変調イオン電流ゲージ*

渡辺 文夫**・平松 成範***・石丸 肇***

(昭和56年12月28日 受理)

Modulating Ion Current Pressure Gauge

Fumio WATANABE**, Shigenori HIRAMATSU***
and Hajime ISHIMARU***

(**Sakura-no-seibo Gakuin High School, Fukushima, Fukushima Pref.)

(***)National Laboratory for High Energy Physics, Tsukuba, Ibaraki Pref.)

(Received, December 28, 1981)

The pressure in a beam pipe of the 12 GeV proton synchrotron of National Laboratory for High Energy Physics has been measured with a high accuracy by the new developed modulating ion current gauge (MIC-G). The output signal of the gauge head was sent to the sub-control room of the synchrotron by a 120 m long cable and the measurement was carried out when a proton beam was accelerated in the synchrotron. The gauge head has a modulator electrode between an ionization region and an ion collector to modulate the ion current. The modulated signal is sent to an amplifier with a double shielded cable and then it is amplified and detected with a phase sensitive detector (PSD). This method can reduce externally induced noise and the influences of desorbed ions by a electron impact from an anode electrode and of X-ray photoelectric currents from an ion collector can be also avoided.

1. 緒 言

トリスタン電子リング¹⁾の圧力(10^{-9} Torr 台)をビーム加速中に高精度で測定するために、ノイズ対策を施した新しいタイプのイオンゲージの開発を行ってきた^{2,3)}。このイオンゲージは半球アノードを用いた変形エクストラクター・タイプで、ビームによって生じる2次粒子に対しては金属網の2重シールドによって防護し、電磁石・高周波加速装置などの周辺機器から発生する誘導ノイズに対しては、圧力信号に対応するイオン電流を新方式のモジュレーターによって変調し、交流増幅・位相弁別検波することでノイズ除去比を高めたものである。

この論文では、これまで開発してきた変調イオン電流

ゲージ(MIC-Gauge)に、交流微小電流増幅回路および位相弁別検波回路についての検討を加え、高エネルギー物理学研究所の12 GeV 陽子シンクロトンの圧力をビーム加速中に120 mの遠距離から高精度で測定したことについて述べ、トリスタン電子リングの圧力測定の可能性について検討する。

2. 交流微小電流増幅回路と位相弁別検波回路

2.1 ノイズから見た交流微小電流の増幅限界

10^{-9} Torr 以下の圧力をイオンゲージを用いて測定する場合、得られるイオン電流は非常に微弱で 10^{-11} A以下になるが、このような微小電流を増幅するには増幅器のノイズについての検討が必要となる。

一般に抵抗体や増幅素子は周波数が低くなると $1/f$ に比例して大きくなるいわゆる $1/f$ ノイズを有するため、

* 昭和56年11月6日 第22回真空に関する連合講演会で講演

** 桜の聖母学院高等学校(福島県福島市野田町)

*** 高エネルギー物理学研究所(茨城県筑波郡大徳町)

微小な電圧や電流を直流のまま増幅するとS/N比が悪化する。また、この増幅法ではオフセット・ドリフトなどが発生しやすい。これに対しこのような微小信号を変調し、変調成分だけを増幅する方式では交流増幅のためオフセット・ドリフトなどの問題は発生しない。また変調周波数を $1/f$ ノイズの十分に小さいショットノイズ領域に選ぶことによって同じ周波数帯域幅に対してはS/N比をはるかによくすることができる。そこでゲージの微小電流を増幅し電圧に変換 (I - V 変換) するためによく用いられる Fig. 1 に示す増幅器について、ノイズで決まる増幅限界について検討を行う。

ゲージは信号源インピーダンスを ∞ と見なせることから増幅器の出力に現われるノイズ電圧 V_n は次式で示される (補遺参照)。

$$V_n^2 = A^2 (v_n^2 + 2qI_b R^2 \Delta f + 4kTR\Delta f) \quad (1)$$

ここで A : 負帰還量の逆数

v_n : 増幅器の電圧性ノイズ

q : 電気素量

I_b : 増幅器の入力リーク電流

R : 帰還抵抗値

k : ボルツマン定数

T : 絶対温度

である。 Δf は信号を観測するときの周波数帯域幅であり、後述する位相弁別検波回路の帯域幅で決まる。

ここで I - V 変換回路の測定限界電流を $I_{\min}$ とすると

$$V_n = I_{\min} \cdot RA$$

であるから、Fig. 1-a, b いずれの回路においてもノイズは等価となり、(1)式は

$$I_{\min} = \sqrt{\frac{v_n^2}{R^2} + 2qI_b \Delta f + \frac{4kT\Delta f}{R}} \quad (2)$$

と書きなおせる。これが Fig. 1の回路での微小電流増幅限界である。

(2)式の $\sqrt{\quad}$ の中の第1項は増幅器の発生する電圧性ノイズ、第2項は増幅器の入力リーク電流によって発生する電流性ノイズ、第3項は抵抗 R によって発生する熱雑音であり、さらに低い周波数領域では $1/f$ ノイズが加わる。(2)式で R が大きくなれば第1項および第3項は小さくなることから、一般にいわれているように増幅器の初段で増幅度を上げた方が良く見えるが、微小電流の増幅では、第2項の影響が大きくなるため、 R を大きくして必要以上に第1項、第3項を小さくしても意味がない。 R が大きくなることによってかえって R で発生する余剰ノイズが増しS/N比を悪くしてしまう上、外來ノイズに対しても弱い回路となってしまう。その目安となる R の値は

Fig. 1 Typical circuits of a current-to-voltage converter.

$$\frac{v_n^2}{R^2} \leq 2qI_b \Delta f$$

とおいて求めてみると、 $v_n \approx 55$ nV, $I_b \approx 1$ pA 程度の演算増幅器を用いたとき $\Delta f = 1$ Hz として $R \geq 100$ M Ω と求まる。

これに対し第3項は

$$2qI_b \Delta f \geq \frac{4kT}{R} \cdot \Delta f$$

とおいて求めてみると $T = 300$ K として $R \geq 50$ G Ω となる。しかし一般に高抵抗では抵抗体による余剰ノイズが大きくなり、またリーク電流による影響が大きいのであまり大きな抵抗は避けた方が無難であろう。

一方抵抗の持つストレージ容量から使用できる周波数の上限 $f_{\max}$ は

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi RC}$$

R : 抵抗値, C : ストレージ容量

となることから、 $R = 50$ G Ω , $C = 2$ pF としてみると $f_{\max} \approx 2$ Hz となってしまう、変調周波数をショットノイズ領域まで上げることができなくなる。

以上のような理由から R として 100 M Ω を使用することとした。ところが 10^{-9} Torr の真空でのイオン電流は 10^{-11} A 程度であるから、これを増幅して 1 V 程度の電圧出力を得るためには 10^{11} Ω の抵抗が必要となり 100 M Ω では不十分である。この不足分をうめるには Fig. 1-b のような回路構成とすればよい。b は部分帰還 (T 字型帰還) を行うことで比較的低抵抗を用いて増幅度を大きくでき、余剰ノイズに対して有利となり、また製作も容易となる。よって Fig. 1-b の回路を使用し、帰還抵抗 R に 100 M Ω を用い $A = 10 \sim 100$ の T 字型帰還を併用することにするが、これでも目的の増幅度の $1/100$ 程度である。そこで I - V 変換後の出力を交流増幅で 100 倍に

する方法をとった。ところが I - V 変換後の出力をそのまま増幅したのでは S/N 比が悪くなったとき、ノイズ成分によって交流増幅器が飽和してしまうと後段の位相弁別検波が行えなくなるので、周波数帯域幅を制限して過大なノイズを除くため、 I - V 変換後に $Q=10$ のバンドパスフィルターを入れる。フィルターの中心周波数はモジュレーターの周波数と一致させるが、その値は 10 Hz 程度に選ぶ。これは $1/f$ ノイズの影響をほぼ回避することができ、かつ商業交流 50 Hz および I - V 変換に使用する増幅器の発生するノイズの影響をほぼなくすることができるためである。

2.2 位相弁別検波回路

外来ノイズに強い回路とするために交流増幅後の圧力信号をさらに位相弁別検波回路 (PSD) にかけて出力とする。位相弁別検波器では圧力信号と参照信号の乗算を行う。圧力信号を $e_s = V_s \cos \omega t$ 、参照信号を $e_r = V_r \cos(\omega t + \varphi)$ とするとその積は

$$e_s \cdot e_r = \frac{1}{2} V_s \cdot V_r \{ \cos \varphi + \cos(2\omega t + \varphi) \}$$

となり、これをローパスフィルター (LPF) を通して 2ω 成分を積分すると

$$e_s \cdot e_r = \frac{1}{2} V_s \cdot V_r \cos \varphi$$

が得られる。ここで最大感度を得るためには移相回路により $\varphi=0$ とする。信号に対する通過帯域は ω を中心に同調し、帯域幅 Δf は

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi\tau}$$

で与えられる。ここで $\tau=R_0C_0$ はローパスフィルターの時定数で、例えば $\tau=1$ s では $\Delta f=0.16$ Hz となり容易に狭い帯域幅を実現することができる。

2.3 回路の設計

前述の考察に基づいて製作した増幅器および位相弁別

検波器の回路図を Fig. 3 に、回路の写真を Fig. 4 に示す。

入力部の RC フィルターはビーム加速時に信号ケーブルに誘導される 6~8 MHz の外来ノイズを除去するためのもので約 20 dB の減衰量を持つ。

I - V 変換はアナログデバイセズ社の演算増幅器 AD 545Jで行っている。入力保護にはリーク電流の小さい J-FET 2 個をダイオード接続してある。また帰還抵抗値は 100 M Ω で、T 字型帰還は 12 GeV 陽子シンクロトロン の圧力が 10^{-7} Torr 台であるため $A=10$ に選んだ。

バンドパスフィルター (BPF) としては中心周波数 12.4 Hz, $Q=10$ のステートバリアブルフィルターを用い、その後に利得可変の交流増幅器を挿入している。

参照信号にはモジュレーター変調用基準発振器の出力を用い、移相回路を通してアナログ乗算器に接続されている。乗算器はアナログデバイセズ社の AD 534J で、圧力信号および参照信号の積をとりその出力を R_0C_0 によるローパスフィルター (時定数 $\tau=1$ s) を通して出力とする。また乗算器のダイナミックレンジは 2 桁にとり、交流増幅器の利得を $G=1$ または $G=100$ に切り変えることによって圧力測定領域を $10^{-7} \sim 10^{-10}$ Torr に選んだ。

以上の回路は高周波に対するシールド効果を上げるためガラスエポキシ両面基板で全面アースパターンとし、入力回路および I - V 変換回路は絶縁効果の高いテフロン燈台端子を用いて配線し、さらにシールドボックスに入れた。

この試作回路の理想的測定限界は、2 章 1 節の (2) 式に AD 545J のカタログ値より $v_n=22$ nV, $I_b=2$ pA および $T=300$ K, $\Delta f=0.16$ Hz を代入して $I_{\min} \approx 5 \times 10^{-15}$ A が得られる。

2.4 試作回路の周波数特性とノイズ

Fig. 2 Block diagram of the alternating small current amplifier and the phase sensitive detector (PSD).

Fig. 3 Circuit diagram of the amplifier and the PSD. The measurable pressure range is from 10^{-7} to 10^{-10} Torr.

Fig. 4 Photograph of the circuit of the amplifier and the PSD.

試作回路の周波数特性は信号入力端子から周波数可変の模擬正弦波電流 $I_{pp} \approx 4 \text{ nA}$ を入力し、各回路で周波数に対する出力を求めてみると Fig. 5, Fig. 6 のようなほぼ理論通りの結果が得られる。

試作回路のノイズ特性は増幅器の入力端子に約 3 mV

2重シールド線（他端はゲージヘッドを付けないでシールドキャップを被せる）を接続し、外側のシールド線をアースした場合（Fig. 7 の a～c および Fig. 9 の c）と、外側のシールド線を浮かした場合（Fig. 8 の a～c および Fig. 9 の d）とを比較する方法で行った。外側のシールド線を浮かすと静電誘導による 50 Hz のハムが混入してノイズは一挙に 80 倍に増すが、バンドパスフィルターを通し位相弁別検波器にかけてやると出力 V_{out} は Fig. 9 の d（シールド線浮かす）のようになり、Fig. 9 の c（シールド線アース）の場合とほぼ変わらず外来ノイズは完全に除去されていることがわかる。

一方変調イオン電流ゲージ（MIC-G）によって求められる圧力 P は、電子エミッション 2 mA、変調振幅 $10V_{pp}$ で動作させた場合次式で与えられる（4 章 2 節参照）。

$$P = \frac{5V_{out}}{8ARG} \quad (\text{Torr}) \quad (3)$$

ここで V_{out} : PSD の出力 (mV)

A : $I-V$ 変換 (T 字型帰還) 負帰還量の逆数

R : $I-V$ 変換の帰還抵抗値 (Ω)

G : 交流増幅器の利得

である。

そこで PSD のノイズ出力の実効値を V_n とすると (3) 式より求められる増幅限界相当圧 P_{min} は、

Fig. 5 Frequency characteristics of the I - V converter and the band pass filter (BPF). The I - V converter has a feedback resistor of 100 M Ω . A small capacitor of 12 pF is added parallel to the feedback resistor. The resonance frequency of the BPF is 12.4 Hz and its Q -value is 10.

Fig. 6 Frequency characteristics of the PSD. A time constant (τ) of the low pass filter (LPF) is 1 s.

$$P_{\min} = \frac{5V_n}{8ARG} \quad (\text{Torr}) \quad (4)$$

で与えられる。

よって Fig. 9 の c でオフセット分を差し引いたノイズ出力の実効値をピーク値より求めると $V_n \approx 1.1$ mV となるから $A=10$, $R=10^8 \Omega$, $G=100$ を(4)式に代入して

$P_{\min} \approx 7 \times 10^{-12}$ Torr が得られる。

これに対し T 字型帰還を $A=100$ にしてローパスフィルターの時定数を $\tau=5$ s に選んだ場合のノイズ出力は Fig. 9 の b ようになる。これより $V_n \approx 3.7$ mV となるから $R=10^8 \Omega$, $G=100$ を代入すると $P_{\min} \approx 2.3 \times 10^{-12}$ Torr が得られる。

また I - V 変換の帰還抵抗を $R=1000$ M Ω にし、 $A=100$, $\tau=30$ s に選んだ場合のノイズ出力は Fig. 9 の a のようになるから、これより $V_n \approx 5.3$ mV となり $G=100$ を代入して $P_{\min} \approx 3.8 \times 10^{-13}$ Torr が得られる。

以上の結果より 10^{-12} Torr の圧力が 10^{-14} A の電流に対応していることから試作回路はほぼ理論通りに働いていることがわかる。

3. ゲージヘッド

3.1 ヘッドの構造

テストに用いたゲージヘッドは先に開発した変調イオン電流ゲージ³⁾を改良したもので、その主な改良点は、

- (1) さらに小型化を進め、半球メッシュ電極を 2 重に被せて迷走荷電粒子の侵入を防いだ。
- (2) モジュレーターを管状にしてイオン電流を絞った。
- (3) コレクターを円板にしてイオンリフレクターを廃した。
- (4) 変調に伴って起る光電子変調およびコレクター・モジュレーター間の静電結合によって起る過渡電流を低減化するために 2 重網を施したコレクターシールドを設けた。

Fig. 7 Upper; Noise signals at various stages in the amplifier circuit with a 3m long double shielded cable (without the gauge head) when the outer shield of the cable is connected to the ground of the circuit.

Bottom; Sine-curves show the reference signal. (vertical 10 V/div, horizontal 20 ms/div)

Fig. 8 Upper; Induced noise signals (50 Hz) at various stages in the amplifier circuit when the outer shield of the double shielded cable is not connected to the ground of the circuit.

Bottom; Sine-curves show the reference signal. (vertical 10 V/div, horizontal 20 mg/div)

Fig. 9 The SPD output traced by X-Y recorder in various time constants (τ) of the LPF, the gain (G) of the amplifier and the values (R) of feedback resistor.

(5) 電極を同軸多軸混合真空端子⁴⁾にマウントした。
 などで、その形状、材料、寸法を Fig. 10 に、電極配置
 および電極電位を Fig. 11 に示す。

3.2 モジュレーターの静特性

ゲージヘッドの電極電位を Fig. 11 のように設定し、
 モジュレーター電位 V_m に対する感度の変化(感度曲線)
 を 10^{-7} Torr 台の窒素ガス中で求めてみると、エミッシ
 ョン電流 I_e によって Fig. 13 の□△○印のような感度曲
 線が得られる。

感度は $V_m=120$ V 付近で最大となっているが、これ
 はモジュレーターが管状なので電子レンズの作用によ
 ってイオン電流が絞られコレクターに流入しやすくなるた
 めである。 $V_m=120$ V 以上ではモジュレーターによ
 って作られるポテンシャルの山を超えられなくなるイオン

が生じてくるため、 V_m の上昇に伴って減少し $V_m=200$
 ~ 220 V 付近で減少率は最大となる。イオン電流のカッ
 トオフ電圧は $V_m \approx 250$ V であり、それ以上の電圧では
 電流は一定値 1.4×10^{-12} A (電子エミッション 2 mA)
 を示す。この残留電流は電子エミッション ($I_e \leq 2$ mA)
 に比例し、 $\approx 10^{-7}$ Torr 以下の圧力に無関係なことから
 軟X線照射によってコレクターから放出される光電子流
 と考えてよいと思われる。

感度曲線は $10^{-5} \sim 10^{-9}$ Torr 間のどの圧力にとつ
 ても Fig. 13 の□△○印の感度曲線に一致する。しかし
 10^{-8} Torr 以下の残留ガス中では、アノード電極に 20W
 以上の電子衝撃を行ってアノード表面に吸着しているガ
 ス分子を追い出した直後に求めなければ、電子衝撃脱離
 イオンの影響で感度曲線は一致しなくなる。Fig. 13の●

Name of Electrodes * Shapes ** Materials	Dimensions in millimeters
Shield - 1 * Pressed hemisphere ** Molybdenum mesh	20mesh
Shield - 2 * Pressed hemisphere ** Molybdenum mesh	20mesh
Filament * Ring ** Thoria coated rhenium
Anode * Pressed hemisphere ** Molybdenum mesh	30mesh
Reflector * Parabolic-shaped ** Molybdenum funnel
Modulator * Cylinder ** Tantalum
Collector Shield * Doubled mesh sieve ** Tantalum + Tungsten	50mesh
Collector * Disk ** Tantalum

Fig. 10 Shapes, materials and dimensions of the MIC-gauge head.

Fig. 11 Schematic drawing of the MIC-gauge head. The bracketed values indicate the applied voltage to the electrodes.

Fig. 12 Photograph of the MIC-gauge head.

Fig. 13 Modulator voltage dependence of the sensitivity for various electron emission currents (I_e) and different vacuum conditions.

印はアノード電極に電子衝撃脱ガスを行った直後（1分以内）の $\approx 10^{-8}$ Torrの真空中で求めた感度曲線で○印にはほぼ一致している。

アノード電極からの電子衝撃脱離イオンの影響をさらに詳しく調べるために、真空槽に酸素ガスを 10^{-5} Torrまで導入し、ゲージを数分間の酸素雰囲気中にさらした後、イオンポンプで 10^{-8} Torr近くまで排気し○印と同じ条件で求めたのがFig. 13の×印の感度曲線である。この感度曲線は電子衝撃脱離イオンのため○印の時に比較して2倍以上のみかけの感度を示していることがわかる。

4. 正弦波交流変調による動特性

4.1 交流変調の動作点と電子衝撃脱離イオンの回避
モジュレーターに加える変調信号は周波数 $f=12.4$ Hz、変調振幅 $V_{pp}=10$ Vの正弦波である。前章Fig. 13の×印のような感度曲線が得られる真空中で、基準信号となる正弦波発振器をモジュレーターにつなぎ、変調の動作点すなわちモジュレーター電圧 V_m に対するPSDの出力 V_{out} を求めるとFig. 14のような結果が得られる。Fig. 14の○印の曲線はFig. 13の×印の感度曲線を電圧で微分した形になっており、圧力を示す気体電離イオンによるピーク（ $V_m=200$ V）と電子衝撃脱離イオン

によるピーク（ $V_m \approx 230$ V）の2つのピークが見られる。

これに対しよく脱ガスした真空槽に純窒素ガスを 10^{-7} Torr台まで導入し、電子衝撃脱離イオンの影響を考えなくてもよい真空中で同じ特性曲線を求めてみると、電子衝撃脱離イオンによるピークは無く気体電離イオンによるピークだけになる。

以上のような理由からMICゲージは変調の動作点を適当に選び、変調振幅を小さくすることによって電子衝撃脱離イオンの影響を回避することができる。

4.2 圧力特性

次に圧力を実際に変えた場合においても電子衝撃脱離イオンがMICゲージで回避できるかどうかを調べたのがFig. 15である。電子衝撃脱離イオンの影響を見るために真空槽には水蒸気を含んだ室内空気を導入した。校正ゲージは手動式モジュレーター電極付きB-Aゲージ（MBA-G）を用い、電子エミッションを0.7 mAおよび7 mAで動作させ、B-Aゲージのモジュレーターを働かせた場合（Fig. 15の○・△印）と働かせなかった場合（Fig. 15の●・▲印）とで比較した。B-Aゲージのモジュレーターを働かせた場合はMICゲージの出力 V_{out} は校正ゲージの指示圧 P に対して良い比例関係を示すが、モジュレーターを働かせなかった場合は圧力の低いところ

Fig. 14 Modulation characteristics with the circuit of the Fig. 3. Each curve has two peaks due to the ionization of gas molecules and the electron-impact desorption ($V_m \approx 230$ V). The curve of ○-mark has the differentiated shape of ×-mark curve in the Fig. 13.

で比例しなくなっている。これはモジュレーション B-A ゲージは電子衝撃脱離イオンの影響をほぼ回避できるが普通の B-A ゲージは電子衝撃脱離イオンの影響が多いため^{5,6)}、以上の結果から MIC ゲージは電子衝撃脱離イオンに非常に強いゲージであるといえる。

一方 10^{-8} Torr 以下の圧力の場合は、真空槽をよく加熱脱ガスした状態の到達圧力 $\approx 2 \times 10^{-10}$ Torr から純窒素ガスを導入する方法で行った。電子エミッション 2 mA で動作させた MIC ゲージの出力は、 $10^{-10} \sim 10^{-8}$ Torr 間で電子エミッション 7 mA で動作させたモジュレーション B-A ゲージの指示圧に良い比例関係を示す。MIC ゲージの軟 X 線光電流は $\approx 10^{-12}$ A 程度であるから、この光電流がイオン電流の変調と共に変調されたとすれば 10^{-9} Torr 以下の圧力では MIC ゲージの出力はモジュレーション B-A ゲージに比例しなくなってくるはずであるが、この圧力校正実験では 10^{-10} Torr まで比例していることから MIC ゲージは軟 X 線光電流の影響も回避できていると考えられる。

また Fig. 15 のグラフの比例定数から、MIC ゲージで求められる圧力 P は電子エミッション 2 mA 変調振幅 $10 V_{pp}$ で動作させた場合、2 章 4 節の (3) 式のような形で与えられる。

4.3 電子エミッションと変調振幅

変調の動作点 V_m を 200 V と 210 V に選んだ場合の電子エミッション I_e および変調振幅 V_{pp} に対する MIC ゲージの出力 V_{out} を Fig. 16 に示す。変調の動作点の最適値は Fig. 13 のように I_e によって変化するので V_{out} は I_e に比例しない。また変調振幅に対しては $10 V_{pp}$ までは比例するが、それ以上では鈍る。変調の動作点を $V_m = 200$ V、電子エミッションを $I_e = 2$ mA に選んだ場合の全イオン電流に対する変調率は $10 V_{pp}$ で 36%、 $20 V_{pp}$ で 58% である。

5. 陽子シンクロトロンでの実装テスト

ベンチテストで MIC ゲージは電子衝撃脱離イオン、軟 X 線光電流に対して効果的に働き 10^{-10} Torr までの圧力測定が可能であることが確認できたので、これを高エネルギー物理学研究所の 12 GeV 陽子シンクロトロンに装着して主にノイズに関するテストを行った。

MIC ゲージおよび校正ゲージの取り付け場所は加速ビームの中心から約 40 cm 離れた位置で、ビームに対して直角方向とした。取り付け場所はビーム加速に伴って強力な放射線を受けるので、約 120 m 離れた加速器のサブコントロール室に増幅器およびゲージ電源を設置して測定を行った。ゲージヘッドと増幅器の接続には 2 重シールドケーブルを用い、内側のシールド線はヘッド側

Fig 15. Comparison of the MIC-gauge output to the pressure measured by BA or MBA-gauge.

Fig. 16 Electron emission (I_e) and modulation amplitude (V_{pp}) characteristics of the MIC-gauge for various modulator voltage (V_m).

を同軸多軸混合真空端子の同軸アース側へ他方を増幅器のアースへ接続し、外側のシールド線はヘッド側だけを加速器のビームダクト接続した。また MIC ゲージの校正はビームを加速しない時取り付け場所で直読した校正ゲージの指示圧を電話でやりとりして行った。

ビーム加速中の圧力は MIC ゲージを電子エミッション $I_e=1$ mA, 変調の動作点 $V_m=210$ V, 変調振幅 $V_{pp}=10$ V に設定し, LPF の時定数を $\tau=5$ s に選んで Fig. 15 のグラフより求めたところ 9.2×10^{-9} Torr であった。このような条件で求めたのは, $I_e=2$ mA, $V_m=200$ V に選ぶと $\approx 9 \times 10^{-7}$ Torr の圧力では I - V 変換器が飽和してしまうためであり, また $\tau=5$ s に選んだのはビームの加速周期が 2.5 s であるためである。

一方この時ゲージヘッドに侵入してくる 2 次粒子が 2 重シールド電極 S_1, S_2 によって防護されているかどうかを知るために, S_1 をアースに対して $-200 \sim +200$ V の間で変えてみたが出力には何の変化も見られなかった。これはヘッドの取り付け位置がビームの中心から約 40 cm 離れており, コレクターもゲージヘッドの最も深い 2 次粒子の入りにくい部分に配置されているためと思われる。

次にトリスタン電子リングの圧力 (10^{-9} Torr 台) 測定の可能性を調べるために, 電子エミッションを $3 \mu A$ まで下げてイオン電流を通常使用する場合の約 1/500 ($\approx 1.5 \times 10^{-9}$ Torr に相当) にした状態でビーム加速時の

S/N 比を調べてみた。変調の動作点を $V_m=200$ V に選り、交流増幅器の利得を $G=100$ にして求めてみると $V_{out} \approx 840$ mV が得られたのに対し、フィラメントのヒーター電流を切って電子エミッションを零にしたときの出力は $V_{out} \approx 10$ mV であった。このことから同程度のノイズがあったとしても MIC ゲージを用いてトリスタン電子リングの圧力測定は十分に可能であるといえる。この時の回路の出力波形を Fig. 17 に示す。

またこの時電子エミッションが零であっても 10 mV (圧力に換算して 6×10^{-11} Torr) 程度の出力が生じているが、これは変調に伴って生じる電源側での誘導がコレクターシールドのケーブルおよびコレクターシールド電極とコレクター電極との電極間容量結合を通してコレクター側へ侵入してくるための過渡電流による出力である。これを避けるためにはコレクターシールド電極を同軸多軸混合真空端子の同軸アース側へ直接マウントしてコレクターシールドのケーブルを廃止すればよい。ちなみにベンチテストではあるが、このような方式にすると過渡電流による出力は圧力に換算して 10^{-12} Torr 以下に抑えることができる。

6. 結 論

増幅器のノイズによる圧力測定の限界は 100 M Ω の帰還抵抗と $A=100$ の T 字型帰還に利得 $G=100$ の交流増幅器を併用した場合、信号入力を零にしローパスフィル

Upper of a; Induced noise in the 120 m double shielded cable by a beam acceleration.
(10 mV/div)

Upper of b; Signal from RC-filter.
(5 mV/div)

Bottom of a and b; Accelerating beam signals (vertical 10 V/div, horizontal 0.2 s/div).

I-V Converter
($A=10$)
(50 mV/div)

AC Amplifier
($G=100$)
(1 V/div)

Multiplier
(1 V/div)

Upper of c, d, and e; Pressure signals at the various stages of the amplifier for $3 \mu\text{A}$ electron emission currents and $10 V_{pp}$ modulation amplitude.

Bottom of c, d, and e; Sine-curves show the reference signal (vertical 10 V/div, horizontal 20 ms/div)

Fig. 17 Output signals at various stages of the amplifier circuit of the MIC-gauge when the proton beam is being accelerated in the 12 GeV proton synchrotron.

ターの時定数を 5 s に選んだ位相弁別検波器のノイズ出力から求めると、圧力に換算して 2.3×10^{-12} Torr となる。

電子衝撃脱離イオンの圧力測定への影響は、電子エミッションを 2 mA、変調の動作点を 200 V に選んだ場合、変調振幅を $20 V_{pp}$ 以下に設定することによって回避できる。

軟X線照射によるコレクターからの光電子放出電流は普通のB-Aゲージ程度であるが、本回路の交流変調法によって真のイオン電流と完全に分離でき、 10^{-10} Torr までの真空度測定の妨げとはなっていない。変調はイオン生成空間外で行われているのでアノード電極での軟X線発生率は一定であり、コレクターは2重網のコレクターシールド電極によって完全にシールドされていることから軟X線の影響は小さく、圧力測定限界は相当引き下げられたものと考えられる。

過渡電流による出力は電子エミッションを零にして変

調振幅を $10 V_{pp}$ に選んだときの出力から求めると圧力に換算して $\approx 10^{-11}$ Torr となるが、コレクターシールド電極を真空端子の同軸アース側へ直接マウントする方式に変えれば 10^{-13} Torr 台まで引き下げることができる。

トリスタン電子リングの高周波加速装置の周波数は約 500 MHz であるからビーム加速に伴って誘導される高周波ノイズのほとんどはケーブル中で減衰してしまい、12 GeV 陽子シンクロトロンの場合よりノイズは遥かに小さいものと考えられる。よって 12 GeV 陽子シンクロトロンで 10^{-9} Torr に相当する値にまでイオン電流を低下させた状態での S/N が ≈ 80 であったことから、トリスタン電子リングのビーム加速時の圧力測定は十分に可能であるといえる。

以上のことから変調イオン電流ゲージ (MIC-G) は種々の外来ノイズに対しては勿論、従来のイオンゲージの主な問題点であった軟X線光電子や電子衝撃脱離イオン

などの影響も回避できる非常にノイズに強いゲージであるといえる。

〔補 遺〕

Fig. 1 の 2 つの回路のノイズ等価回路はいずれも Fig. 18 のようになり、演算増幅器に加わるノイズ電圧 e_n の期待値はノイズ間に相関がないため各ノイズの 2 乗和となり、

$$e_n^2 = v_n^2 + i_n^2 R^2 + 4kTR\Delta f$$

で与えられる。ここで v_n は演算増幅器の電圧性ノイズ、 i_n は演算増幅器の電流性ノイズで入力リーク電流を I_b とすると $i_n = \sqrt{2qI_b\Delta f}$ で与えられる。また $4kTR\Delta f$ は抵抗 R の熱雑音、 Δf は測定される周波数の帯域幅である。

e_n は帰還回路に入っているので出力ノイズ電圧 V_n は

$$V_n = \frac{A_0}{1-A_0} \cdot e_n$$

となる。ここで A_0 は演算増幅器の開放利得で $A_0 \gg 1$ であるから

$$V_n = -e_n$$

となり、 V_n は次式で与えられることになる。

$$V_n^2 = v_n^2 + 2qI_b R^2 \Delta f + 4kTR\Delta f$$

Fig. 18 Equivalent noise circuit of the I - V converter.

〔文 献〕

- 1) 高エネルギー物理学研究所：高エネルギー物理学研究所加速器拡充計画—トリスタン I の設計研究—(1980)
- 2) 渡辺文夫：第 3 回加速器・ストレージリングにおける超高真空技術研究会のプロシーディングス (1981) 1, KEK-81-2
- 3) 渡辺文夫：真空 **24** (1981) 353
- 4) 石丸 肇：真空 **21** (1978) 145
- 5) P. A. Redhead: J. Vac. Sci. Technol. **3** (1965) 178
- 6) 富永五郎, 辻 泰訳：超高真空の物理 (岩波書店, 1977) p. 303.