

自己補償型ラングミュアプローブ測定系に おけるノイズ低減の試み

久 保 隆

(平成19年9月20日受理)

An Approach for Reducing the Noise from the Self-Compensated Langmuir Probe System

Takashi KUBO

(Received September 20, 2007)

Although the method of inserting electrodes probes in a plasma is effective to determine electron temperature, electron density and plasma potential, many problems have been appeared in the real measurements of the physical properties of plasma for using ordinary electrical probes. One of these difficulties is the noise which is contained in the signals through the probe. This paper proposes a new method of the noise suppression. The isolation between circuits for measurements and power lines in high frequency regions, reduces the peak to peak value of noise currents significantly, namely below $10 \mu A$.

Keyword : RF, Plasma, Probe, Circuit, Noise

プラズマ中に電極を挿入して測定を行う手法は、電子温度、電子密度そしてプラズマポテンシャルの値を決定するのに効果的であるが、一般的な静電プローブを用いたとしても、プラズマの物理的特性を実際に測定する際には多くの問題が持ち上がってくる。これらの問題の一つにプローブからの信号に含まれるノイズの存在がある。本論文は、このノイズを抑制する新規の手法を提案している。高周波領域において測定回路と電力線間を絶縁することで、ノイズ電流のピークピーク値を $10 \mu A$ と大幅に抑制した。

1. はじめに

13.56MHz, 27.12MHz 等の工業用周波数の電源で励起されたプラズマは、LSI プロセス等の表面加工技術に広く用いられている。このプラズマの状態を観測または制御するために用いられるパラメータとして、電源電力や発光スペクトル、装置の電極間電圧や電流およびこの両者から求めることのできるインピーダンス、そして電子密度や温度がある。

プローブ測定法は金属端子をプラズマに直接挿入する必要があるために、プローブ表面の汚染による測定誤差の発生や、プローブ自体がプラズマを汚染するなどの欠点があり、加工機の測定に適用することが難しい場合がある。しかし、プラズマの様々なパラメータを同時に測定可能で安価に構成できるという利点がある。今回はこのプローブ測定の回路設計に着目し、プローブ測定系を構成する一手段について考察する。

2. 理 論

2.1 ラングミュアプローブ

ラングミュアプローブ法は直流放電の陽光柱部の測定に用いられてきたもので、理論はあくまでプローブの電位とプラズマ電位の差が時間に抛らず一定として求める。ところがプラズマを発生させるための電源に交流電源を用いると、プラズマ電位は時間とともに変動してしまう。さらにプラズマを発生させる装置からの電場や磁場により、プローブの電位を制御する電源の電位が変動してしまう場合もある。

プラズマ電位の変動への対処は、一般的にプラズマ電位を検出してプローブ電位にこれを加えた値を印加する手段が用いられることが多く、特に高周波プラズマ測定では自己補償型ラングミュアプローブを利用する例が多い¹⁾。ノイズによるプローブ電源電位の時間変動への対処については後に一例を示す。

2.2 プローブ電位の制御

現実のプローブ測定では、希ガスをを用いたプラズマの場合であってもプローブ表面が汚染される。この表面の汚染に起因する誤差の発生を避けるために、プローブ端を加熱しながら測定を行う、もしくは汚染による誤差が所望の信号と比較して十分小さい時間で測定を終了してしまう等の手段が採用される。

後者の手法を選択した場合、より短い時間で測定を完了することが理想である。しかし短時間で測定を終了しようとするれば、単位時間あたりのプローブ電位の変化量が大きくなることで新たな問題を生み出す。例えば、電位の変化により装置の寄生容量に流れる変位電流が大きくなり、所望の信号と区別出来なくなる。また、プローブ電源の電流容量を超過してしまえば、プローブ電位は設計した値から大きく外れたものとなる。イオンが追従できる限度を超えてプローブ電位が急激に変化すると、プローブ前面の直流的なシースの取り扱いができなくなる。

当研究室の実験では、電子密度 $3 \times 10^9 \text{cm}^{-3}$ 、電子温度 1eV 程度の容量結合型 Ar プラズマでは 5ms 程度までプローブ電流は変化しないが²⁾、5ms 以降ではプローブ表面の汚染が原因と推察される電流の減少が観測されている。また、電子密度の高いプラズマほど電流がより短時間で減少する傾向がある。よって、測定時間は数 ms 程度とする場合が多い。また、データの取得は 1ms 以上の時間分解能を持つオシロスコープなどの波形観測装置を利用することになる。

2.3 プローブ電流計測

プローブがプラズマから採取する電流はプラズマを乱さない程度に制限する必要がある。正イオンと電子から構成されるプラズマの場合、単純に考えるとプローブに流れる電流がプラズマから単位時間に流れ出す電荷量より十分小さければ良い。当研究室の容量結合型放電装置の場合、内径 20 cm のチャンバーに電極間隔 4 cm で直径 10 cm および 16 cm の円板型電極を配置しているが、この装置で行った測定結果より求めたプラズマ部の表面積とボーム条件を用いて計算した正イオンの単位時間当たりの損失は、電子密度 $3 \times 10^9 \text{ cm}^{-3}$ 、電子温度 1 eV 程度のプラズマで 10 mA 相当となった。なお、電子密度および電子温度が一定であれば、プラズマ部の表面積が広くなれば単位時間当たりのイオンの損失は増大するために、プローブに流すことのできる電流は大きくなる。

一般に直流電流を測定する場合、電流の流れる経路に抵抗を配置して抵抗の電圧を測定する。この電流検出用の抵抗に発生する電圧 V_I が大きくなると、プローブと基準電位間の電位差 V_P がプローブ電源の電圧 V と

$$V_P = V - V_I \quad (2.1)$$

の関係を持つため、プローブ電源電圧を測定データとして採用している場合、回路的または計算により補正する必要が出てくる。減速電界領域³⁾におけるプローブの電流特性の式はプローブ電位 V_P 、プラズマ空間電位 V_S 、における電子電流を I_S 、電荷素量を e 、 k をボルツマン定数、 T を絶対温度とすれば、

$$I(V_P) = I_S \exp\left(\frac{e(V_P - V_S)}{kT}\right) \quad (2.2)$$

となる。分解能が 1 mV 程度の波形観測装置を用いる場合、プローブ電流 1 mA に対し V_I を 1 V とすれば系統誤差は 0.1% とすることができるが、電流検出用に 1 k Ω の抵抗を必要とする。このような場合、例えば電子温度が 3 eV のプラズマの I_S を測定するためにプローブ電源電圧 V を V_S に等しく保ち 1 mA の電流を測定したとすると、 V_P は V_S より 1 V 低い電位となっているので、1 mA という測定値は I_S の 72% 程度の値でしかない。よって、データの取得および解析を容易なものとするためにはこの抵抗値は小さいことが望ましく、1 mA に対し 1 Ω の抵抗を用いて 1 mV の電圧を発生させ、これを増幅する等増幅器の出力を波形観測装置に入力するといった手段をとることが多い。

2.4 誤差の発生

市販の測定器の系統誤差を除くと、プローブ測定データに含まれる誤差はノイズによるものと、自作回路の系統誤差との合計となる。増幅器が応答不可能な周波数を持つ入力が存在すると、出力に無視できない大きさの誤差が発生することがある。プラズマ用の電源の周波数 13.56 MHz は微小信号計測に用いる系統誤差の小さな増幅器の帯域を上回ることが多く、電流測定および電圧測定部にこのような増幅器を使用する場合、入力部にローパスフィルタを構成する必要が出てくる。

また、プラズマ用電源、整合器、波形観測装置、プローブ電源等を商用電源で駆動する場合、商用電源の配線と各機器の電源ケーブル、そして各機器の接続により様々な電流経路が発生する。例えば、1 Ω の抵抗を含む電流ループに単一周波数の交流磁場により 1 μ W の電力が生じているとすれば、電力 P 、電流 I 、抵抗 R に対して

$$P = I^2 R \quad (2.3)$$

の関係より、実効値 1 mA の電流が流れることになるが、この値とプローブに流れる電流が同程度の大きさとなる場合がある。

解決の手段としては問題となる電流経路に囲まれた面の面積を小さくすること、また大きな電力を必要としない装置は電源として電池を採用し、電流経路の数を減少させて対処を容易なものとする等がある。

3. 実験

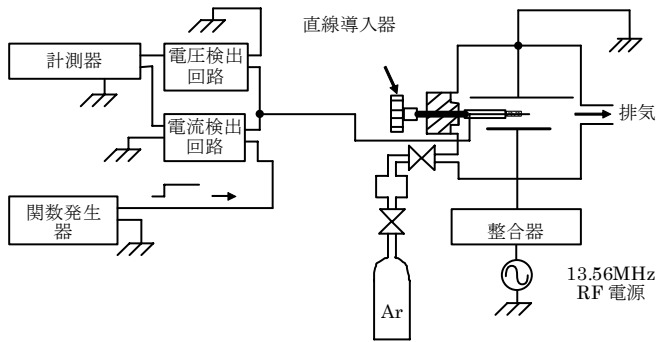


図1 測定系の概略図：電極間隔は 40mm、上部電極の直径は 160mm で表面には Ti 円板を固定。下部電極は水冷しており直径は 100mm で表面に Al 円板を固定

今回はプローブ電位を一定に保ちながら、プローブ表面に流れる電流の時間変化を計測するための測定系を構成する。測定系の概略図を図1に示す。プローブ端を1時間程度 -80V の電位に設定してイオンスパッタによる表面洗浄を行った後、 1ms 所望の電位へと変化させ、プローブに流れる電流を観察する。測定対象の Ar プラズマはチャンバー中心軸付近、上部電極から下方 15mm の位置において電子密度 $3.6 \times 10^9 \text{cm}^{-3}$ 、電子温度 1eV 程度、Ar ガス圧力は 12Pa 、投入電力は 5W である。

2.3節で述べた制限から電子飽和電流は $500\mu\text{A}$ 以下とする。これに伴い電流検出用抵抗の値を 10Ω とした。以上のことより抵抗の電圧により生じる電源電圧とプローブ電圧間の差は 5mV となるので、電子温度を 1eV とおけば、電源電圧をプローブ電圧と見なした場合、測定された電流が含む百分率誤差は(2.2)式より電子飽和電流測定時で -0.5% 程度となる。

3.1 ローパスフィルタ設計

今回は設計および作製の容易さから抵抗とコンデンサを用いたフィルタを採用した。本研究では、ステップ状の電圧の変化が終了した直後から正確な電流値を測定できることを目標としている。よって電流検出用回路の増幅器入力部に設置するローパスフィルタの時定数は $0.1\mu\text{s}$ 程度と決定した。このローパスフィルタにステップ状の電圧を入力した場合、このフィルタの出力が入力電圧の99%まで上昇するために必要時間は $0.46\mu\text{s}$ である。

コンデンサを直列に接続したプローブによる計測⁴⁾を行った結果、今回用いるプラズマの電位は振幅が 20V 程度であった。自己補償型ラングミュアプローブ中の直列に接続された3つのLC並

列共振回路¹⁾を通じて流れる周波数 13.56MHz の電流の振幅は、共振回路を 60kΩ の抵抗と近似して計算すれば 110μA 程度となり、プローブ電流 300μA と比較して無視できない値である。またフィルタを接続した場合、フィルタ出力に現れる電圧の高周波成分の振幅は計算上 90μV であり、実験を行うとフィルタの後段に接続する増幅器の出力を不安定にした。

以上のことから、図2のように RC ローパスフィルタを3段用いた。このフィルタを用いるとフィルタ出力に現れる 13.56MHz 成分の電圧振幅は計算上入力 20V に対し 1.3μV となる。

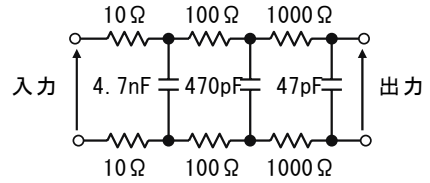


図2 ローパスフィルタ回路図
：金属皮膜抵抗とセラミックコンデンサを用いて構成した受動フィルタ。

3.2 増幅部設計

図3に増幅部の回路図を示す C₁ は 10μF の電解コンデンサ、C₂ は 0.1μF のセラミックコンデンサである。初段には計装アンプの名称で販売されている AD622 を採用した。スルーレート⁵⁾が 1.2V/μs であるために、増幅率は100倍程度とし、5mV の入力に対して 500mV 出力とした。

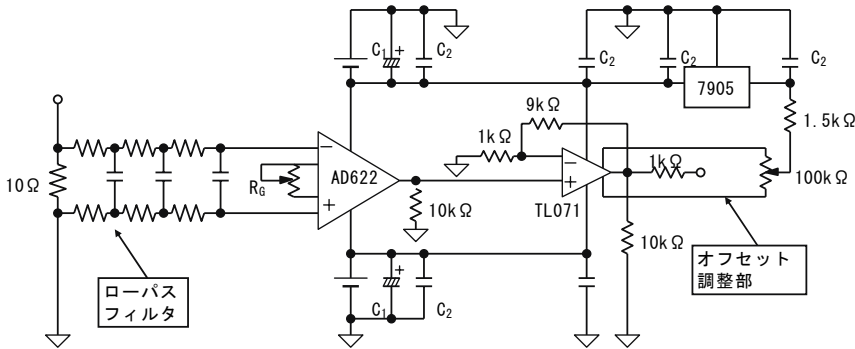


図3 電流検出回路：AD662 を用いた初段の増幅器は100倍の増幅率。後段の TL071 を用いた非反転増幅回路の増幅率は10倍。10Ω の抵抗に生じる電圧を1000倍に増幅。図2のフィルタを用いている。

次の段には入手および設計の容易さから TL071 を用いて非反転増幅回路を構成した。8V/μs のスルーレートが保証されているので、10倍程度の増幅を行い 500mV の入力に対し出力が 5V とした。また、出力の変動を抑制するために、オフセット電圧調整に用いる基準電圧は 3 端子レギュレータ TA79L005 の出力を用いている。また、待機時に流れる電流は 7mA 程度となるので、電圧 9V で 150mA/h の容量を持つニッケル水素電池をこの回路の電源として採用した。

測定結果を図4に示す。電源として時定数を 2μs に設定した周波数 1kHz、振幅 2V、オフセット電圧 -1V の矩形波を用い、100kΩ の抵抗と 100pF

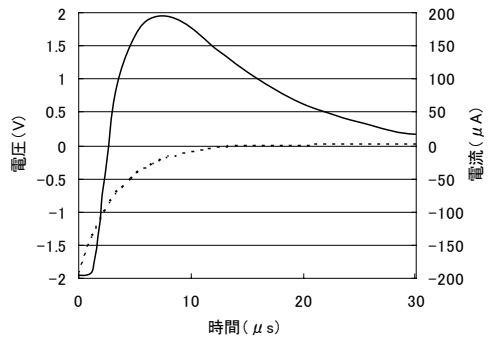


図4 電流検出回路出力：
100kΩ の抵抗と 100pF のコンデンサを並列接続した負荷に矩形波を加えたときに流れる電流を測定した結果。実線が電流検出回路出力、点線が電圧の時間変化である。

のコンデンサを並列接続したものを負荷として、この負荷に流れる電流を測定した結果である。実線が測定された電流、点線が印加電圧を示す。フィルタの挿入やオペアンプ等の特性により遅延が生じていることが時間0から $2\mu\text{s}$ のデータより分かる。

3.3 プローブ電源設計

電池を電源として用いることができれば設計は容易であるが、現在国内で出力 100V の電池は生産が中止されている。鉛蓄電池のような 12V 出力の電池を18個直列に接続すれば $\pm 100\text{V}$ のバイポーラ出力を持つ安定化電源を作製できるが、電池が構成する電流経路の長さが 1m を越えてしまい、微小電流計測には適さないほどのノイズが発生する上に、装置の体積中電池の占める割合が大きくなる。ニッケル水素電池を採用しても電池の充電時間が問題となる。

そこで今回は2次側に高周波電力が漏洩しない構造を持つトランス（ユニオン電機：MB-01-2010）を用いて安定化電源を構成し、シュミットトリガー IC74HC14 と電流帰還型演算増幅器⁶⁾を組み合わせたステップ状電圧発生回路の電源とした。市販の測定器や増幅器の交流電源としてもこの特性を持つトランス（ユニオン電機：NMR-DS-8-1010）の2次側を用いている。

3.4 測定系の配線

図5に特にノイズを考慮しない装置系の配線の概略を示す。各装置はT型回路で近似している。電流検出回路は電池を電源として採用したので、商用電源E1からの配線が無い。波形記録器に接続された抵抗はオシロスコープの入力抵抗を模擬しており値は $10\text{M}\Omega$ 、プローブ電源とプラズマとプローブブロック間の抵抗は電流検出用の抵抗で 10Ω である。この抵抗に接続された電流経路が囲む面積が大きいほど磁場による電流が大きくなると考える。

一般に市販の機器は入出力インピーダンスが分かる程度であり、T型の回路に含まれるインピーダンスの値は分からないことが多い。よって、高周波に対する1次側と2次側が高周波領域で絶縁されていると考えることのできるトランスを用いて対処を行った。また、波形記録器として絶縁入型の機器（HIOKI：8841,8936）を選択した。よって波形記録器の入力抵抗は他の部分から絶縁されたと仮定できる。プローブを表す Z_7 は周波数 13.56MHz および 27.12MHz に対し高いインピー

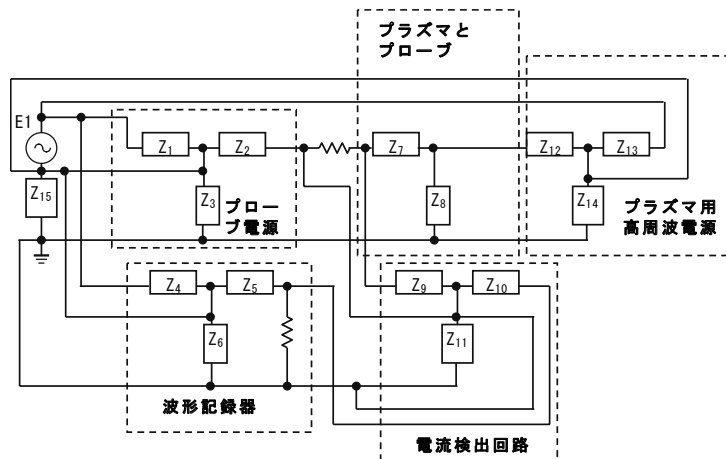


図5 測定系の等価回路図：市販の計測器および電源を用いた測定形の等価回路図。各機器をT型に結線されたインピーダンスとして表示している。

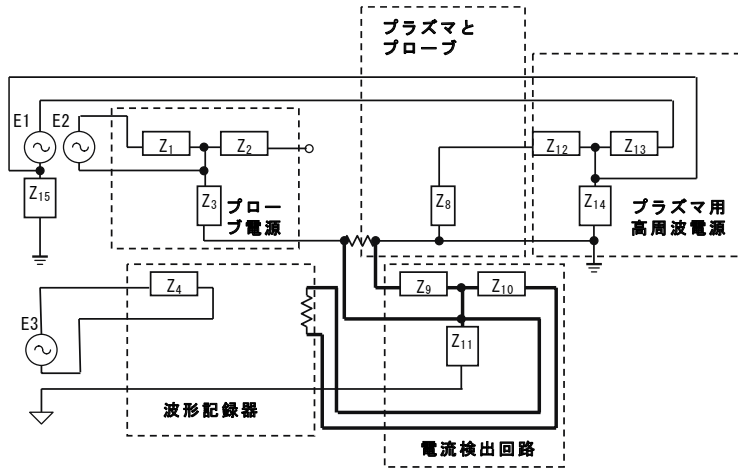


図6 改良された測定系の等価回路図：変圧器を用いて，測定回路および波形記録器を電力線から高周波領域において絶縁した測定系の等価回路図。

ダンスを持つので，この部分も開放と考えると配線図は図6のように近似できる。

E2およびE3はトランスの2次側を表現している。図6より電流を検出に用いる 10Ω の抵抗と波形記録器の入力抵抗を含む電流経路の成すループは太線の部分に制限される。よって，電流検出回路を Z_{11} が十分大きな値をとるように設計を行い，太線で表示された部分はシールドケーブルを用いた。なお，電流検出用の抵抗は接地線側に配置した。

4. 実験結果

図7はプローブ端にモリブデン線を用いて測定を行った例である。モリブデン線の長さは 12mm 一定とし，直径を 0.05mm から 0.3mm まで変化させている。また，プローブ電位は -80V からプラズマ空間電位 24V まで変化させている。縦軸は電流密度を表し，横軸は各測定においてトリガーがかかった時間を基準としている。 $0\mu\text{s}$ 付近に現れる電流のピークは測定装置の寄生容量に流れる電流である。

定常状態における電流密度を比較すると，直径 0.3mm のプローブで電流密度が低下している。電流がプローブの表面積に比例すれば直径 0.3mm で 3mA という電流が流れるはずであるので，この電流密度の低下はプラズマがプローブ測定により乱されたことが原因と考える。

またどの実験結果からも，寄生容量に流れる電流による信号が十分減少すると，プローブ電流が時間と共に増加する様子を見ることができるとは，この現象は電圧が変化する幅を小さくすると現れなくなる。よって，プローブに接続された容量¹⁾に充電される電荷がプラズマより供給される構造

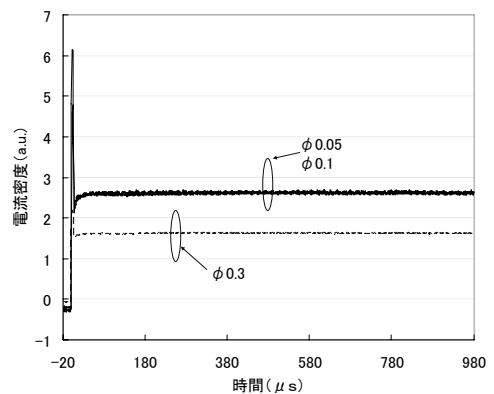


図7 プローブ電流測定結果

：図6の測定系でプラズマ空間電位におけるプローブ電流を測定した結果。横軸はトリガーがかかった時間を基準としている。

を採っているために、充電電流によりプラズマが乱されたプラズマが定常状態に復元している様子を観察していると判断している。

また、データ中に周期的に現れる電圧の時間変動は、電流に換算するとピークピーク値で $10\ \mu\text{A}$ 程度となった。これは $500\ \mu\text{A}$ に対して 2% 程度の変動に相当する。

5. まとめ

プローブとこれを駆動する回路にフィルタを用いて高周波電圧を抑制するとともに、プラズマを発生させる装置も含めた配線に対して考察を行い、測定される電圧中のノイズの発生を抑制することを試みた。この結果、ノイズのピークピーク値を目的とする信号の 2% まで抑制することに成功した。

なお、本研究の経費の一部は「平成19年度 学内特別研究費」より支弁されたものである。

参 考 文 献

- 1) 久保隆, 田中誠: 広島国際学院大学 研究報告, 33, (2000) 1
- 2) 久保隆: 第53回応用物理学関係連合講演会, 25-a-W-2 (2006)
- 3) 堤井信力: プラズマ基礎工学増補版, 内田老鶴圃, (1995)
- 4) Godyak and Piejak: J. Appl. Phys.68, (1990) 3157
- 5) 奥澤熙: はじめて見るオペアンプの本, 盛文堂新光社, (2005)
- 6) 鈴木雅臣: 定本続トランジスタ回路の設計 第12版, CQ出版, (2001)