

マグネトロン連続発振用出力電力安定化装置の試作

青 木 彪 北 村 光 芳* 加 藤 静 一

A Trial of Constructing Power Control System for Magnetron Continuous Wave Generator

Takeshi AOKI, Mitsuyoshi KITAMURA and Seiichi KATO

A current control system is devised for stabilizing continuous microwave power generated by a magnetron. The magnetron produced originally for use in microwave oven is adopted and its anode current is stabilized by parallel connected triodes in series with it and high voltage source. The system is designed basically by negative feedback theory. Microwave power can be controlled in the range from 0.1 W to about 700 W. The output power of about 600 W can be stabilized within the accuracy of 1 W against the change of $\pm 2\text{V}$ in AC 100 V input. Center frequency of the generator changes by about 20 MHz and spurious signal appears when the output is decreased. But this is not serious for using this system in plasma chemistry.

1. はじめに

マイクロ波によるグロー放電は電子温度やプラズマ密度が高いこと¹⁾、周波数が電子の衝突周波数より高い低圧力の気体では外部磁界により電子サイクロトロン共鳴 (ECR) を容易に生ずることなどの特徴がある。従ってマイクロ波グロー放電は単なるプラズマの実験ばかりでなく、プラズマによる CVD、酸化、エッチングなどの半導体プロセスをはじめとするプラズマ化学に応用されつつある。通常マイクロ波源として、高効率で出力の大きいマグネトロンがよく使用されるが、陽極電源として単に商用交流電圧を昇圧して整流だけしたものかそれに平滑回路を付加したものが多^い。マグネトロンの電圧-電流特性は定電圧形で

あってマイクロ波出力電力は陽極電流にほぼ比例する。ゆえに陽極電圧をわずかに変化しただけでも陽極電流は著しく変化し、出力の変動が大きい。高圧用コンデンサの容量の大きいものは高価であり容積も大きくなり、かつそれに蓄積される電気エネルギーも大きく安全性に注意しなければならない。一方不完全な平滑回路では出力のリップルをおさえることが難しい。上述の半導体プロセスなどでマイクロ波プラズマが扱い難いとされている原因はこのマイクロ波源の不安定さにも一因があるようである。我々は ECR プラズマによるアモルファス・シリコンの高速成膜装置のためにマイクロ波電力を 0.1 W から 700 W まで可変でき^{2~4)}、しかもリップルのないマグネトロン用安定化電源を試作したが、4 年近くほとんど毎日すなわち通算約 500 時間の使用に耐えているのでここに報告する。

電子工学科、*シャープ (株) SHARP Co.
昭和 62 年 10 月 3 日受理

2. 原 理

マグネトロンの I - V 特性は前述のように定電圧形であって、図1に測定結果を示す。測定したマグネトロンは 2M172 (東芝) であって、発振周波数 2.455 ± 0.01 GHz, ヒータ電圧 3.15 V, 同電流 13.5 A, 陽極電流 300 mA に対して出力電力 840 W (整合負荷) となっている⁵⁾。図1の点線はメーカー側の I - V 特性であるが、全波整流波で測定されているので我々のデータと差が生じている。

図2は3極管と高圧源をマグネトロンに直列接続して陽極電流 I_P を制御する電流安定化回路の原理図である⁶⁾。電子管を制御用に用いているのはマグネトロンの陽極電圧 V_m が図1より 3.6 kV と高圧であるので安全性を考えたためである。マイクロ波出力電力は 50 W 以上では明らかに I_P に比例しているので⁵⁾、フィードバックによって I_P を可変かつ安定化できる。制御理論によれば I_P

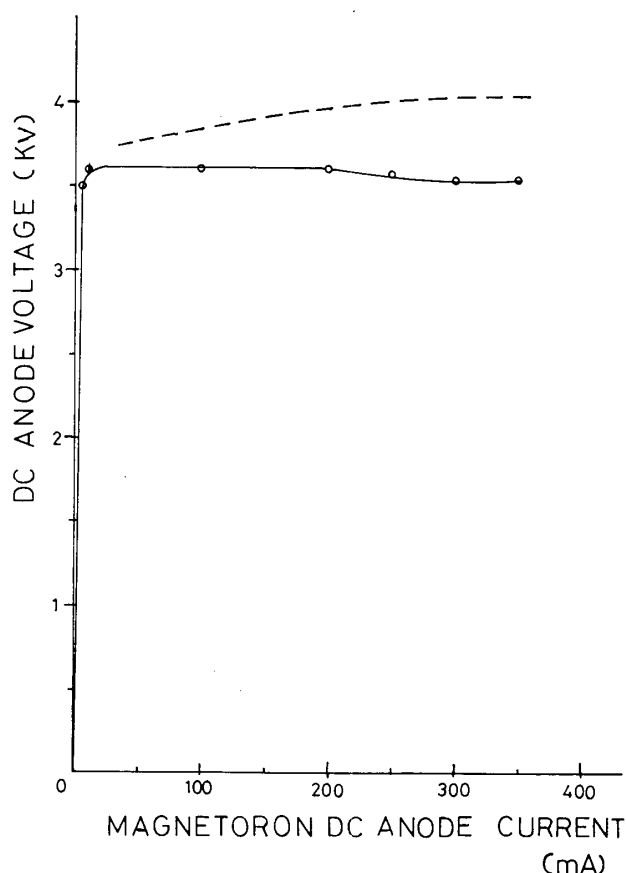


図1 マグネトロン 2M172 の電流-電圧特性 点線は東芝のデータ⁵⁾

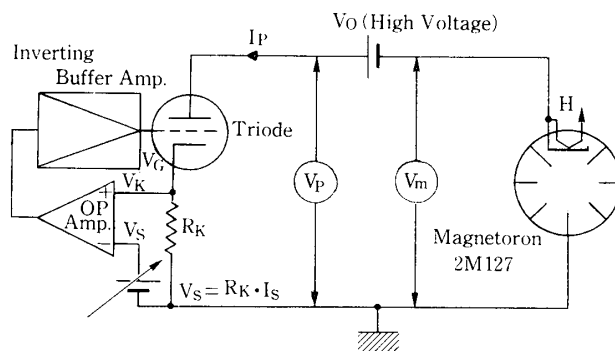


図2 マグネトロン連続発振出力安定化装置の原理図

が制御量であり、3 極管は制御部に当たる。電流検出部であるカソード抵抗 R_K の端子間電圧 $V_K = R_K \cdot I_P$ を差動増幅器を通して3 極管のグリッド電圧 V_G にネガティブ・フィードバック (NF) する。目標値 (電流 I_S) に対応する設定値は $V_S = R_K \cdot I_S$ である。いま $I_P > I_S$ であったとしよう。 $V_K > V_S$ となるから OP アンプは正の電圧を出力し、さらに反転形バッファ増幅器は負の電圧を出力する。従って V_G はより大きく負になり、 I_P は減少する。すなわち I_P に NF がかけられ、安定化が達成される。OP アンプ回路とバッファ増幅器の直流増幅度によってシステムの開ループ伝達関数の直流値すなわちゲイン定数 K を調整する。このとき I_P は

$$I_P = K I_S / (1 + K)$$

で与えられる。以上原理的には普通の定電流回路とさして変りないが、大きな I_P を流すときは V_G が正になりグリッド電流が流れる。従ってバッファ増幅器が正電圧を出力するときは負荷インピーダンスが低くなるので十分な電流を出力できなければならない。また高圧源は 4 kV, 350 mA の容量を持つので安全性に十分注意を払わなければならない。

3. 設 計

図2の制御管として受信用真空管 6GB8 を3 極接続し、かつ8本並列接続して用いる。6GB8 は最大陽極電圧 800 V, 最大陰極電流 200 mA と大きく、かつ相互コンダクタンス g_m も大きいので我々の目的に合致している⁷⁾。3 極接続で陽極電圧 $V_P = 300$ V, グリッド電圧 $V_G = -25$ V にす

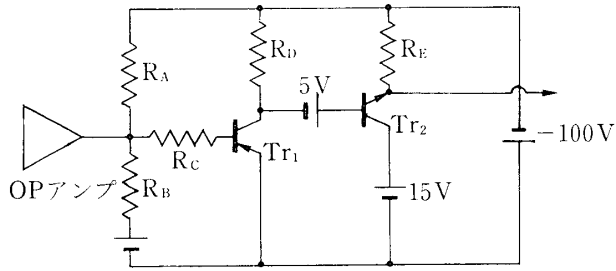


図3 反転形バッファ増幅器の基本回路図

ると陽極電流 I_P は我々の実測値で 2 mA であり、メーカー側のデータのほぼ 0 mA に近い⁷⁾。従ってバッファ増幅器の出力電圧を -95 V から $+5\text{ V}$ まで振らせば I_P を数 mA から 350 mA まで変えることが可能である。

反転形バッファ増幅器の基本回路を図3に示す。 V_G を $+5\text{ V}$ 程度にできるようにトランジスタ Tr_1 (2SB859) のコレクタと次段のトランジスタ Tr_2 (2SC2335) との間に $+5\text{ V}$ の電圧源を加えている。さらにグリッド電流が流れても V_G が 5 V 程度になるように Tr_2 はエミッタ・フォロワにして電流を稼いでいる。 Tr_1 のコレクタ負荷 R_D はコレクタ飽和電流を 10 mA とすれば、コレクタ・バイアスが -100 V であるから

$$R_D = 100 / 10 \times 10^{-3} = 10\text{ k}\Omega$$

となる。つぎに OP アンプの出力が 0 のとき R_A を流れる電流を 1 mA とすれば、 R_A は $100\text{ k}\Omega$ になり、実際は $91\text{ k}\Omega$ を採用している。抵抗 R_B については R_A との接続点が 0 バイアスであるから

$$100 R_B / (R_A + R_B) = 15\text{ V}$$

より $R_B \approx 16\text{ k}\Omega$ になる。OP アンプの出力電流が 20 mA を越えないようにするには、OP アンプの出力飽和電圧を 12 V とすれば、

$$12 / R_C < 20 \times 10^{-3}\text{ A}$$

より $R_C = 1.2\text{ k}\Omega$ を用いる。

実際の回路は図4に示すもので各電源回路は省略してある。 4 kV 高圧源は高圧用シリコン (1 A) 整流器によるブリッジ整流回路に 7 H のチョーク・コイルと $19\text{ }\mu\text{F}$ のコンデンサで平滑している。電源投入時に V_p を 800 V 以上にしないように、電源トランスの1次側にスライダックを入れ、徐々に高圧をかけている。マグネトロンの陰極電圧 V_m と $6\text{ GB}8$ の陽極電圧 V_P は2つの電圧計により監視する。マグネトロンのヒータは出力電力の安定化のため直流安定化しているが傍熱形のため直流化は不要かもしれない。むしろヒータは負の高電位で大電流 (13.5 A) を必要とするので、コネクタやヒータトランスの定格に注意を

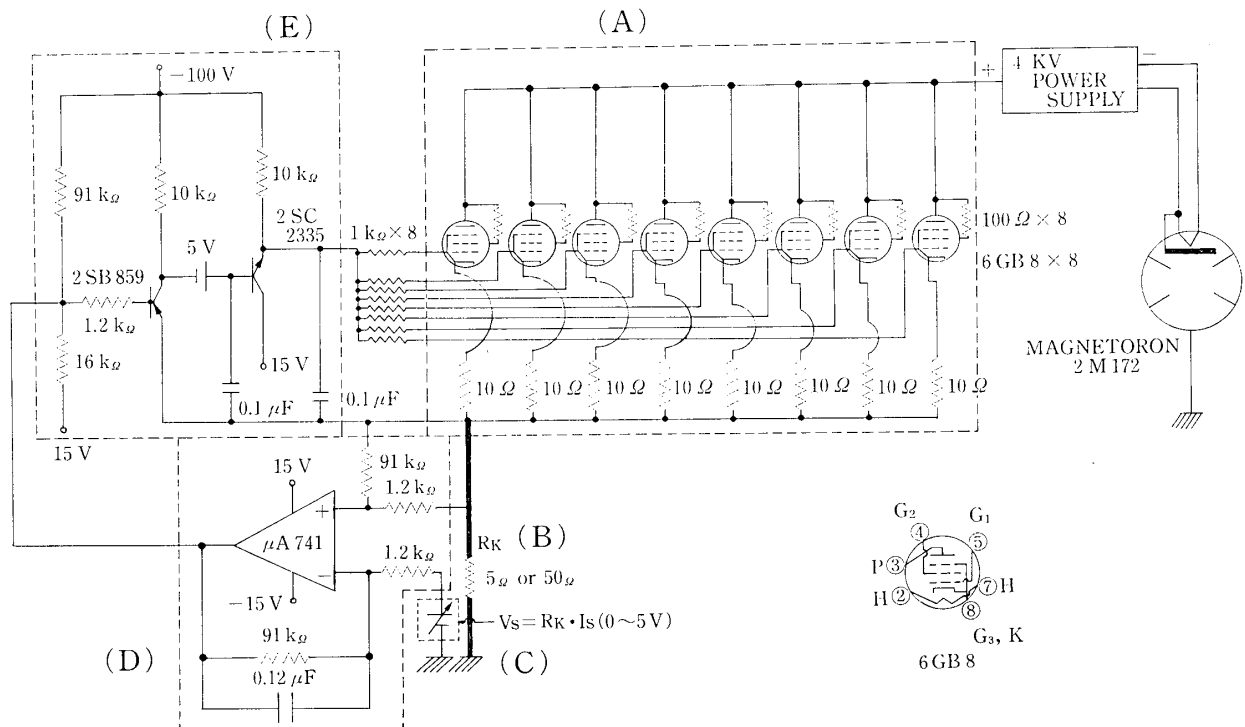


図4 本装置の回路図 (高圧回路、バイアス電源回路などは省略している)

要する。制御部 (A) で 3 極接続の 6GB8 の各々にカソード抵抗 $10\ \Omega$ 、グリッド抵抗 $1\ \text{k}\Omega$ 、スクリーン・グッドと陽極間に $100\ \Omega$ が入っているのは、各陽極電流にアンバランスが生じないようにするためである。検出部 (B) の抵抗 R_K は精度の高い金属皮膜抵抗を用いている。 I_P はこの抵抗の端子間電圧 V_K をデジタル・パネルメータで測定する。なお検出部の太線の部分はもし断線すると全ての 6GB8 のグリッドと陰極が高電位になってしまい、 Tr_2 のエミッタをはじめ高電圧に弱い半導体回路に高圧源のエネルギーが放電され危険である。従ってこの部分に I_P 測定用として可動コイル形電流計などをむやみに入れないよう注意すべきである。

設定部 (C) は定電圧ダイオード RD 5 A に安定化電流 ($10\ \text{mA}$) を流して得られる定電圧 $5\ \text{V}$ をポテンショ・メータで分圧して V_S を得ている。差動増幅部 (D) は標準的な OP アンプ $\mu A 741$ を使用して 76 倍のゲインを得ている。反転形バッファ増幅器 (E) は前述のとおりで、発振防止用の $0.1\ \mu\text{F}$ のコンデンサを用いて開ループ伝達関数の周波数特性の高域でのゲインをおとしている。図 4 のシステムのゲイン定数 K は

$$K = 8\ \text{A} \cdot R_K \cdot h_{FE} \cdot R_D \cdot g_m / R_C$$

で与えられる。係数 8 は 6GB8 を 8 本並列接続していることによる。 A は OP アンプ回路の増幅度 76, h_{FE} は Tr_1 (2SB859) 電流増幅率で約 100, 3 極接続 6GB8 の相互コンダクタンス g_m は、 $V_P = 200\ \text{V}$ で実測値 $16\ \text{mS}$ 、メーカ測定値より $22\ \text{mS}$ である。 $R_K = 5$ ないし $50\ \Omega$, $R_D = 10\ \text{k}\Omega$, $R_C = 1.2\ \text{k}\Omega$ を代入すると

$$K = 4.0 \times 10^4 \sim 5.5 \times 10^5$$

となる。フィードバック理論より I_P にその 100% の外乱が生じて I_P は $1/K$, すなわち I_P は 2×10^{-6} から 2.5×10^{-5} の安定度をもつことになる。交流電源からのリップルについては、増幅部の時定数が $10\ \text{ms}$ 程度であるので直流の場合と同程度の安定度があると思われる。

4. 結果と検討

図 5 は制御回路だけの V - I 特性を示す。電流

目標値 $I_S = 350\ \text{mA}$ に対して $V_P = 40\ \text{V}$ 以上で定電流特性が得られる。また $I_S = 100\ \text{mA}$ では $V_P = 10\ \text{V}$ から I_P の安定化が達成される。電流安定化率 dI_P/dV_P は $I_P = 350\ \text{mA}$ で $2 \times 10^{-3}\ \text{mA/V}$, $I_P = 10\ \text{mA}$ では $8 \times 10^{-5}\ \text{mA/V}$ となる。3 極接続 6GB8 の V_P - I_P 特性より $1\ \text{V}$ の V_P の変化に対

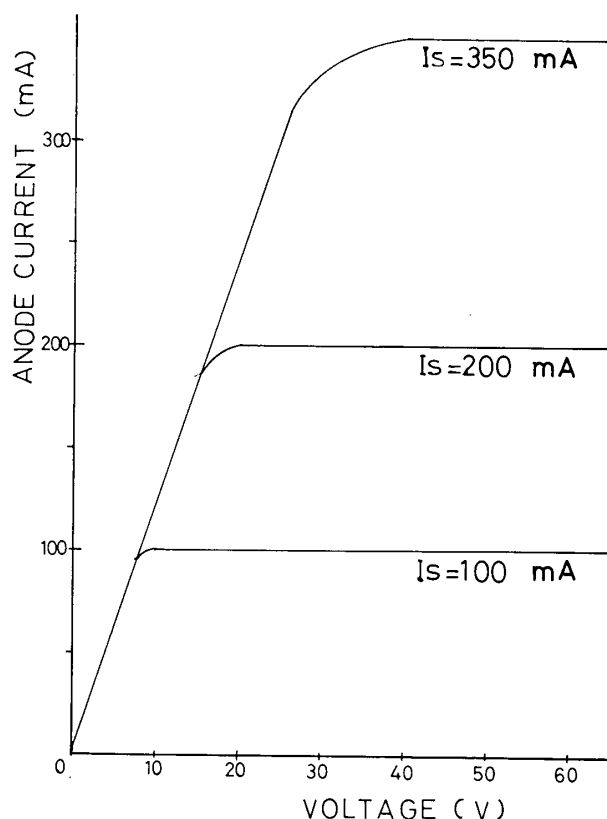
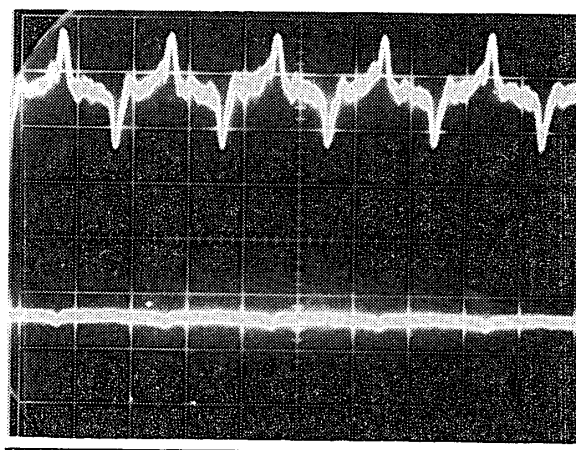


図 5 制御部のみの電圧-電流特性



μ -WAVE ZERO LEVEL

図 6 上; 制御部の電圧 U_P のリップル波形 (縦軸 $10\ \text{V/div}$, 横軸 $10\ \text{ms/div}$), 下; マイクロ波出力波形 (下の横線がゼロレベル, 縦軸は任意目盛) $I_P = 6.5\ \text{mA}$, $V_P(\text{DC}) = 200\ \text{V}$ でマイクロ波出力電力は $1.5\ \text{W}$ である。

して I_P は約 1 mA (8 本で約 8 mA) 変化するので I_P の安定度は 1×10^{-5} から 2.5×10^{-4} となって前節の推定値より約 1 桁大きい⁷⁾。実際に高圧源とマグネトロンを直列にして稼働させたときは $I_S = 350$ mA の設定値に対して $V_P = 100$ V 以上から定電流化する。これは高圧源にリップルが含まれているためと思われる。従って本装置を実際に使用するときには $V_P = 200$ V 程度で動作させている。図 6 は $I_P = 6.5$ mA のとき V_P のリップルとマイクロ波出力 (1.5 W) の波形である。2 M 172 の定格出力の約 500 分の 1 以下のマイクロ波出力でもほとんどリップルが見られず、制御回路が有効に動作していることがわかる。

マイクロ波電力はカロリー・メータ (水負荷式電力計) 及びボロメータ式電力計 (YHP 431 C) と方向性結合器の 2 通りで測定した。カロリー・メータは自作のもので図 7 のように導波管の長さ

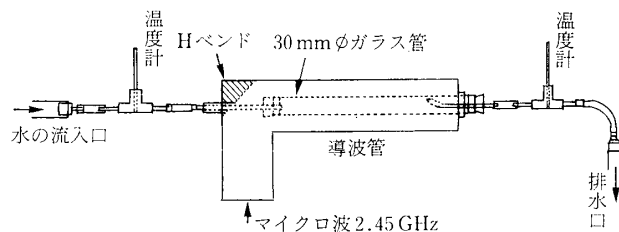


図 7 カロリー・メータの構造

方向に直径 30 mm 長さ 600 mm のガラス管を挿入し、マグネット・ポンプを使用して一定流量 Q cc/s の水を流し、水の温度上昇 ΔT °C よりマイクロ波電力

$$P = 4.2 Q \cdot C_P \cdot \Delta T \text{ W}$$

を求める⁸⁾。 C_P は水の比熱 ($\text{g} \cdot \text{cal}/^\circ\text{C}$) である。図 8 は I_P に対するマイクロ波電力を両方法で測定したものであるがいずれもメーカーのデータより多少低くなっている。ボロメータによる測定ではアイソレータ、方向性結合器及びセンサーまで同軸ケーブル系に反射や損失があって 0.8 dB ほど公称値より低いことが説明できる。カロリー・メータの場合はさらに立体回路に H ベンドが含まれ、反射が 0.16 あることや水温の測定で 1 °C の誤差があれば $Q \approx 14$ cc/s より約 60 W の電力測定誤差になることなどの理由により 1.6 dB 程度

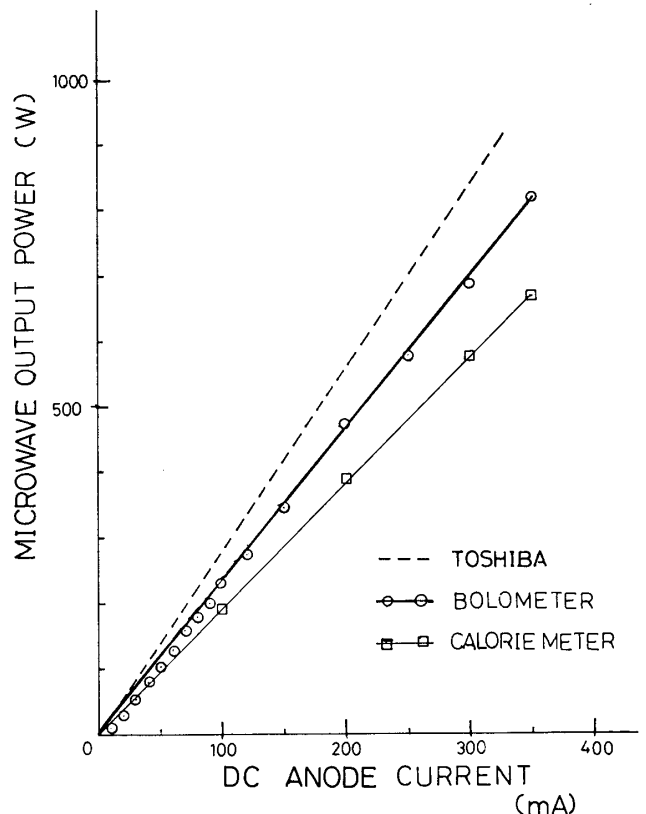


図 8 陽極電流 I_P に対する連続マイクロ波出力電力。点線は東芝のデータ⁵⁾

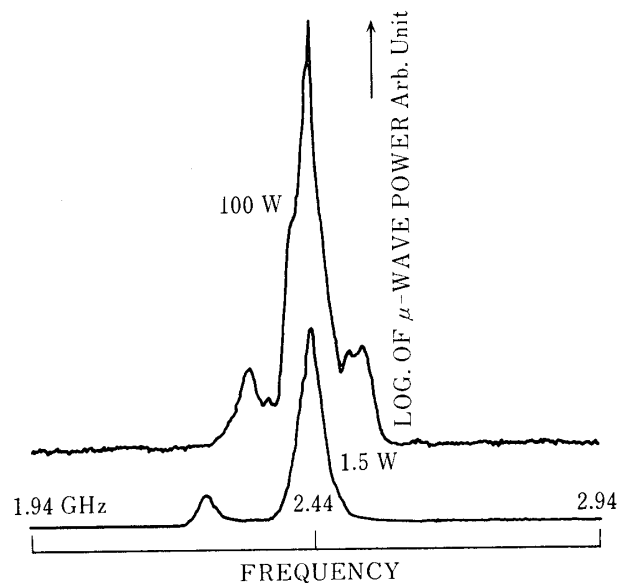


図 9 マイクロ出力の周波数スペクトラム、横軸は周波数、縦軸は出力電力の対数 (任意目盛)

の差はやむを得ない。またメーカーの測定は全波整流波で行なっているのも一因であろう。交流電源電圧 100 V において ± 2 V 変動させたとき、 $I_P = 240$ mA マイクロ波出力 576 W の変動は 1 W 以下でボロメータ電力計でも検出できなかった。

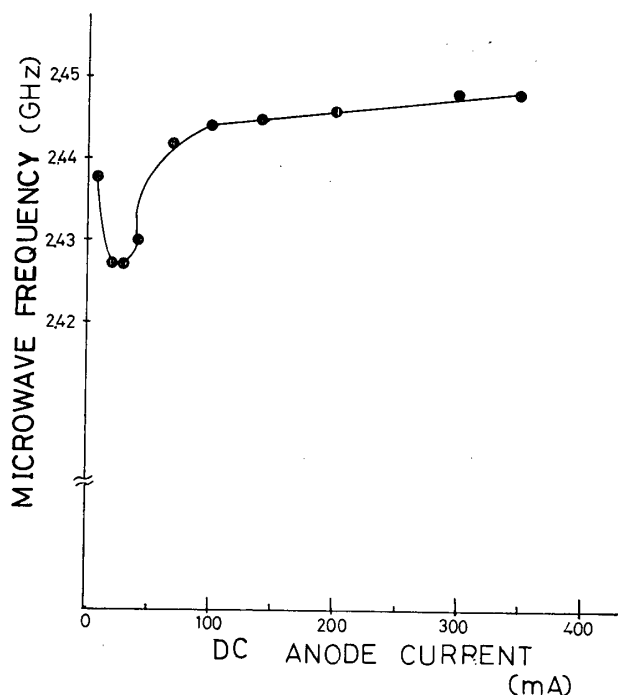


図 10 陽極電流 I_P に対するマグネトロンの発振中心周波数

図 9 はマイクロ波出力の周波数スペクトラムであり、出力 1.5 W で半値幅約 40 MHz、100 W で 60 MHz である。また出力が小さくなるほどスプリアスが大きくなり、1.5 W の出力では約 200 MHz 離れたところはかなり大きいスプリアスが見られる。図 10 は I_P に対して発振中心周波数をプロットしたものであるが I_P を上げて行くと出力が 60 W 附近で周波数が一たん下りまた上昇する傾向がある。しかしこの程度の周波数スペクトラムや 20 MHz 程度の発振周波数の差異はプラズマ化学などにはほとんど影響なく、ECR 条件についても磁場の精度、均一性の影響の方が大きいことを考えれば問題ないと思われる。

5. おわりに

マグネトロンを連続発振させ出力電力を 0.1 W から 700 W 程度まで 4 桁のレンジを可変できる安定化装置の試作について述べた。システムのゲイン定数を大きくとることによって AC 100 V の電源電圧変動 ± 2 V に対して約 600 W の出力で 1 W 以下の変動であった。本装置はアモルファス・シリコンの高速成膜 ECR-PCVD 反応炉用マイクロ波源として再現性のよいデータの得るのに役立っている。本装置の欠点は電源投入時の操作性にあり、誰れでも使用できるように商品化するには多少の制御機構をさらに加え改良する必要があるが、実験用としては本論文のままで十分役立つと思う。本論文を作成するに当たってカロリー・メータによる測定に協力してくれた本学電子工学科卒業生 安田佳之氏(現在富士ゼロックス(株))及びポリフッ化ビニリデン系樹脂フィルムを用いた小形高圧コンデンサー (4 kV, 10 μ F) の新製品を提供して下さった呉羽化学工業(株)に感謝します。

参考文献

- 1) C.M.Ferreira and J.Loureiro; J. Phys. D.: Appl. Phys. **17** (1984) 1175-1188.
- 2) 加藤静一他; 東京工芸大学工学部紀要, Vol.7, No.1 (1984) 78-87.
- 3) 青木彪他; 同上誌, Vol.8, No.1 (1985) 106-112.
- 4) S.KATO and T.AOKI; Journal of Non-Cryst. Solids **77 & 78** (1985) 813-816.
- 5) TOSHIBA TECHNICAL DATA No. EM-T 100 A (1980).
- 6) 西巻正郎; “マイクロ波真空管とその回路” オーム社 (1966) p.197.
- 7) 東芝技術資料
- 8) 山本博; “高周波測定” 電子通信学会大学講座 **12** コロナ社 (1975) 76-77.