簡単で高安定度の汎用エミッションコントローラー*

後藤 敬典**, 石川 和雄**

(昭和53年4月11日受理)

Simple Versatile Electron Emission Controller with Superior Stability

Keisuke GOTO and Kazuo ISHIKAWA

(Department of Fine Measurements, Nagoya Institute of Technology,

Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya 466)

(Received April 11, 1978)

An emission controller for a thermally heated filament was designed and constructed, which was simple in construction using commercially available elements and parts, superior in stability, and versatile in the research of vacuum science. The design was simplified by using integrated circuits (IC's) and a photo-coupled isolator. The two most important facts that dominate the characteristics of the controller should be the stability of a zener diode that was used for a voltage reference and an overall frequency response of the system including a thermal characteristics of the filament. The range of the emission current was 0 to 10 mA. The stability measured was 0.35% for the change of a line voltage from 90 to 110 V, 0.01%/°C for the change of room temperature, and 0.1% with time after a warming up for only 30 seconds. Modifications for larger emission current and for better stability are also described.

1. はじめに

真空に関する研究や測定を行う場合に何らかの手段として電子放射, 特に熱電子放射を利用する機会は甚だ多く, その制御は真空に関する研究や測定にとって極めて重要である。広い範囲にわたって使える汎用エミッションコントローラーの市販品は我々の知る限り見当らない。電離真空計には専用のエミッションコントローラーが付属しているのが普通であるが, これの精度及び安定性はそれについているパネルメーターの性能程度しか保証されていない。しかもこれを標準仕様以外の目的に使用しようとすると極めて不便であるか使用不可能であり, 又特定の目的のための改造はまず不可能に近い。これまでに発表されているエミッションコントローラーとしては古典的なものとして真空管を用いたもの¹⁾があるが, その後継器がほとんど半導体化され, その特徴を生かしていくつかの回路が発表された。例えば光結合素子を用いた回路²⁾や一種のスイッチングレギュレーターを用いた

回路^{3,4,5)}, またレギュレーター素子として SCR を用いたもの⁶⁾及びフィラメントをブリッジ回路の一辺として用い, フィラメントの温度を正確にコントロールしたものの⁷⁾がある。文献(7)の回路は電子顕微鏡のフィラメント用に設計されたもので, エミッション電流がコントロール系に含まれていない。すなわち, フィラメントの温度を正確にある値に保とうとするもので, エミッションはフィードバック量として用いられない。従って一般の使用には不向きであろう。我々の研究室でも二次電子の特性を測るために電子銃のビーム電流の安定化を2つの方法によって試みてきた。すなわちフィラメントの温度を制御するもの⁸⁾(この回路にはアイソレーション用のトランスが使われている)と光結合素子を用いて電子銃のウェネルト電極のバイアスを変えることにより制御するもの⁹⁾とである。これら2つの回路はいずれもかつて発表した簡単な温度コントローラー¹⁰⁾を改良したものである。今回ここに発表する簡単で高精度のエミッションコントローラーは上記の諸回路^{8,9)}の長所を組み合わせ多用途の目的に使用できるようにしたものである。本論文ではこの回路について, 単に設計に止まらず, 誰でも

* 昭和50年11月14日 第16回真空に関する連合講演会で講演

** 名古屋工業大学計測工学科 (〒466 名古屋市昭和区御器所町)

0.1%かそれ以上の安定度をもつ汎用の使い易いエミッションコントローラーを組み上げることができるよう、具体的製作法をも含めて述べることにする。

2. 原 理

一般に負帰還（ネガティブ・フィードバック）を用いた制御系の動作原理はすべて同じであるといつて過言ではない。しかしながら制御する対象の種類、その大きさ、要求される精度、および制御速度等により実際に使用する回路及び素子が異ってくる。本論文で述べるフィラメントから放出されるエミッション電流の制御回路のブロック図を最も身近な例として電離真空計の場合につき Fig. 1 に示す。

動作原理は次の通りである。

1. 電源 (Power Supply) から制御装置 (Control) を通してフィラメントに加熱電流 (I_f) を供給する。このときは“Control”はまだ働いていない。
2. フィラメントから放出されたエミッション電流 (I_e) は、フィラメントに対して V_g なる電位にある陽極 (グリッド) に向かって流れ込む (I_g)。電離真空計の場合フィラメントから放出された電子はすべてグリッドに流れ込むと考えてよく、 $I_e = I_g$ となる。本研究では I_e を制御することを考える。
3. フィラメントからのエミッション電流 I_e は検出器 (Detec) で検出される。最も簡単な検出器は抵抗器を用いてその両端の電位差から I_e を読みとるものである。
4. “Detec”で検出された I_e は比較器 (Comp) で基準信号 (Reference) と比較される。このときもし両者に差があれば、それは誤差信号として“Comp”の出力となる。
5. 比較器で検出された誤差信号は増幅器 (Amp) で増幅される。
6. 増幅された信号により“Control”が動作する。このとき I_e が基準信号 (Reference) より大きいときは、この“Control”は I_f を減らす方向に働く。 I_e が上記の逆の場合は I_f を増やす方向に働く。これは負帰還による制御である。

以上の原理の説明からわかるように負帰還による制御は“Comp”で信号の大きさを比較する一種の“零位法”であることがわかる。原理はこのように大へん簡単であるが、実際の機器では各段の動作が図のようにブロックごとに分れていることはまず例外的で、一つの素子で二つも三つもの動作を兼ねる場合が多い。またそれぞれの機器に要求される性能はもちろんのことであるが、その他に費用および保守の容易さをも考慮して最適な素子、部品、及び回路方式が採用されているのが一般であ

Fig. 1 Block diagram of the emission controller. Grid current I_g and the electron emission from a filament I_e are practically the same.

る。これらのことが多くの人々に回路を分かりにくいものにしていていると思われる。

前述の原理においては各段は周波数特性をもたないものとして説明を行ったが、実際にはどのような素子や部品でも周波数特性を有しており、これを考慮に入れておかないと、負帰還のつもりが正帰還となっていて、系全体が不安定になったり甚しい場合には発振して系が破壊してしまうことさえある。周波数特性はまた素子や部品の配置にも関係するので、この系全体の周波数特性は一般に解析が困難である。しかしながら十分安定な系になるようこの周波数特性を補償することがこの種の回路設計では最も重要であり又難しい。この補償は上述のように数値的にきちんと計算できることはまず例外的であり、一般には大ざっぱな見当をつけておいてその近辺の数値の素子や部品を用いて試行錯誤により最適条件を決定する方法がとられる。筆者らの知る市販の初期の固体素子化されたエミッションコントローラー（電離真空計）の中には不安定なもの、及び使用に耐えないのがみられた。

3. 製 作

製作した光結合素子利用のエミッションコントローラーの回路 (Fig. 2) の動作を前節 2 の順序に従って説明する。

- ① フィラメント加熱電流用の入力は AC 100 V より降圧トランス T_2 を通して所定の電圧に変換されてコントロール回路に供給される。 T_2 の出力はトランス T_1 の一次側に直列に接がれたコントロール回路を構成するダイオード (D_{4-7}) のブリッジとトランジスタ (Tr_2, Tr_3)

Fig. 2 Complete circuits of the emission controller. The circuit for manual operation and the high frequency filters for supply voltages of $\pm V$ for A_1 and A_2 are omitted (see Fig. 4).

と光結合素子 (PC) を通じて T_1 の二次側に伝達されフィラメントに供給される。フィラメントは交流点火される。ここでトランス T_1 と光結合素子 PC によって、AC 100 V 側とフィラメント側のそれぞれの共通電位が絶縁されている。また T_1 は電力効率をよくするための一種のインピーダンスマッチング用トランスでもある。フィラメントの動作条件 (電圧と電流) が前もってわかっている場合には、 T_1 をその条件よりいくらか大きく目に設計しておけば T_2 は本質的には必要でない。しかしこの装置を汎用したいときあるいはスイッチ投入時や何かの事故のときなどにフィラメントに過大電流を流したくないときには費用と重量の問題はあるが T_2 を設けておきたい。図の回路には T_1 として二次側が 6.3 V, 3 A のものを用いているが、電離真空計などに汎用するには 10 V, 3 A 以上にしておいた方がいいであろう。

② フィラメントからのエミッションは R_{10} と R_{11} のセンターから I_e としてとり出される。この R_{10} と R_{11} の働きはフィラメントの仮想的な中点を求めるもので、 T_1 にセンタータップがあればそれを用いればよい。ここで正確にフィラメントのエレクトロンエミッションの中点を求めたいときは、 R_{10} と R_{11} を一つの変抵抗で置き換え、これを調整する。

3. フィラメントからのエミッション電流 I_e は R_1 で電圧に変換されて検出される。このとき R_1 の両端 (α , β) 間には、 $E = I_e R_1$ の電圧が生ずる。 R_1 が可変となっているのは、後述のエミッション電流設定ダイヤルを読み易いように合せ込むためである。この R_1 の温度係数は直接性能に影響するのでなるべく温度係数の小さい巻線のものを使いたい。

④ R_1 で電圧に変換されて検出された電流は基準電圧 (α 点) と比較されてその差は誤差信号としての α 点で検出される。比較するときの共通電位は α 点の電位であるが、 α 点ではツェナーダイオード Z_1 の動作抵抗及び R_5 の抵抗が十分低くなく共通電位の目的を果し得ない。この目的のためオペアンプ A_2 トランジスタ Tr のバッファアンプ (緩衝増幅器; 増幅率 1 のインピーダンス変換器) を用いた。これにより β 点は等価的に十分低い内部インピーダンスになっており共通電位の目的を果している。バッファアンプを挿入したために生ずる γ と β 点の電位差は何ら調整を行なわなくとも普通には 1 mV 以下であり、数 mV を超えることはまず考えられない。基準電圧はツェナーダイオード Z_1 の電圧を 10 回転のポテンシオメータ R_5 で分割して得ている。ツェナーダイオード Z_1 もまた直接コントローラーの性能を決定するので温度係数の小さい、できれば温度補償されたものを使いたい。また安定化されていない電源 ($-V$) からある程度安定化された必要なツェナー電流 (素子により異なるが約 10 mA) を直接得ることが困難なためツェナーダイオード Z_2 で一旦電圧の荒い安定化を行っている。 C_2 はツェナーダイオードの雑音を吸収するために一般に挿入されるが素子の種類や使用目的によっては用いずにすまずこともできる。

もし I_e が R_5 を流れる電流 (~ 0.93 mA) に比べて十分小さければ、 A_2 と Tr_1 とは不要で γ と β とを直接結ばばよい。また I_e が A_2 の最大出力電流 (例えば 741 であれば数 mA 以下) の範囲内なら Tr_1 は不要になり、Fig. 3 (b) のようにすればよい。また I_e が 100 mA 位までなら、一般のトランジスタは電流増幅率 50 以上をも

っているので Tr_1 の最大規格（特にコレクター損失）を考慮し単に 2SA604（トランジスタの各称）をしかるべきトランジスタと置き換えれば Fig. 3 (a) のままでいいであろう。これ以上の電流のときは、 Tr_1 に条件に応じた性能（特に電流増幅率とコレクター損失）のものをを用いるか或いはダーリントン接続などを用いて電流増幅率をかせぐことが必要となってくる。

⑤ Fig. 2 の α 点で比較された信号は A_1 で増幅される。増幅された誤差信号は光結合素子（PC）内の発光ダイオードで一旦光に変換される。 R_2 と C_1 は積分回路を構成し、 A_1 の周波数特性を等価的に低周波の方へずらして系全体の安定化をはかる周波数補償回路である。 R_4 は系の安定化のためと、 D_3 と組み合わせて系が非制御状態のとき PC に逆バイアスがかからないように保護するために挿入してある。時定数 $C_1 R_2$ の決定はこの回路中最も重要なものである。この大きさは電気的な要素だけでは決めることができず、フィラメントの熱的な時定数（慣性）⁵⁾ を考慮に入れなければならない。筆者らの場合直径 0.15 mm 長さ 20~150 mm のタングステン線に対し図中の数値が最適に近い値であった。この値が最適値より大きいと応答が遅くなり、逆に小さいと系全体が不安定となりフィラメントが点滅したり、発振して破損することがある。 R_2 と $D_{1,2}$ は A_1 の入力保護用であり、 R_3 は R_2 とのバランスをとるために入れてある。 A_1

の入力バイアス電流は R_2 を流れているが、これにより R_2 に生ずる電圧が十分小さければ R_3 は不要である。例えば一般的なオペアンプ 741 型に保証されている最大バイアス電流は $0.5\mu A$ であり、もしこのバイアス電流が R_2 ($120k\Omega$) に流れると 60mV の電位差を生ずる。ただしバイアス電流の典型的な値は保証値より 1 桁位小さく、今回の回路では R_3 を入れなくてもせいぜい 0.1% の誤差にしかならないが念のために用いた。表示用発光ダイオード PD は系の働きにはほとんど無関係であるが系が正常に動作していることを知る為に挿入してありこれが発光しているときは一応系が正常に働いているとみていい。 D_{1-3} は安価な電源用のシリコンダイオードで十分である。

⑥ 光に変換された誤差信号は光結合素子 PC 内の受光ダイオードに伝えられ、ここで再び電流に変換される。この変換された電流はこのままではフィラメント電流をコントロールするには微弱すぎるので、ダーリントン接続されたトランジスタ Tr_2 と Tr_3 で電流増幅される。この増幅された電流はトランス T_1 を通してフィラメント電流 I_f となりフィラメント温度を制御する。ブリッジに組まれたダイオード D_{4-7} は、制御される電流が交流のままではトランジスタを働かすことができないので交流を直流に整流するためのものである。抵抗 R_6 とツェナーダイオード Z_3 は光結合素子 PC の受光側に印加される電圧が素子の耐圧を超えないようにするためのものであり、容量 C_3 は PC に印加される電圧の脈流を平滑化するために挿入してある。 C_3 は取除いてしまってもよさそうであるが確かめていない。 R_6 と Z_3 のかわりに独立した数 V 程度の電源を用いてもよい。このときはついでに Tr_2 のコレクターも図の結線から切り離しこの電源に結んでしまうと Tr_2 は耐圧の小さいものですすことができる。抵抗 R_7 は PC を最良の電流範囲で使うためのバイパスである。 Tr_2 と Tr_3 は十分な耐圧 ($V_{CE} > 200 V$) のもの Tr_3 は十分なコレクター損失 (20 W 以上) のものであれば特に選ぶことはない。この回路は、トランス T_1 の 1 次側に挿入された光の強弱で変化する“可変抵抗器”と考えれば動作を理解しやすい。

実際にエミッションのコントロールを行うには次の順序で操作するのが適当である。1. T_2 を最小位置にする。2. 電源スイッチ SW_1 を“ON”にする。3. R_5 を所定の電流値にセットする。4. T_2 を徐々に上げていくとそれに従って I_f が増加していく。5. エミッションが所定の値に達したところで T_2 をそれ以上に上げていってもはや I_f は一定値を保ったまま上らなくなる。これは制御状態になっていることを示す。6. 制御状態になったのち、AC 100 V の変動や真空度の変動などの

Fig. 3 Two alternations of the buffer amplifiers for reference voltage. (a) the emission current exceeds the maximum out put current capability of A_2 , (b) the emission current is within the capacity of A_2 .

起り得べきすべての要因を想定して、 T_2 を制御状態に入った値の5～20%増に上げて一連の操作を終る。実験中にエミッションの値を変更するときはほとんどの場合 R_5 を新しい値にセットする操作のみで十分である。

4. その他の回路

① 手動操作.

製作したエミッションコントローラーは所定の範囲(0～10 mA)でしか使えないが、度々この範囲以上のエミッション電流、10 μ A 以下の微小エミッション電流、およびエミッション電流の手動操作が入用なときがある。これらを可能にする操作は、例えば極く簡単にダイオードブリッジ D_{4-7} の T_1 側と T_2 側を短絡してしまい T_2 の操作のみによる手動操作を可能にする等のいくつかの方法が考えられる。ここでは最も安全で確実な方法を Fig. 4 に示す。図中の連動スイッチ SW_2 と SW_3 を閉じることによりエミッション電流は T_2 のみでコントロールされる。この操作は前節3の6に述べた“可変抵抗器”を常に低い値にすることにある。すなわち、まず α 点をグランド G 端子と共通電位にしフィラメントからのエミッション電流はすべて G 端子に流れ込み制御回路へは流れ込まないようにする。このままでは A_1 の入力短絡されているので、 A_1 の出力は一般に不安定となってどのような電位となるか不定である。そこで A_1 の反転(－)側の入力に“偽”の信号を(－V)から R_{14} を通して送り込む。また非反転(＋)側の入力に(+V)から同様の操作を行っても結果は同じである。すると A_1 はエミッション電流が所定の値より小さくさったと判断し、 I_f を増やす方向の出力を生ずる。すなわち A_1 の出力は正の最大電圧となり、発光ダイオードは最大の発光をする。この結果前出の“可変抵抗器”は等価的に最も低い抵抗値となる。この状態はエミッション電流とは無関係である。 R_{14} は A_1 の入力に A_1 の入力バイアス電流(741では0.5 μ A 以下)より1桁位大きな電流を供給しており、用いた2 M Ω という値は適当な大きさであるとおもわれる。 A_1 の入力に必要以上に大きな電流を流すと A_1 の劣化および破壊を招く。

② 電源の高周波バイパス.

一般に同一電源によって複数個のオペアンプやトランジスタなどの能動素子を働かせるときには、電源回路を通じて信号が互に干渉し合い系全体が不安定になる(特に高周波領域)。これを防ぐために電源回路の要所要所に高周波バイパス用のフィルタを挿入するのが普通である。例えば Fig. 4 の R_{12} と C_8 、 R_{13} と C_9 がそれである。本製作例では A_1 の動作に影響を与えない68 Ω の抵抗を R_{12} と R_{13} として挿入してあるだけで、 C_8 と C_9 は

Fig. 4 Manual operation by closing switches SW_2 and SW_3 . Bypasses for high frequency (high frequency filters) are consisted of (C_8 , R_{12}) and (C_9 , R_{13}), which are the same also for A_2 .

配線の浮遊容量等で代用しているが、これで十分であった。我々が普通に接する回路では、 C_8 や C_9 に高周波特性のよい0.01～0.1 μ Fのセラミックコンデンサを用いているだけで R_{12} や R_{13} は使用されていない。なお A_2 にも同様の処置がなされている。

③ 絶縁.

特に注意を要する電氣的絶縁は、 T_1 、 T_3 、PC、および回路基板とケースや高用電源との絶縁であるが、特に粗悪なものでない限り問題はなかった。

5. 回路の特徴

① 従来共通電位を異にする回路間の信号の伝達は、それが交流の場合はコンデンサー又はトランスを用いて比較的簡単に行われてきた。しかし簡単とは言っても、トランスを用いると周波数特性が複雑になり、しかも重量と費用が必然的にかさんでくる。またいずれの手段でも直流に近い交流(極めてゆっくりした変化)を伝達することは不可能であった。直流信号を伝達するには、直流をチョッパなどを用いて一旦交流に変換したのち前述の手段などで相手側へ伝達し、そこでこの交流を再び直流にもどすという大へん複雑な手段がとられるのが普通であった。しかし本研究におけるように光結合素子を用いれば、容易に、高能率に、しかも十分良い周波数特性で直流および交流信号を相手側に伝えることができる。この素子のおかげで回路は実に簡単になり、費用、重量とも軽減する。現在のところこの素子は単独では入力対出力の直線性と温度特性とが優れているとは言えないが、使用例のように大きな負帰還のかかった系の中で使えばこれらの点は全く問題にならない。

② フィラメントの中点 (α 点) とグランド (G 端子) 端子間の電位差は大きくても数 mV を超えることはなく (0.1% 以下の誤差に相当), したがって α 点と G 端子は実質的に同電位とみなすことができる. この電位差は A_1 に指定されている “バランス” 回路 (741 では 10 k Ω の半固定抵抗器一つ) を追加することにより更に小さくすることができるが, 本研究では使用していない. α 点と G 端子がほぼ同電位ということは, この装置を用いて実験を行うときフィラメントの電位を簡単に定めることができ大へん便利である. 例えばフィラメントにアース (E 端子, ケースの電位で通常は大地の電位) に対してバイアス電位を与えたい場合を考えると, そのためには G と E 端子の間に所定の電圧の電池を入れるか, エミッション電流 I_e が流れたときの電圧降下が所定のバイアス電位になるような抵抗器を挿入する (自己バイアス法) か, 或は所定のツェナーダイオードなどを挿入することが考えられる.

③ 本研究に用いた回路は Fig. 2 の動作原理からわかるように連続比例制御とみなしてよい. 従ってこの装置から発生する雑音はもしあったとしてもほとんどの実験において無視できるはずである. もしこの回路に SCR やスイッチングレギュレーターを用いれば電力効率はよくなるであろうが, これらの素子が発生する高周波雑音はかなり大きなものであり, これを他の機器に対して影響のない程度にまで吸収除去することはそう簡単ではない.

④ オペアンプを動作させるための電源は簡単な両波整流回路と平滑用のコンデンサ C_4 , C_5 のみで構成されているが, オペアンプの供給電圧除去比は 741 のような普及品でも供給電圧の変動 1 V につき入力換算値で 100 μ V 以下であり, オペアンプの電源に関する限りこれで十分である. しかしながら最近では各種の高精度で安価な三端子電源レギュレーターが入手でき, 取りつけも至って簡単にできるのでこの素子の使用を勧める.

⑤ 使用した部品および素子は容易に入手可能なものであり, 特殊なものは使われていない. 約 5 年前最初に設計したときは光結合素子などは一般には入手困難であったが, 現在では同等以上の性能のものが内外のメーカーから多数発表されている. 我々は研究室にあるストック品などを使って製作したので一見特殊な部品を使っているようにみえるが, これにこだわることなく, 各自の要求に合せて選択すれば十分である.

6. 性 能

製作したエミッションコントローラーに実際にフィラメントを接続してエミッション電流の安定性を測定し

た. エミッション電流の測定はジョン・フルーク社のデジタルマルチメータ 8120 A を G-E 端子間に入れて行った. 測定を行う前に R_1 を調整して R_5 のダイヤルの値とデジタルマルチメータの読みが一致するようにした. 商用電源電圧が 90 V から 110 V まで変化したときエミッション電流は +0.35% 変動した. このときの Z_1 と Z_2 の電圧変動はそれぞれ約 0.4% と 2.7% であった. ツェナーダイオードに供給されている電圧 ($-V$) を安定化させればこの変動はいずれも無視できる程 (0.1% 以下) に減少するであろうし, Z_2 は使う必要がなくなるであろう. この点からも前述の三端子電源レギュレーターの使用を勧める. エミッション電流の室温変化に対する温度係数は +0.01%/°C 以下であり, これに対する Z_1 と Z_2 の変動はそれぞれ +0.01%/°C と +0.06%/°C であった. 装置に電源を投してから 30 秒ウォーミングアップ後の時間的変動は +0.1% であった. A_1 および A_2 として用いたオペアンプ 741 のオフセット電圧とオフセット電流の温度係数はたかだか 20 μ V/°C および 2 nA/°C の程度であり, この値は本装置ではそれぞれ 2×10^{-4} %/°C および 2×10^{-3} %/°C の温度係数に相当し前述のものに比べて無視できる大きさである. 基準抵抗 R_1 の温度係数はそのまま精度に反映するが, 使用したものは測定はしていないが恐らく 0.01%/°C (100 ppm/°C) 以下であり問題にはならなかったようである. 以上の結果から, 総合的な性能に最も影響するのはツェナーダイオード Z_1 の基準電圧の性能であることがわかる.

エミッション電流の調整可能範囲はポテンシオメータ R_5 の最少目盛の 10 μ A から最大目盛の 10.00 mA までである.

7. 結 言

原理的に理解しやすく, 製作も容易でしかも高精度の汎用エミッションコントローラーについて述べたが, 更に高い安定度を求める場合には各素子につき十分な検討が必要となろう. その場合には基準電圧用のツェナーダイオード Z_1 とこれに供給する電源の安定化が最も重要であり, 次に R_1 と R_5 の温度係数, A_1 と A_2 の選択, 最後に $+V$ と $-V$ の安定化がこの順序で重要になってくるものとおもわれる. なお最近では半導体のバンドギャップを利用した, バンドギャップ電圧基準と称する普通のトランジスタ程の大きさのものがいくつかのメーカーから発表されているが, 出力電圧が約 +2.5 V と限られている以外は温度係数および供給電圧依存性とも大へんすぐれており簡単な回路の変更で Z_1 の代りに使えば好結果が得られよう.

当研究室ではここで述べたものの他, 2 つのフィラメ

ントのエミッション電源を各々独立に調整できるように2つの回路を組み込んだものが稼動中である。その他ここで述べた回路図をもとに作製したものが他の幾つかの研究室でそれぞれの目的の電流範囲で、イオンゲージ、イオンガン、蒸着装置などで稼動中である。なおここで述べたエミッションコントローラーは阪大工学部の志水隆一助教授、大阪電通大の越川孝範助教授との共同研究⁹⁾のために開発されたものである。最後にこのような回路の知識や、アイディア、素子の使用法や使用範囲、或いは入手先や費用などを知るには、それに適した技術誌¹¹⁾が役に立つことをつけ加えておく。

〔文 献〕

- 1) 例えば, J. H. Leck; “*Pressure Measurement in Vacuum Systems*” 2nd ed., (Chapman and Hall Ltd., London, 1957) p. 103, 富永五郎, 織田善次郎[訳]: 真空度測定(産業図書, 昭和42年).

- 石井博, 中山勝矢: 真空技術講座3, 真空度測定(日刊工業新聞社, 昭和39年) p. 79-85.
- 2) 長井一敏: 真空 **13** (1970) 303.
- 3) 林孝, 中村新太郎, 松本孝夫: 真空 **14** (1971) 18.
- 4) F. P. Clay, Jr., F. J. Brock, and L. T. Melfi, Jr.: *Rev. sci. Instrum.* **46** (1975) 528.
- 5) 八木邦夫, 美馬宏司, 兼松太: 日本真空協会関西支部昭和52年(1977)第2回研究例会資料, p. 13.
- 6) J. A. Burt: *Rev. sci. Instrum.* **39** (1968) 1759.
- 7) H. F. Wellenstein and R. E. Ensman: *Rev. sci. Instrum.* **44** (1973) 922.
- 8) K. Goto and K. Ishikawa: *J. appl. Phys.* **43** (1972) 1559.
- 9) K. Goto, K. Ishikawa, T. Koshikawa, and R. Shimizu: *Surface Sci.* **47** (1975) 477.
- 10) 後藤敬典, 石川和雄: 真空 **13** (1970) 261.
- 11) 例えば“トランジスタ技術”(CQ出版KK)