電路之電容器以及電抗之值，設為會使當前述電漿負載之負載端為開放狀態時之電性長度 L_E 相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之值，將藉由前述濾波電路所制定之前述電漿負載的負載端之電壓選定為點火電壓，其中， n 係為整數， k 係為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

9.如申請專利範圍第 6 項所記載之點火電壓選定方

法，其中，

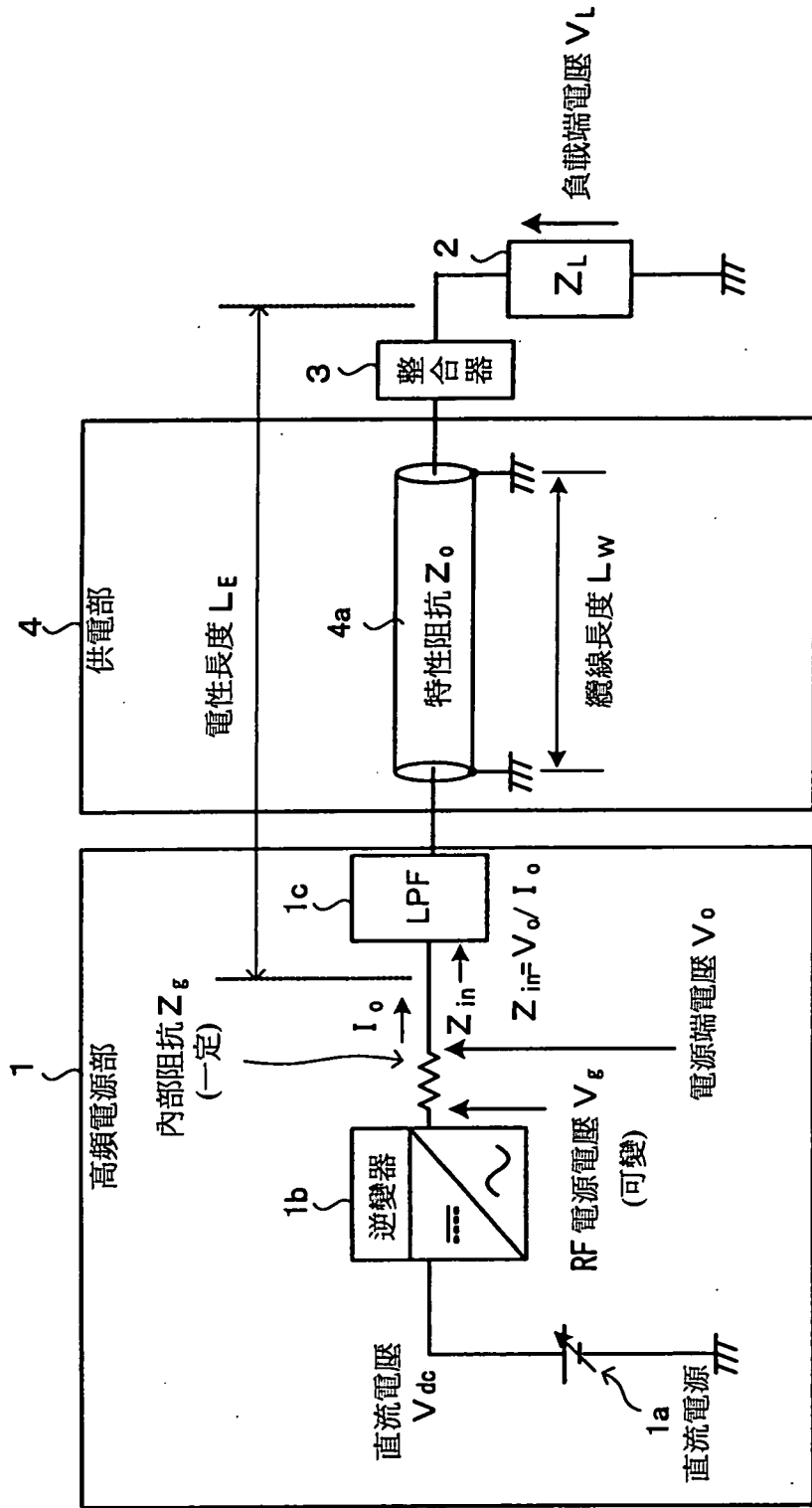
前述供電部，係為將前述高頻電源部之輸出端和前述電漿負載之負載端作電性連接之由電容器以及電抗之電路所成的濾波電路與供電纜線間之串聯電路，

前述高頻電源部之內部阻抗，係較前述供電纜線之特性阻抗而更為低阻抗，

在前述串聯電路中，將前述供電纜線之長度以及前述濾波電路之電容器以及電抗之值，設為當前述電漿負載之負載端為開放狀態時而相對於前述高頻交流之基本波長 λ 而設為 $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$ 之值，將藉由前述串聯電路所制定之前述電漿負載的負載端之電壓選定為點火電壓，其中， n 係為整數， k 係為在 $0 \sim \lambda/4$ 之範圍內所制定之常數。

10.如申請專利範圍第 6~9 項中之任一項所記載之點火電壓選定方法，其中，前述常數 k ，係為 $\{\pi - 2 \cdot \cos^{-1}(1/K)\} / (4\pi)$ ，並身為對於將負載端電壓 ($V_Z(z=L_E)$) 設為 RF 電源電壓 V_g 之 K 倍的電性長度 L_E 之範圍作制定的常數。

圖式



10

圖 1

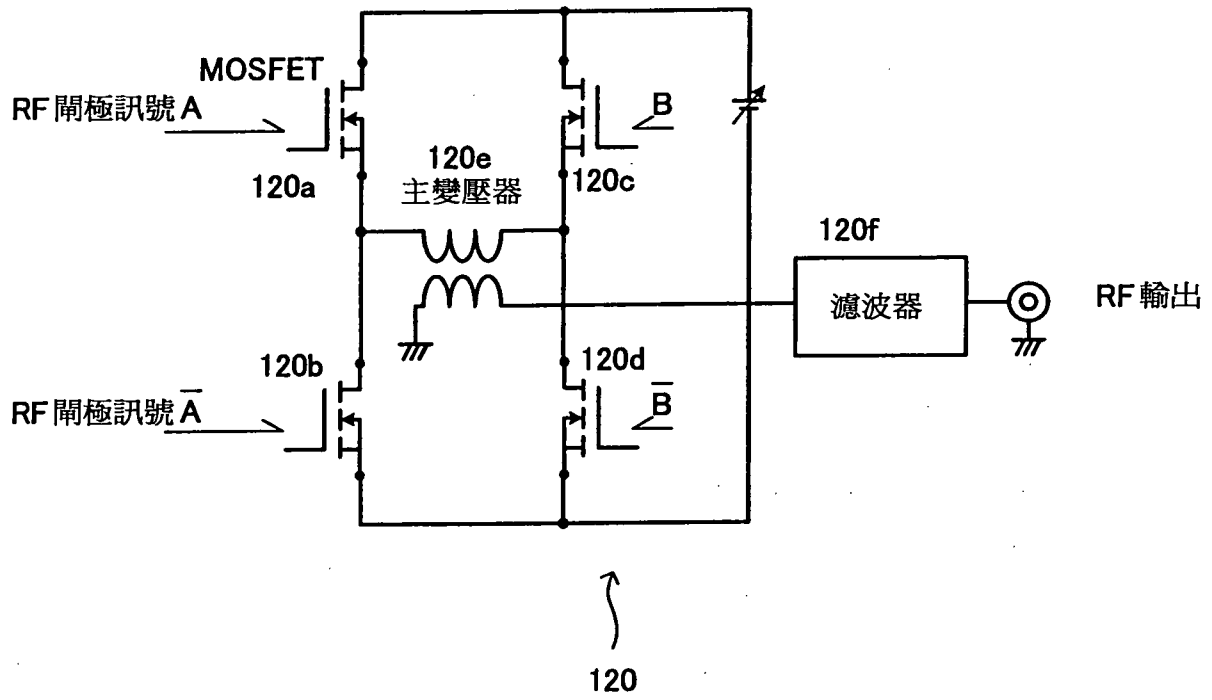
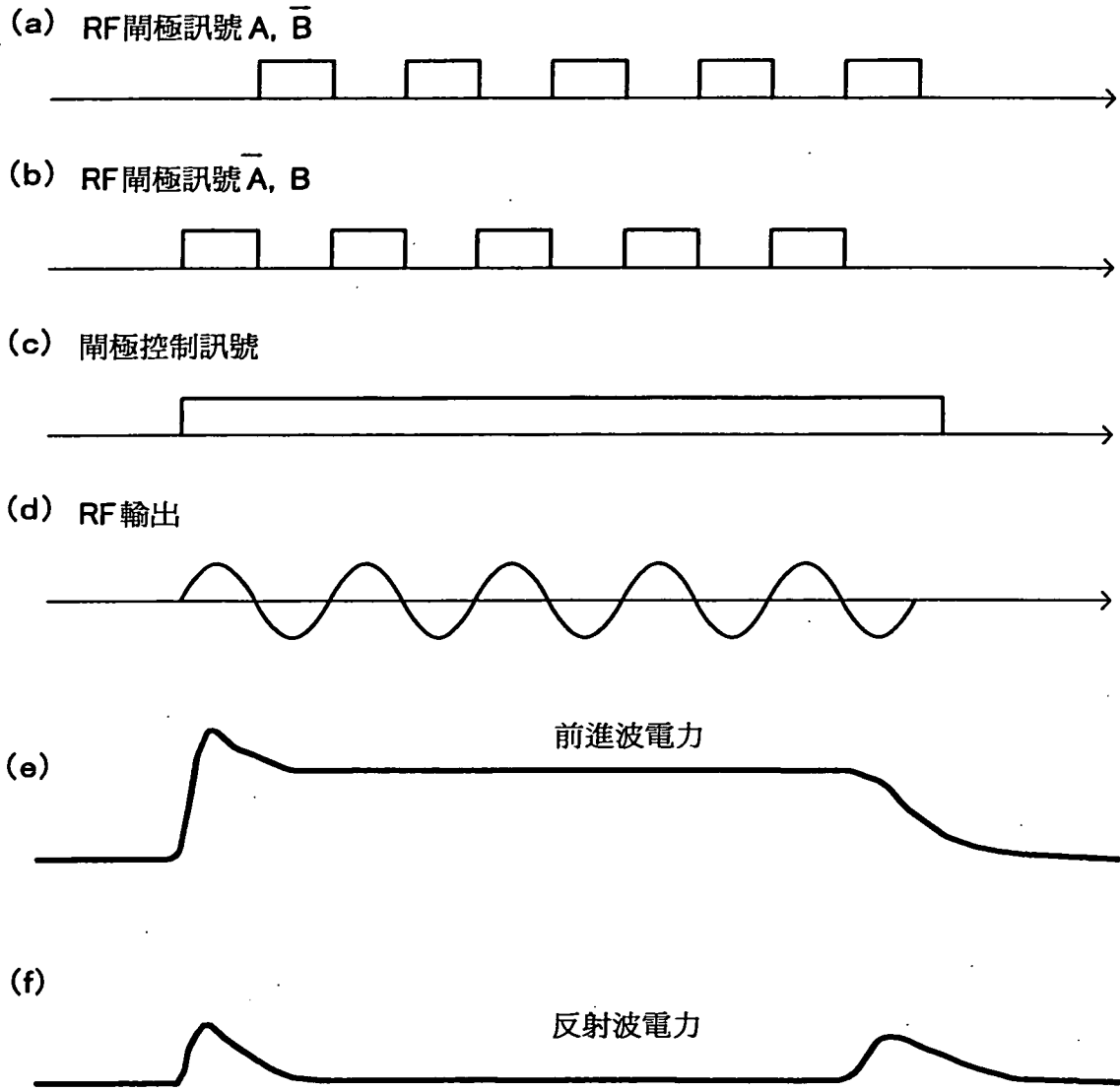


圖 2

圖 3



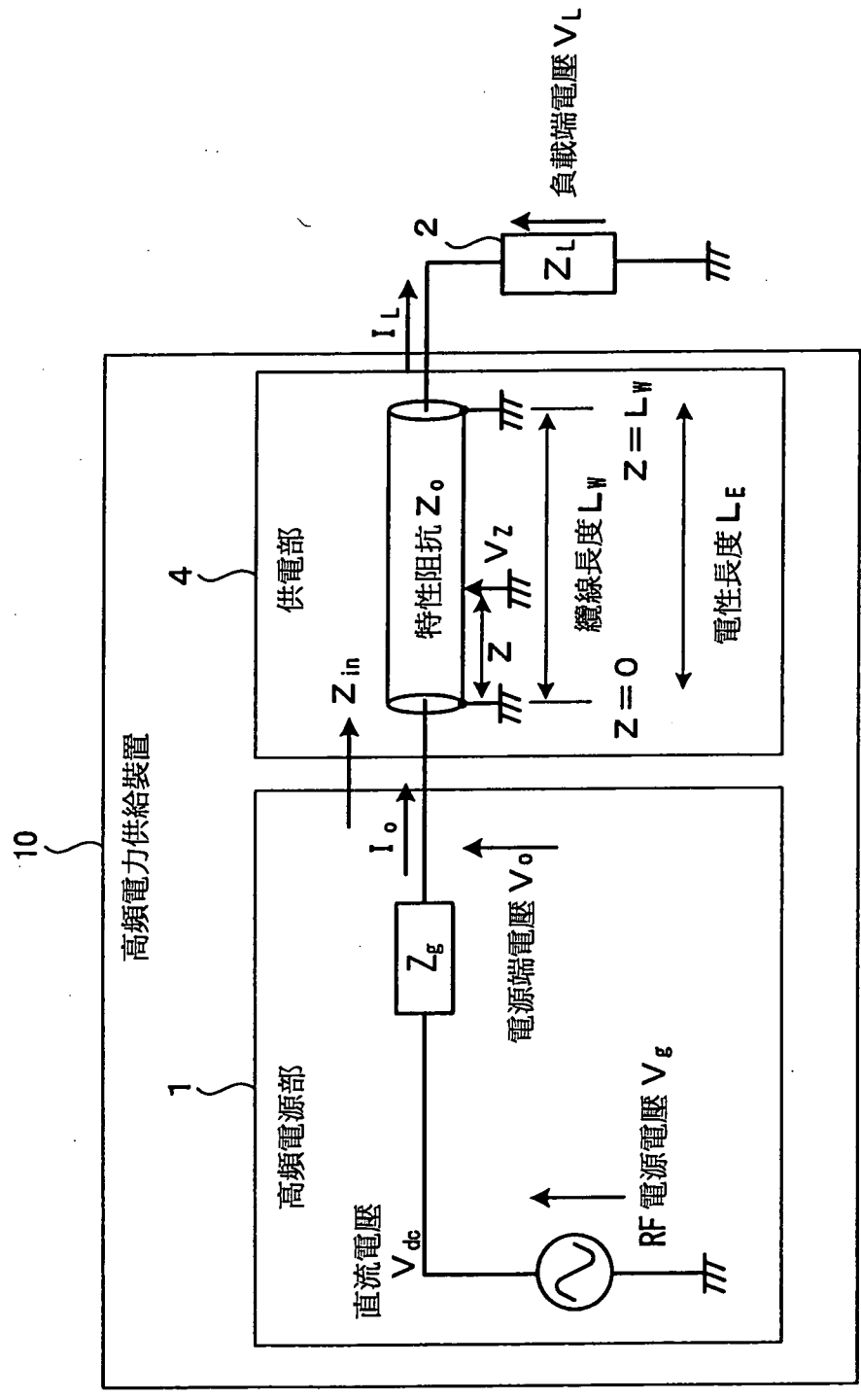
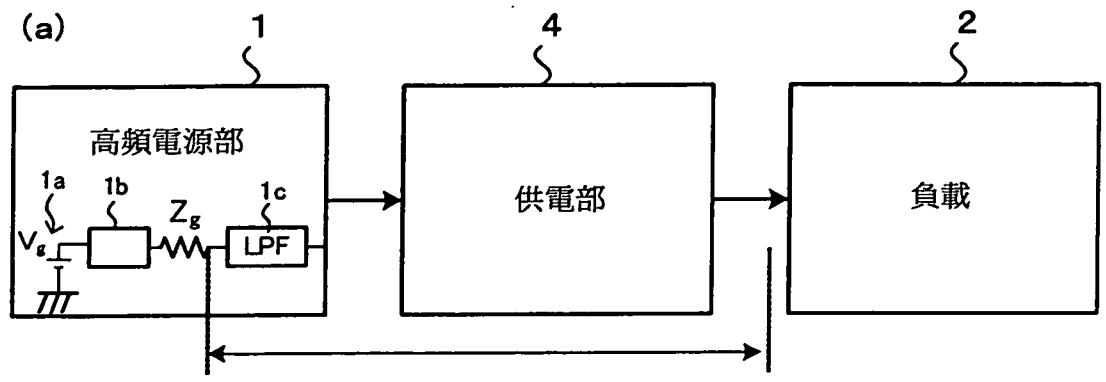
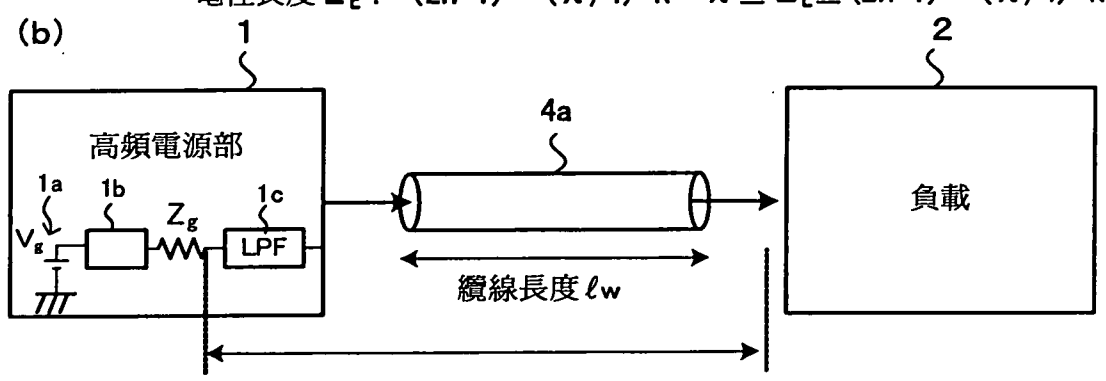


圖 4

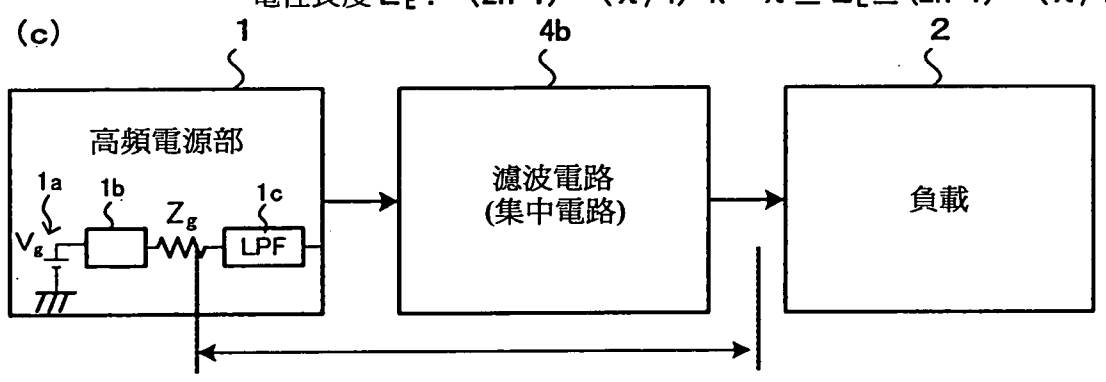
圖 5



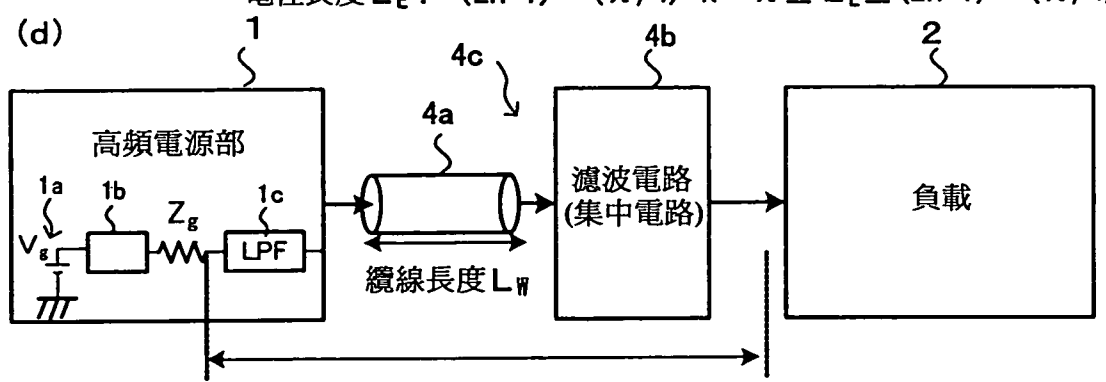
電性長度 L_E : $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$



電性長度 L_E : $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$



電性長度 L_E : $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$



電性長度 L_E : $(2n-1) \cdot (\lambda/4) - k \cdot \lambda \leq L_E \leq (2n-1) \cdot (\lambda/4) + k \cdot \lambda$

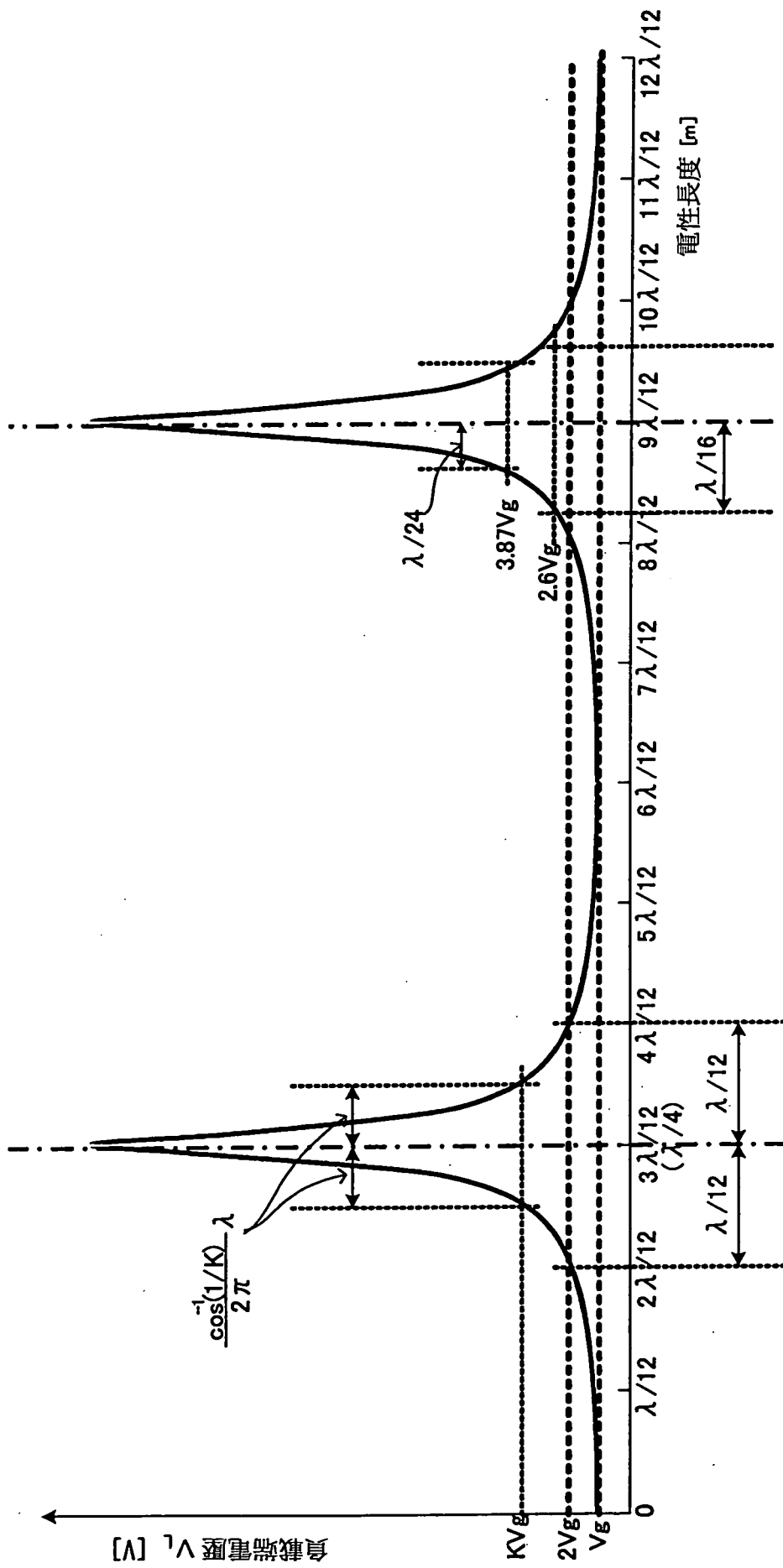


圖 6

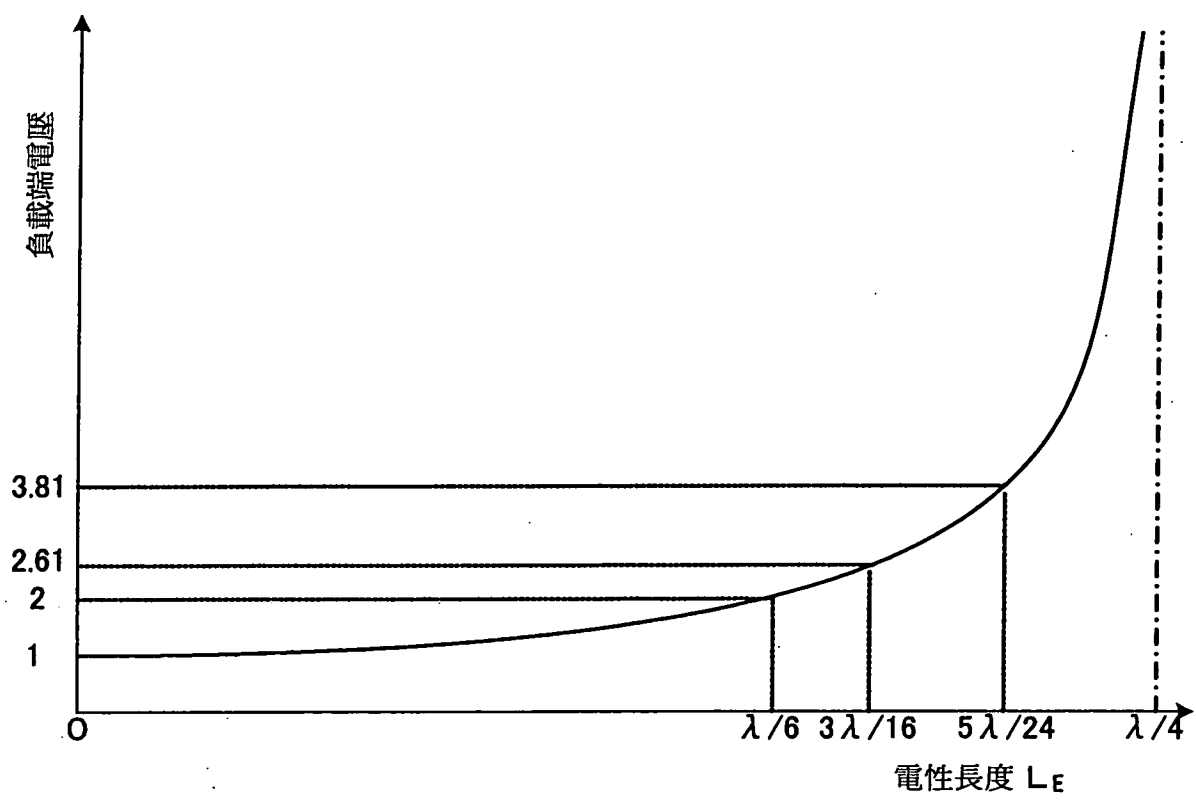


圖 7

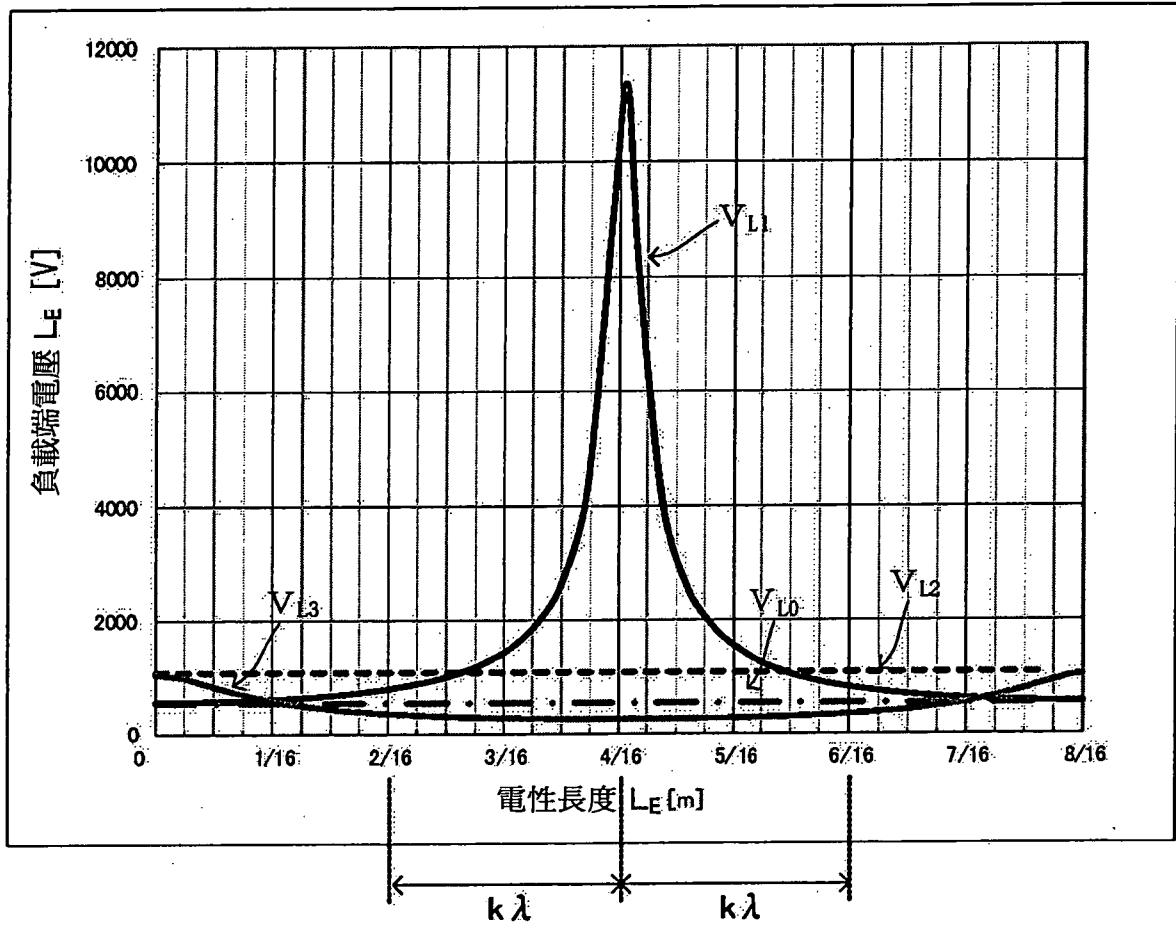


圖 8

圖 9

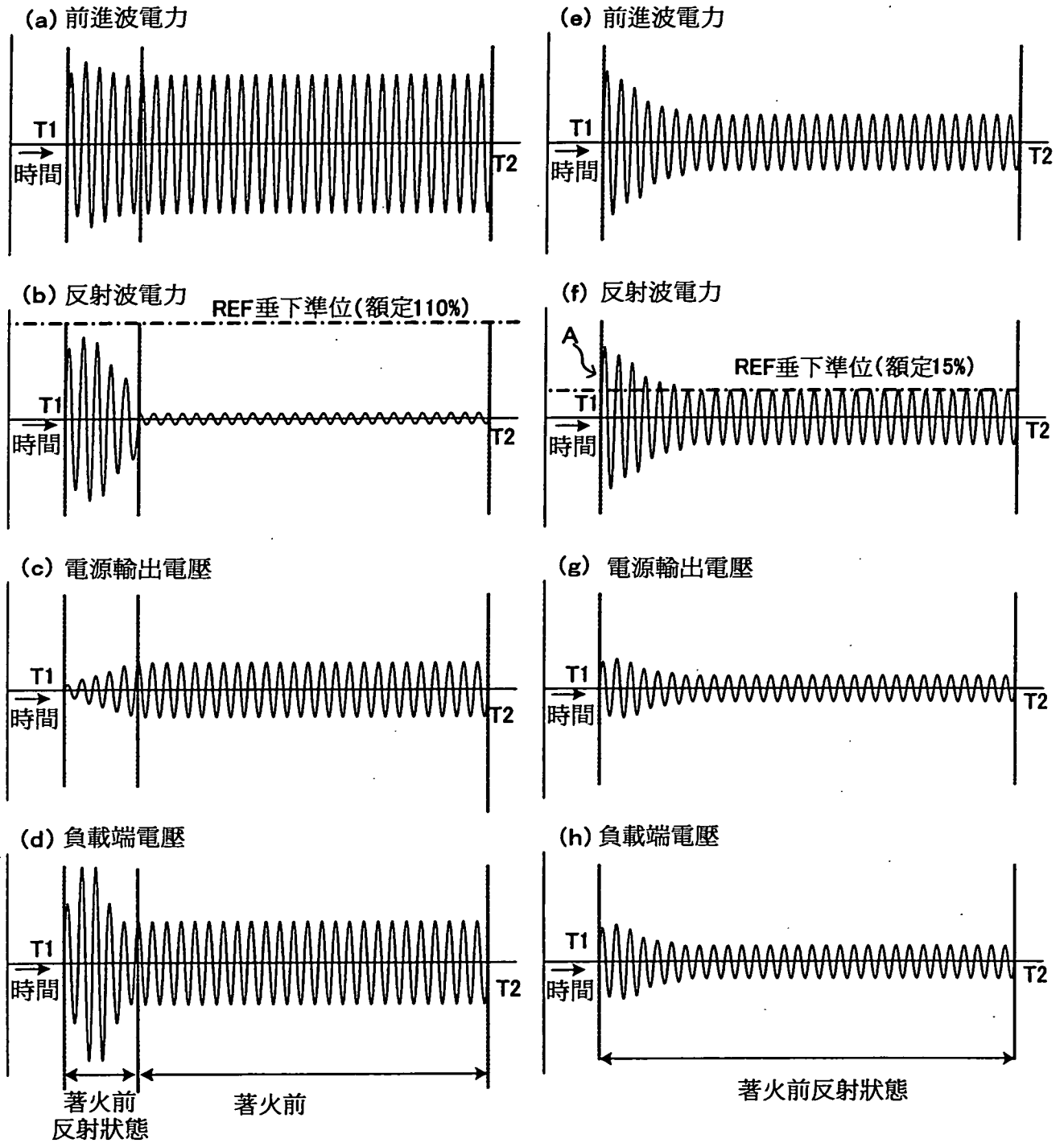
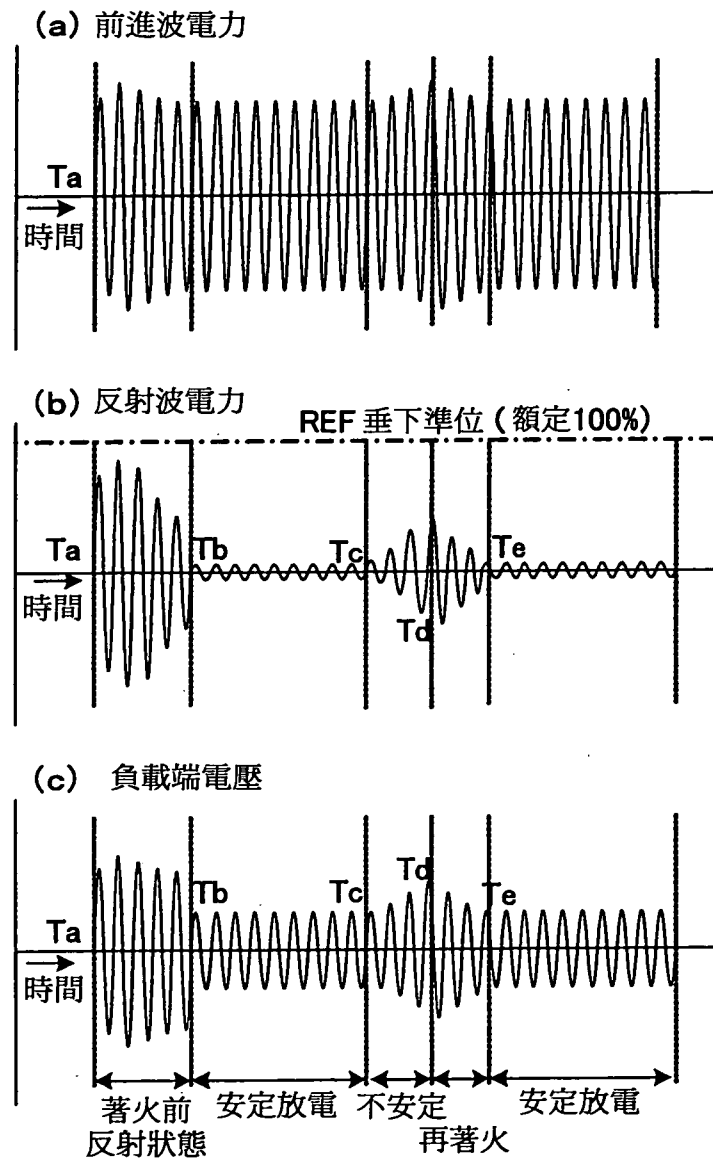


圖 10



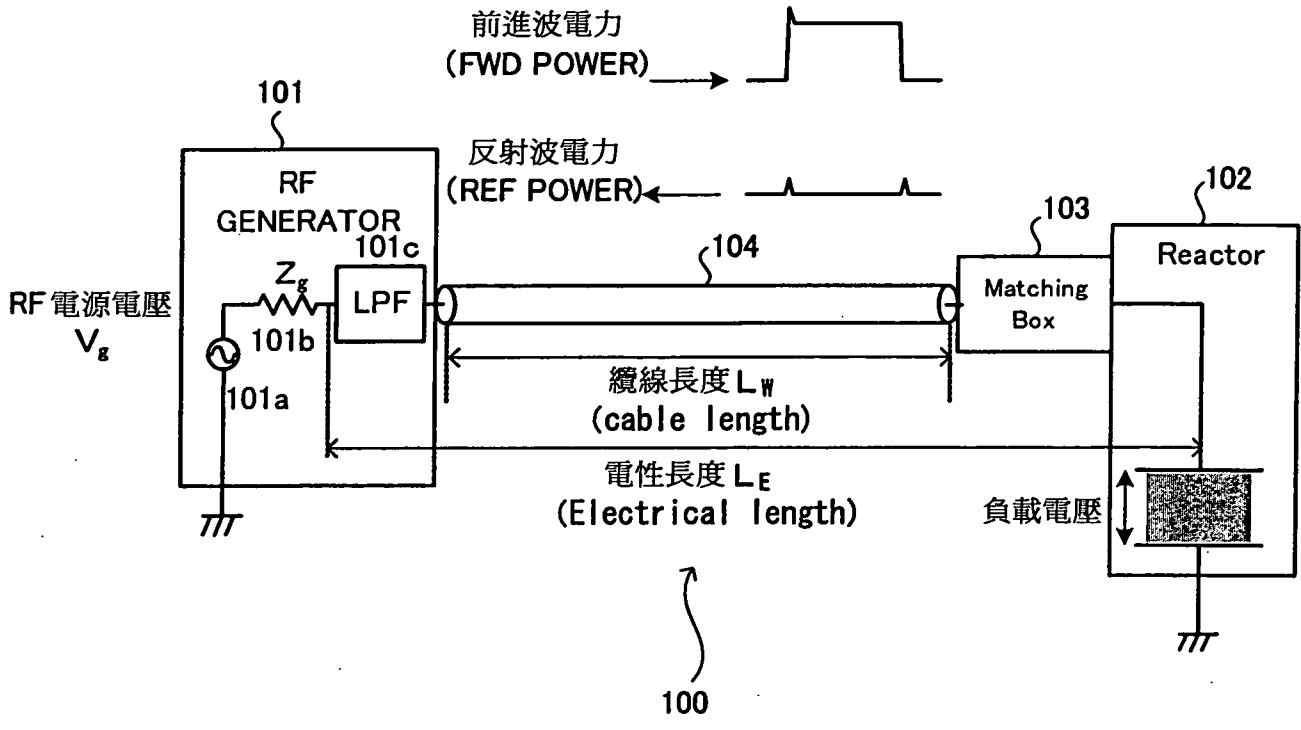


圖 11

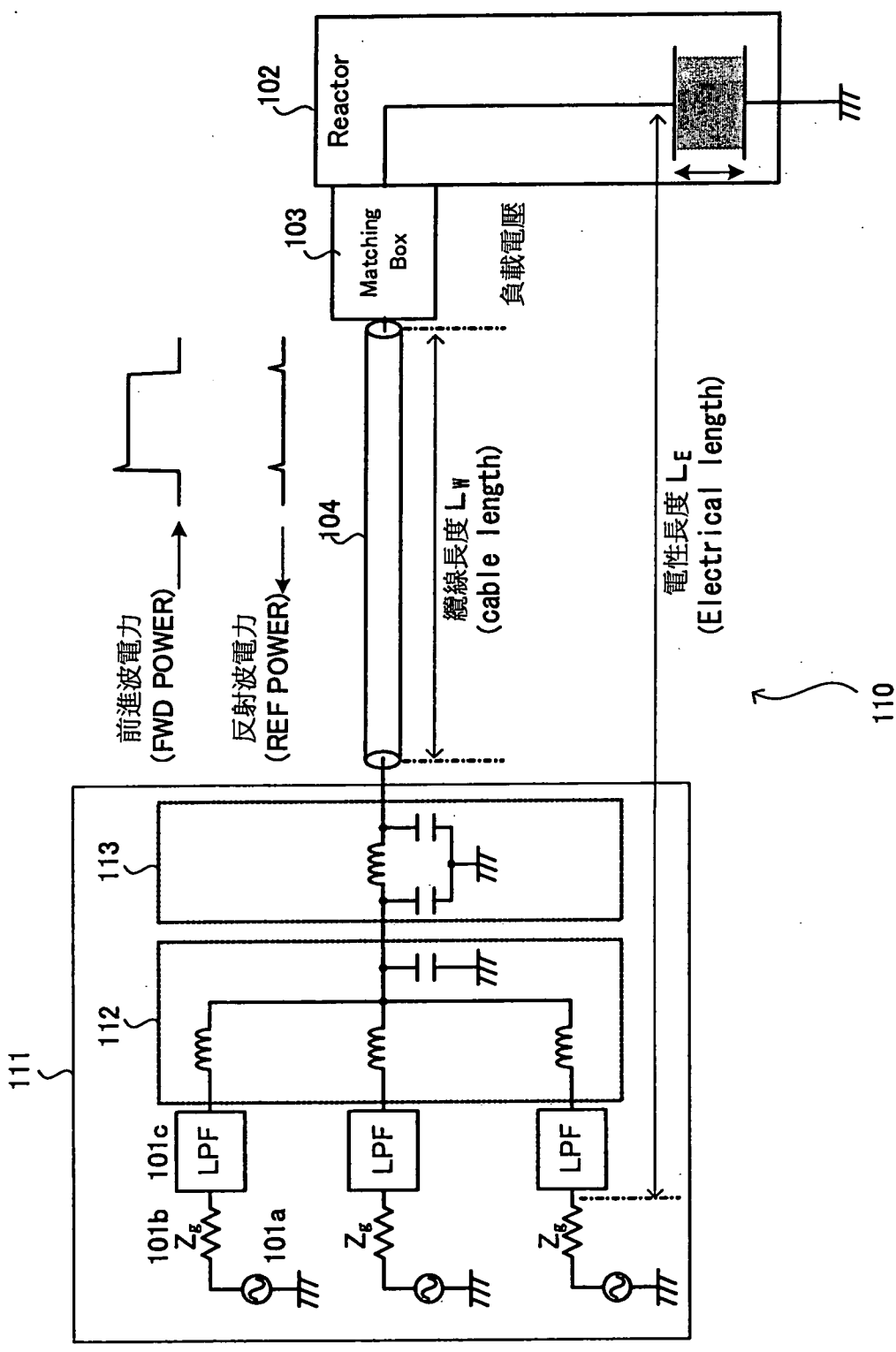


圖 12

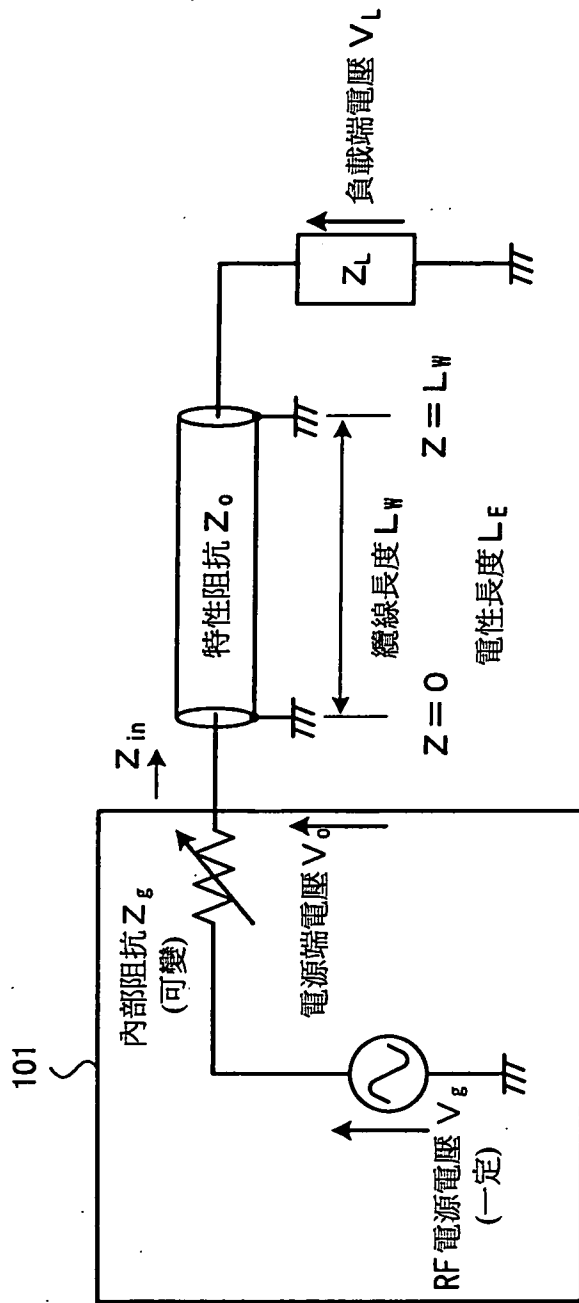


圖 13