

自己補償型ラングミュアプローブの作製について

久保 隆, 田中 誠

(平成12年10月6日受理)

How to Make the Self-Compensated Langmuir Probe

Takashi KUBO and Makoto TANAKA

(Received October 6, 2000)

When the rf plasma parameter is measured using the Langmuire probe, the influence from the plasma potential fluctuations will be a problem. The self-compensated Langmuire probe is one of the methods to overcome this problem. We have suggested that it is effective to use the LC parallel resonance circuit as a high impedance circuit for this probe system. However, there are various difficulties in selecting the circuit elements and their adjustments. As the simple measurement system, we have made several high impedance circuits for this purpose. In this paper, we are going to describe how to make this probe in detail.

Keywords : radio frequency, plasma, self-compensated, probe, parallel resonance circuit.

rf プラズマを測定する際にプラズマ空間電位の時間変動成分からの影響が問題になる。これを防ぐための方法の一つに自己補償型ラングミュアプローブがある。このプローブに用いられる高インピーダンス回路としてLC並列共振回路を用いることが有効であるが、回路素子の選定及びその調整法には様々な困難がある。我々はこの目的のため単純な測定系として、高いインピーダンスを持つ回路を作製した。そこで今回自己補償型プローブの作製法について詳細に記述する。

1. はじめに

ラングミュア (シングル) プローブとは電離気体中に金属を挿入し, その金属に流れる電流から放電内のプラズマ部分の様々なパラメータ (密度, 温度, 電位) を測定するための器具である。放電を測定するために使用されることの多いラングミュアプローブ法であるが, 元来これは直流放電内部を調査するために開発された手法である。しかし, 近年の放電を励起する形態は多岐に渡り, 単純なラングミュアプローブ法では正確な測定が困難になっている。

特に構造の単純さから LSI プロセスの現場で用いられることの多い容量結合型高周波放電 (CCP) のプローブ測定には様々な障害がある。よく知られているものとしてはプローブ表面の汚染, 及びプラズマ空間電位の時間変動が挙げられる¹⁾。この時間変動成分の影響を除去する手段として様々な試みが為され, 1990年 Godyak 等により対称型放電容器中に励起された低圧アルゴンプラズマ中に極めてエネルギーの低い電子が多量に存在することが分かっている²⁾。また筆者のこれまでの研究により自己補償型ラングミュアプローブ³⁾に LC 並列共振回路を用いることで, 工業的に使用されることの多い非対称型の放電容器中に励起されたアルゴン放電からも同様の結果が得られることが分かっている⁴⁾。しかしこれらの手法は放電励起電界の周波数が高いこともあり, 回路の構成や調整に専門的な知識が必要である。

2. 自己補償型ラングミュアプローブ

自己補償型ラングミュアプローブとは, プローブ-プラズマ間の電位差が時間により変動することから生じる測定への悪影響を除去する, 回路上の工夫を行ったラングミュアプローブである³⁾。図 1 (a)に示したように, プローブ-プラズマ間のインピーダンスを下げるためにプローブ端にコンデンサーを介して接続された金属片 (補助アンテナ) と, その後段に接続された高インピーダンス回路よりなる。通常補助アンテナの周りのシース容量 (C_A) より十分大きな容量を持つコンデンサー (C_C) を用いてプローブ端と補助アンテナを接続する。この後プローブ端の周りにできるシースの容量 (C_P)

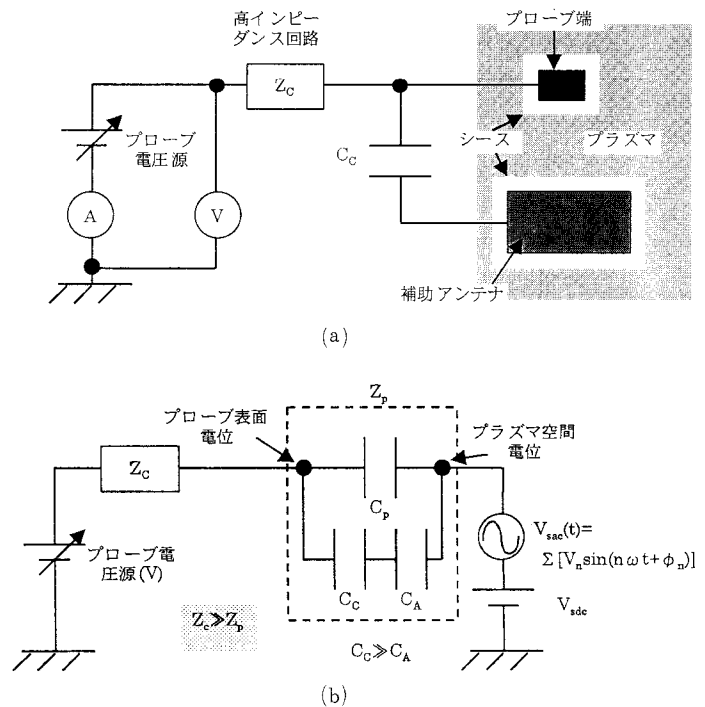


図 1 自己補償型ラングミュアプローブの概略図(a)とその等価回路図(b)

との合成インピーダンス (Z_P) に比べて十分大きなインピーダンスを持つ回路 (Z_C) を接続する。これらの回路構成により, 図 1 (b)に示したプラズマ電位の交流成分を高インピーダンス回路にかけ

て、プローブ—プラズマ間の電位差を直流に限定する。先に述べたように、当研究室では高インピーダンス回路としてLC並列共振回路を用いている。ただしプラズマ空間電位波形は単純なサイン型ではないために高次高調波成分を含む。このため高インピーダンス回路として使用する共振回路は基本波の13.56MHz以外に2次高調波27.12MHzに対するものも必要である¹⁾。実際の作成法を以下に述べる。

3. プローブ端

プローブについての解説は多くの書籍で既に行われているので^{5)~8)}ここでは簡単な説明のみとする。まず望ましい特性として、プラズマからのスパッタリングに耐える強度があること、反応性の強いプラズマを測定する際には腐食しにくいこと、また大電流が流れた場合に発生する熱に強いこと、そしてイオン電流を測定する際特に問題になる2次電子放出係数が小さいこと等である。耐腐食性及び低2次電子放出係数の面から考えると白金が比較的使用しやすいが、融点が低くスパッタ収率が高いことが問題となる。また、高融点、低スパッタ収率、低2次電子放出係数の面から見るとタングステンなどが入手の容易さもあり使用しやすいが、耐腐食性に問題がある。ここでは測定対象を希ガスプラズマに限定し、プローブ端の材料としてタングステンを採用する。

プローブ端の大きさは可能な限り小さくすることが本来望ましい。これはプローブの存在によりプラズマが乱されるのを防ぐため、そしてプラズマ中から電子を採取しすぎないためにも重要なポイントである。しかし小さくしすぎると、プローブ—プラズマ間に存在するシースがプローブの大きさに比べ十分小さいと仮定して導出された簡易なプローブ理論と実験結果の間の誤差が大きくなるだけでなく、採取する電流が小さくなるため測定回路の構成が非常に困難になる。また、長時間測定を行うとプローブ表面が劣化するためプローブ端は交換しなくてはならない、つまりプローブ端の予備を用意する必要があるが、プローブ端を小さく設定しすぎると均一な大きさと製作することが困難になる。

プローブ端の形状として代表的なものに平板型、円筒型、球形の3種類がある。平板型は端効果が無視できるほどの十分な面積を確保すれば解析が簡単になるが⁹⁾面積を大きくしすぎると上述の理由からプラズマを乱す。プラズマ中の電子密度が十分高ければプラズマ—プローブ間のシース厚さが薄くなり端効果は小さく考えられるが、今回測定するCCPの電子密度は $10^8 \sim 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ 程度であり、デバイ長から見積もるシース厚さは0.5mm程度まで増大するので、表面積を小さくするために1mm角程度の金属板を使用する必要があることを考慮すると¹⁾使用が難しい事が分かる。球形プローブはプローブ端とそれに続く導線の接続部分の存在が理論と測定値の誤差を大きくする。円筒型でも端効果は存在するが、材料として用いる金属線の直径を小さくし、直径と長さの比を大きくすればプローブ端の表面積を小さく保ちつつ回避できる問題である¹⁰⁾。これらの理由からプローブ端として直径0.1mm長さ4mmタングステン線を用いた。

4. 並列共振回路の作成

自己補償型ラングミュアプローブの高インピーダンス回路として、Godyakらが用いたものは高いQ値が期待できる自己共振周波数¹¹⁾を調整したコイルであるが²⁾この方法ではコイルが大きくなりすぎて本研究室のチャンパーに挿入することが困難になる。このため可変コンデンサー（トリマー）を用いたLC並列共振回路を採用した。現在一般の流通経路に存在する人手可能な可変コンデンサーで比較的小さなものに村田製作所、京セラおよびスワロー電子製のもの等がある。今回は、

調整と入手の容易さからスワロー電子製のトリマーを用いた。

現在流通しているコイルには様々なタイプがあるが、近年コンピュータを使用した機器におけるノイズ除去の要請から、小型かつ表面実装タイプのマイクロインダクターが多数開発されている。しかし目的がノイズ除去であるためQ値が低く、さらにクロック周波数の上昇に伴いノイズの周波数が高くなったためにインダクタンスがnH程度のもが多く、13.56MHz付近の共振用としては適さない。そこで比較的Q値が高く形状の小さな横形マイクロインダクターを用いた。

マイクロインダクターは形状を小さくするために心材を用いることがある。空芯コイルの場合、コイルの直流における抵抗値を測定し浮遊容量を考慮すれば周波数特性をある程度推察できる。しかし心材を用いたコイルの場合、心材に渦電流が流れる等の理由から使用周波数が高くなるに従って損失（抵抗性分）が大きくなる上に、この損失の周波数依存性は使用した材料により異なる¹²⁾。このため製造元が異なると、同一のインダクタンス及びQ値（メーカーが決めた特定の周波数におけるQ値である場合が多い）が表示されたコイルであっても周波数特性が異なる場合があり、実際に検証してみる必要がある。これらの理由からインダクターは自己共振周波数を考慮したうえで、13.56MHzには $6.8\mu\text{H}$ 、27.12MHzには $5.6\mu\text{H}$ の太陽誘電製共振用横形マイクロインダクター（共に直径3.7mm、長さ9mm）を用いている。またこれに伴いトリマーは最大値30pFのもの（長さ3.6mm、厚さ3.6mm）を用いている。

5. 並列共振回路の調整

高周波における回路の調整を困難にするものの1つに浮遊容量がある。特に今回用いるトリマーの容量はQ値を大きくするために30pFと小さく、1pF程度の浮遊容量でも調整に大きな影響を及ぼす。また電力の反射も調整の妨げとなる。例えばプラズマ励起用の高周波電源の出力を分圧して調整に用いる場合LC並列共振回路のインピーダンスが変化すると、基準となるべき印加電圧も同時に変化してしまう。また、通常の高周波信号源を用いた場合も電力で出力を制御している機種であれば同様の現象が発生する。これらを防ぐために以下のような調整法を用いた。

まずLC並列共振回路を構成しこれに直列に抵抗を接続した回路に、出力振幅の制御機能のついた高周波電源（NF回路ブロック：WAVE FACTORY 1956）を用いて高周波電圧をかけ、抵抗に現れる電圧をオシロスコープ（横川電機：DL1200）で観測する。このオシロスコープで観測される電圧が最小になったときLC並列共振が成立したと見なした。高周波電源の出力がBNCコネクタであるため、導線部は同軸ケーブルを用いた。また、反射などの影響をできるだけ除くため同軸ケーブルの長さを1cm以下にとどめ、LC並列共振回路及び抵抗を含む調整回路の経路長を10cm以下とした。使用した高周波用のトリマーは静電容量の温度依存性が存在するため、はんだを用いてLC並列回路を調整用の回路に接続した後、回路の温度が常温付近になったことを確認した上で調整を行った。

図2に測定系の等価回路図を示す。Cはトリマー、Lはマイクロインダクター、Rは10kΩの金属巻き線抵抗、 C_C 、 C_{P1} 、 C_{P2} 及び R_P はそれぞれオシロスコープ用プローブのケーブル

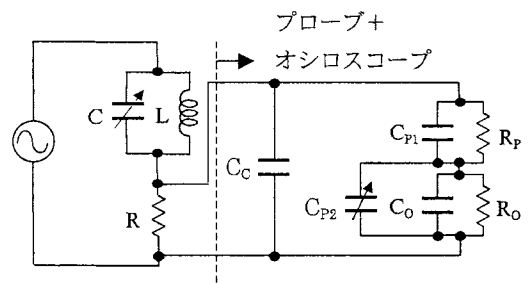


図2 プローブ付きオシロスコープを接続したときの並列共振調回路の等価回路図

容量, 分圧用の容量, 可変容量及び抵抗, R_0 及び C_0 はオシロスコープの入力インピーダンスに含まれる抵抗成分及び容量成分である¹³⁾。 R_0 及び C_0 はそれぞれ $1\text{ M}\Omega$ 及び 27 pF で R_P は $9\text{ M}\Omega$ であるが, C_P は可変であり C_C は不明である。このため, プローブを装着したときのオシロスコープの入力インピーダンスを LCZ メーター (NF 回路ブロック: LCZ METER 2322) を用い測定周波数 10 kHz で測定した結果, 並列で換算して抵抗成分 $10\text{ M}\Omega$ 容量成分 15 pF であった。

測定された最低電圧のピーク—ピーク値は電源電圧 $4V_{PP}$ に対し 13.56 MHz で 50 mV_{PP} , 27.12 MHz で 15 mV_{PP} となった (ここで V_{PP} はピーク—ピーク値を表す)。測定されたオシロスコープの入力インピーダンスを考慮して図 3 のような等価回路を用いて考えると, $|Z_1|$ は 13.56 MHz で $62\text{ k}\Omega$, 27.12 MHz で $100\text{ k}\Omega$ となる。なお, この値から求められるコイルの Q 値は 13.56 MHz ($6.8\text{ }\mu\text{H}$) で 107, 27.12 MHz ($5.6\text{ }\mu\text{H}$) で 105 となり, 共振用コイルの Q 値として妥当な値である¹¹⁾。

シース中の誘電率が真空誘電率に等しいと考え, デバイ長を 0.5 mm と仮定すれば, 図 1 (a) の補助アンテナとして直径 1 mm 長さ 50 mm の導線を用いたとき, その周りに現れるシースの容量 (C_A) は 130 pF となる。共振回路及び図 1 (b) の C_C で表されたコンデンサーはチャンバー内部に位置することが望ましい¹⁴⁾。また, プラズマ中に挿入する異物は小さいほうが好ましく, 共振回路等はプラズマから絶縁する必要があり, プラズマから絶縁するための容器は共振回路に余分な浮遊容量を発生させにくい絶縁体を使用することが望ましい。これらのことから内径 5 mm 程度のガラス管内に設置することを考えて C_C として, 耐圧 250 V , 容量 100 pF の貫通コンデンサー (直径 4 mm , 厚さ 2.6 mm) を用いるとすると, 図 1 (b) の $|Z_P|$ は 13.56 MHz で $210\text{ }\Omega$, 27.12 MHz で $100\text{ }\Omega$ 程度となる。

非対称性の強い (陽極と陰極の面積差の大きな) 場合, 当研究室で使用している CCP のプラズマ空間電位の直流分は $20\text{ V} \sim 30\text{ V}$ 程度であることが分かっているので, 単純な仮定を用いると¹⁵⁾ プラズマ空間電位の交流分の振幅は最大 30 V 程度と考えられる。また, 正しい電子温度を測定するためには, プローブ—プラズマ間シース電圧の交流成分の振幅が電子温度の 3 分の 1 以下にする必要があることが Kushner¹⁶⁾ により報告されている。Ar ガスを用いた CCP 中で Godyak 等が測定した電子温度の最低値は 0.3 eV 程度である¹⁾ ことを考慮すると, プローブ端の周りに存在するシース (プローブシース) 電圧交流成分の振幅は 0.1 V 以下であればよいことが分かる。

周波数 13.56 MHz , 振幅 30 V の条件下今回作成した共振回路を用い, 図 1 (b) に示したようにプローブシースのインピーダンスを容量のみと仮定して計算すれば, プローブシースに現れる交流電圧の振幅は約 0.1 V 程度の値となるので, 上記の条件を満たす事が分かる。2 次高調波の振幅は基本波の振幅より小さいので¹⁷⁾ 共振回路によって影響を除去されていると考えられる。また, 3 次以上の高調波の振幅は基本波に比べ 100 分の 1 以下の大きさであるため無視できると考えられる。

6. プローブの構成及び測定例

図 4 に作成された自己補償型ラングミュアプローブの概略図を示す。 13.56 MHz 用共振回路を 3 個, 27.12 MHz 用共振回路を 1 個直列につないでガラス管内に挿入している。 13.56 MHz 用共振回路の個数が多い理由はトリマーの耐圧が 35 V とプラズマ空間電位に近い値であるため, 1 つの共

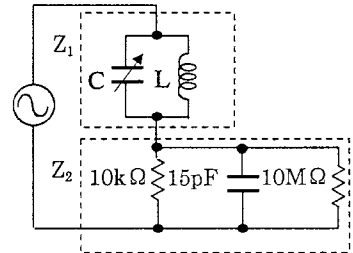


図 3 測定されたオシロスコープの入力インピーダンスを用いた測定系の等価回路図

振回路が受け持つ電圧を分散させ、電圧がかかることで生じるコンデンサーの容量変化を防ぐことにある¹⁸⁾。また、より高いインピーダンスを持たせることで測定結果の精度が向上することも期待される。

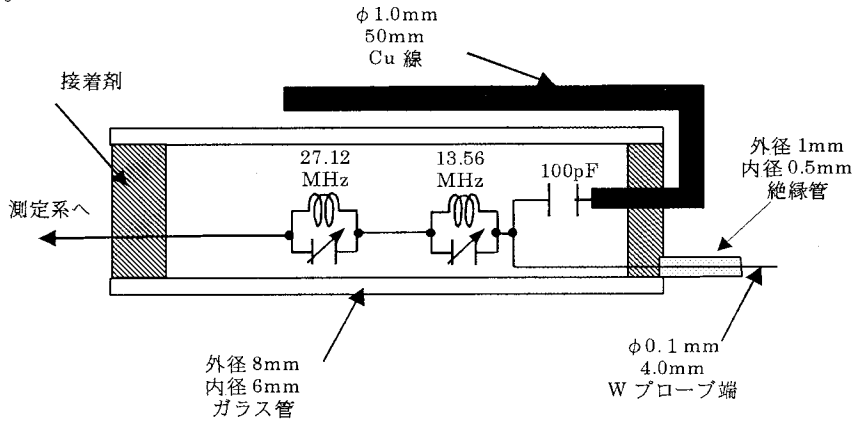


図4 作成した自己補償型ラングミュラプローブの概略図

真空容器内で計測を行うため、このガラス管の両端は接着剤でシールしてある。また、この接着剤で測定回路への導線を固定することで、プローブを移動させたときに生じる共振回路への物理的な振動によりトリマーが回転して共振周波数がずれることを防いでいる。ガラス管から電子の平均自由行程以上離れた場所を測定することが望ましいので¹⁾、直径0.4mmのエナメル線を外径1mm内径0.5mm長さ50mmの絶縁物チューブで覆いその先にプローブ端を取り付ける。また、この構成を採用することでプローブ端の交換が容易になっている。実際の測定ではガラス管を直線導入器に固定して用いる。

図5に測定例を示す。Arガス圧6.7pa (50mTorr)、Al陰極、陰極電圧ピークピーク値455Vの条件で励起したプラズマを陰極から1.5cm離れた場所で測定した。その他の条件はすでに示してある¹⁹⁾。電源の出力電力は7Wである。実線で示したものがプローブの電流—電圧特性で、点線はその2次微分曲線を示す。ドルベスティン法^{5), 8)}と、この2次微分曲線を用いてプラズマ中の電子エネルギー分布関数を求めると、電子密度 $5.79 \times 10^9 \text{ cm}^{-3}$ 、低エネルギー電子¹⁾

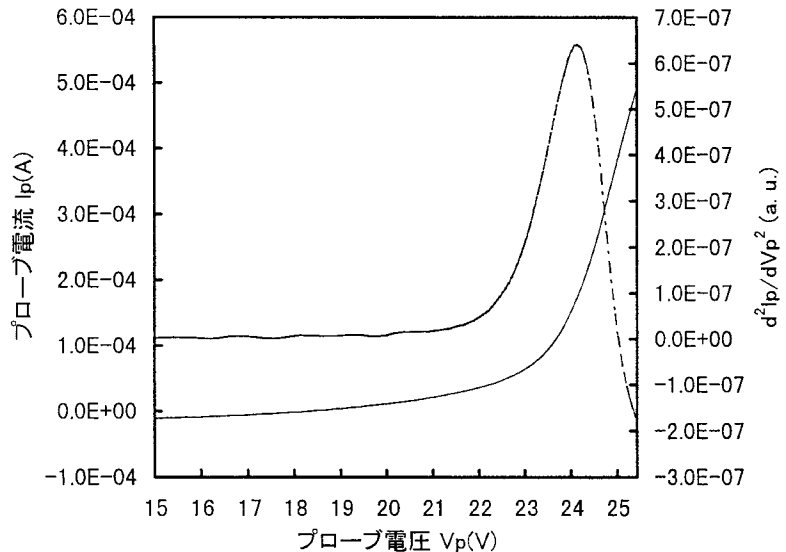


図5 Arガス圧力6.7pa (50mTorr)、陰極電圧450V_{PP}の条件下で測定されたプローブ電流—電圧特性とその二次微分曲線。陰極から1.5cm離れた場所で測定。

てプラズマ中の電子エネルギー分布関数を求めると、電子密度 $5.79 \times 10^9 \text{ cm}^{-3}$ 、低エネルギー電子¹⁾

の電子温度0.5eV程度と見積もることができる。以前行った実験⁴⁾と陰極の単位面積当たりの投入電力で比較すると電子密度が高く、電子温度は同程度となった。これは真空容器、陰極および整合器²⁰⁾の構造が違うために発生した差異だと考えられる。

7. まとめ

マイクロインダクター及びトリマーを用いたLC並列共振回路を組み込んだ、自己補償型ラングミュアプローブの作製法について詳述した。LC並列共振回路の調整はオシロスコープ及びファンクションジェネレーターを利用した測定系を用いて行い、求めたQ値は一般的な共振用マイクロインダクターの示す値と良い一致を示した。また、LC並列共振回路の持つインピーダンスがプラズマ空間電位の時間変動性分からの影響を除去するのに十分な大きさを示すことを明らかにした。

作製されたプローブを用いて測定した電流—電圧特性の2次微分曲線から0.5eVの低エネルギー電子群が観測されたことにより、このプローブ測定系は低圧アルゴンプラズマを解析する十分な精度を持つと考える。

8. 謝 辞

本研究の遂行にあたって本学電子工学科所属の松尾邦昭教授、佐伯哲二助教授に助言を頂いた。ここに感謝の意を表す。なお、この研究の経費の一部は平成11年度本学第二特別研究費より支弁されたものである。

参 考 文 献

- 1) V.A.Godyak, R.B.Piejak, and B.M.Alexandrovich: *Plasma Source Sci. Technol.*, 1, (1992)36.
- 2) V.A.Godyak and R.B.Piejak: *Pys. Rev. Lett.*, 65, (1990) 996.
- 3) P.A.Chatterton, J.A.Ress, W.L.Wu and K.Al-Assadi: *Vacuum*, 42, (1991) 489.
- 4) T.Kubo, H.Kawata and K.Murata: *Jpn. J.Appl. Phys.*, 36, (1997) 4601.
- 5) Edited by Richard H.Huddleston and Stanley L.Leonard: *Plasma Diagnostic Technique*, Academic Press, New York (1965).
- 6) Edited by W.Lochte-Holtgreven: *Plasma Diagnostics*, AIP Press, New York (1995).
- 7) Edited by Orlando Auciello and Daniel L.Flamm: *Plasma Diagnostic volume1*, Academic Press, New York (1989).
- 8) 提井信力著：プラズマ基礎工学 増補版, 内田老鶴圃, (1995年)
- 9) T.E.Sheridan: *Phys. Plasmas*, 7, (2000) 3084.
- 10) E.F.Jaeger, L.A.Berry and D.B.Batchelor: *J.Appl. Phys.*, 69, (1991) 6981.
- 11) 稲葉保著：波形で学ぶ電子部品の特性と実力, CQ出版, (1997年)
- 12) 山村英穂著：トロイダル・コア活用百科, CQ出版, (1983年)
- 13) 大浦宣徳, 関根松夫共著：電気・電子計測, 昭晃堂, (1992年)
- 14) Takashi Kubo, Hiroaki Kawata and Kenji Murata: *Rev. Sci. Instrum.*, 69, (1998) 2681.
- 15) Brian Chapman: *Glow Discharge Processes*, Wiley, New York (1980).
- 16) Kushner: *J.Appl. Phys.*, 53, (1982) 2939.

- 17) V.A.Godyak and R.B.Piejak: *J.Appl. Phys.* 68, (1990) 3157.
- 18) 喜田村善一著：電子・通信部品，コロナ社（1984）
- 19) 久保隆，田中誠：真空，43, (2000) 314
- 20) H.Kawata, T.Kubo, M.Yasuda and K.Murata: *J.Electrochem. Soc.*, 145, (1998) 1701.