

連載 (講義)

## SI につながる真の電子スペクトルを求める実験法 (VI)

後藤 敬典\*

産総研・中部センター, 〒463-8560 名古屋市守山区下志段味穴ヶ洞2266-98

\*gotou.keisuke@aist.go.jp

(2007年6月6日受理)

今回は一次電子の加速とエネルギー掃引に必要な高電圧の電源と分割器, さらにこれらを校正する方法について述べる. AES のエネルギーが 10 ppm の不確かさで計測できるようになった. この精度は抵抗器の温度係数と電力係数を合わせこむことにより実現できた. 高電圧の発生と計測で必要となる約 100 V の標準電圧をツェナーダイオードで実現できた. 古い機器の PC プログラム化を提案した.

## A Way to Get “True” Electron Spectra of SI Compatible by Experiments (VI)

K. Goto\*

AIST-Chubu Center, 2266-98 Anagahora, Shimoshidami, Moriyama-ku, Nagoya 463-8560

\*gotou.keisuke@aist.go.jp

(Received: June 6, 2007)

The high voltage generation, measurements, and calibration were described. Measurements of 10 ppm in uncertainty for an AES was attained. This was achieved by compensating a temperature coefficient and accounting a power coefficient of the resistors. A standard high-voltage of about 100 V which can be used in a high-voltage work was obtained with Zener diodes. An idea for the PC programmable instruments of the old instruments was proposed.

### 9. はじめに

研究が高度に成長してくると, そこから出てくる値の「正しさ」が問われるようになってくる. 現代, データは「不確かさ (Uncertainty)」を付して表現するようになっている. すなわち, 「度量衡 (Metrology)」的表現であるが, これは高精度を意味するものではなく, ‘どの程度に正しいか’ というごく当然のことである. 我々はこのことを特に考えずに研究を行っている. 研究ではいい結果あるいは高い精度のデータを発表したいという無意識の傾向があり, 正しさの概念には甘いが, いっぽう産業界では JIS, ISO などの規格に厳格に準拠して生産が行われている.

ここでは実験室的に校正機関 (日本電気計器検定所, JEMIC: Japan Electric Meters Inspection Corporation) で校正 (JCSS: Japan Calibration Service System, 国の保証値; SI に等価) された標準器を用いて, 研究に必要な「不確かさ」, 1 ppm の領域, の 10 kV までの計測と発生を目指している. 高電圧発生・計測用の 100 V 辺りの標準を既存のツェナーダイオードまたは定電圧放電管で今以上の性能が発現できる可能性も試みた. 研究上は絶対値があれば申し分ないが, 安定な計測で済む場合が多い. しかしながら, 安定さを確かめるには絶対的な変わらない即ち基準 (標準) がないと安定さがわからない. この仕事を通して従来曖昧にしてきた技術や考えを改めること

になった。正当な方法以外に策を労したやり方では必ずどこかで破綻をきたすということである。

### 9.1. 基本電子回路

電子的に電圧を計測・発生する回路を Fig. 9.1 に示す。いずれも電圧増幅器で対象とするものが何であるかの違いだけである。なじみのない分野の人には電子回路というものは何か不可解なものと思われるようであるが、ここに示す基本的なものは 2 つの入力(+ : 同じ位相で出力され, - : 位相が逆になって出力される)で大きさを比較してその‘差’を電子的に増幅して出力し、この出力が入力に負(‘差’の信号と逆の位相) 帰還として戻されて、‘差’が最小となったところで平衡に達するものである。図の (a)は作動増幅器 (OP アンプ) を用いた一般的な増幅器で  $Z_1 \sim Z_4$  の選び方で種々様々な増幅器が構成できる。図(b)は、入力を分割器で  $(R_3/R_4+1)$  に分割してそれを入力と同じ極性の出力を発生するもので、10 V より高い電圧計測はこの形式であり、必然的に計測系のインピーダンスは低い $(R_3+R_4)$ 。図(c)は 10V 以下を入力と同じ極性で増幅し、入力インピーダンスは高い。図(d)は入力の極性が逆になって  $R_2/R_1$  倍されて出力され、入力インピーダンスは低い  $(R_1)$ 。図(e)は(d)の  $R_1$  を ‘0’ にしたもので、電流増幅器 (エレクトロメーター型) と呼ばれ、入力インピーダンスは通常 ‘0’ で近似される。この報告で用いるのは (b)の高電圧分割器と(e)を変形して(d)の形式にした高電圧源である。

Figure 9.1(b)を電圧計測用に書き直したのが Fig. 9.2(a)である。  $R_1 = \dots = R_n = R$ ,  $R_{in} = \infty$  のとき分

割比は  $n:1$  となり度量衡的な分割器がえられる。実際には個々の抵抗が異なった特性を持っていることと計測器の入力インピーダンス  $(R_{in})$  が無限大ではないことから理想からの誤差を生ずる。図(b)と(c)は Hamon 抵抗器の構成を示している。すなわち、(b)と(c)の比 (直列接続/並列接続) を取るとそれは、それぞれの抵抗器には多少の誤差があっても、正確に (誤差は個々の誤差の二乗) 個数の二乗になる (図の場合  $3^2=9$ )。たとえば、0.1%の抵抗器を用いればその二乗の 1 ppm の誤差となる。これが正確な倍率を得る基本である。入力インピーダンスの補正には Fig. 9.3 に示す補正抵抗器を挿入した回路を試みた。

### 9.2. 実験

#### 9.2.1. 標準器

「正しい」計測を行うには必ず正しく校正された標準器が必要である。これは一般の研究室では必要な標準器を備えておくことは、購入・維持の 2 点で、現実性がないので、このようなときはせめて計測器の仕様説明書にある仕様書を信用するしかない。しかし、これを実行すると容認し難いような「不確かさ」のデータになってしまい、気が萎えてしまう。大概の場合仕様書の値よりはるかに良好である。たとえば、著者の使っている我々が手が届く最高級の DMM (HP-3458A, Keithley 2002) はここ 10 年修正なしに使っているが、12~25 ppm ずれて来ている。厳密を要するときはこのずれを補償 (Correct) する。電圧標準器 (10 V) としては F-732B を使っている; 温度係数  $TC \leq 0.04$  ppm/°C, 経時変化  $\leq 0.3$  ppm/30 日, 0.8 ppm/3 月, 2 ppm/1 年。標準抵抗器としては

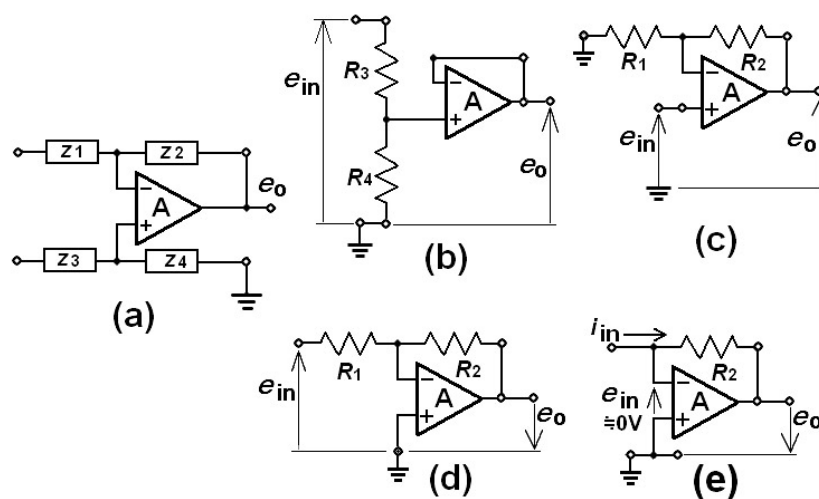


Fig. 9.1. Fundamental amplifier circuits; (a) basic, (b) non-inverting with input divider, (c) non-inverting with multiplier, (d) inverting with multiplier, (e) current amplifier.

F-742A (10 kΩ) と ASR-104 (100 kΩ) を使っている; 前者は  $TC \leq 0.010 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , 経時変化  $\leq \pm 2.5 \text{ ppm}/6 \text{ 月}$ ,  $\pm 4 \text{ ppm}/1 \text{ 年}$ , 後者は  $TC \leq 0.03 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ,  $\pm 3 \text{ ppm}/1 \text{ 年}$ . 実際の経時変化をここ6年間の JEMIC の校正值で見ると, F-732B は 2.3 ppm, F-742A は 2.8 ppm, ASR-104 は 0.6 ppm であった.

10 V の標準電圧だけでは, 10 V のレンジだけしか校正できないが, F-752A; Reference Divider を用いると自己校正可能な 10:1 と 100:1 の分割機能を用いて, 0.1 V, 10 V, 100 V, 1000 V の直接比較ができる. 使っている素子と回路構成から 10:1 のレンジは 0.2 ppm の, 100:1 では 0.5 ppm の校正がこれのみで可能である. この装置の基本は Hamon 抵抗器[Fig. 9.2(b) と(c)]で, これを2段使って2つの比を得るようになっていて. このような高精度は他の装置では不可能である. 校正は  $\pm 1^\circ\text{C}$  の雰囲気中に4時間置いた後8時間可能である. 余談になるが, この装置は最初ドリフトが大きかった(保証値ぎりぎり). あるとき, 壊れるほどではなかったが, 過電圧を印加してしまった. これをきっかけに調整が取れなくなってしまった. 修理と勉強のために, 最初ケースの開け方がわからず2日思案してやっと3重のシールドケースを開けることができたが, その中身を見たときには思わず息を呑んでしまった. この驚きと感激と敬意がシャーシーにメモ書きされている. 特筆すべきは, 部品・素子(温度係数, 0.1 ppm, を記入した巻き線抵抗器)の選択・組み合わせである.

47本の同一規格の 120 kΩ · 1 W 巻き線抵抗器を全て計測し, 要所要所に使っている. ブリッジの標準アームには特別によく合致(0.1 ppm)した組を, また分割抵抗器では直列で抵抗値と温度係数を組み合わせて集団として所定の値が出るようにしてある. 恐らく購入(製造)した抵抗器は全てどこかに使われるものと思われ無駄を出していない. 抵抗器群は3分割され, Hamon 抵抗器を構成できるようになっており, この機能により自己校正が可能になる. 3分割されたそれぞれの組はシールドケース毎に電気的にガードされており漏洩による誤差を抑えている. さらに驚嘆したのは, 各抵抗器群は厚さ **6 mm の鉄板!** にバイディングポストを立ててその上に配線されていることである. 鉄板は平板で片面はアルミの箱で磁気的な遮蔽にそれほど効いているとは思われないが, 3重のシールドケースと相俟って熱的な効果は大きいと推測される. 部品数は最少であり, 大きめのネジはタップを切って固定されており, 常識的なワッシャーはまったく使われていない. これ

は製作・修理をする者には心にくいばかりによくわかる. 手持ちの精密抵抗器の  $TC$  の近いもので応急の修理をしてあるが, 本来の性能より数倍劣るようである. 完全修理のために高精度の抵抗器(アルファ・エレクトロニクスの MB 型と HL 型)を購入して合わせこみを行おうとしているが,  $TC$  を 0.1 ppm に納めるにはまだ時効が足りないようで抵抗値がここまで安定していない. なお, この Reference Divider も完全に度量衡的ではなく, ジュール加熱(自己加熱)のため 10:1 (100 V) では 0.05 ppm, 100:1 (1000 V) では 0.3 ppm の不確かさが加わる. 従来, 標準として使ってきた分割器(10 kV)は F-80E10

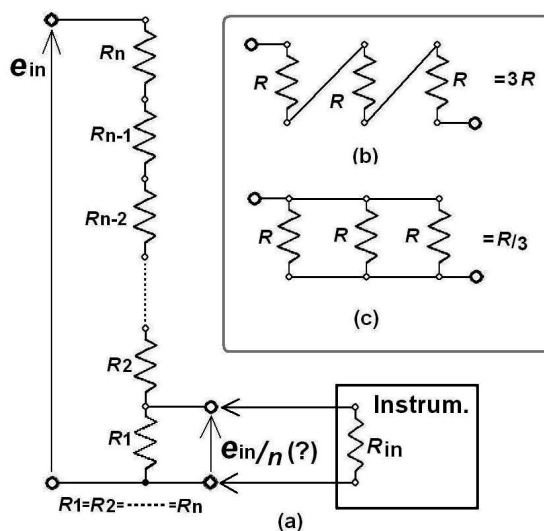


Fig. 9.2. (a) Metrological divider, (b) and (c) being a Hamon resistor of series and parallel connection, respectively.

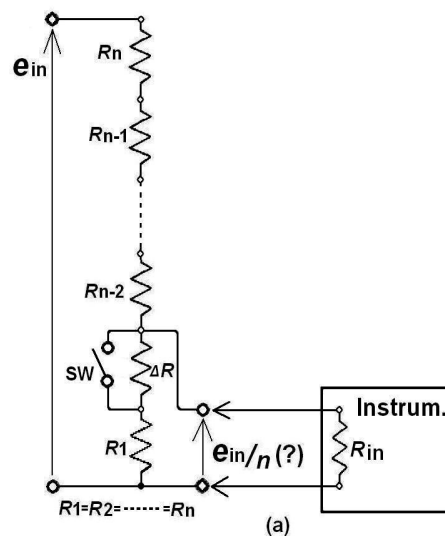


Fig. 9.3. Divider corrected for the low input impedance instrument, by adding  $\Delta R$ .

である。使われている抵抗値の  $TC$  は総合的に 0.4 ppm/°C くらいで優れているようにみえるが、実際に高電圧を印加してみると 5 kV で 70 ppm 位の差が観測された。取り扱い説明書には 100 ppm/18~28°C とのみ記述されており、もう少し詳しいものがほしかったが、これ以上は望めないことが解った。

### 9.2.2. 度量衡的分割器の製作

10 kV までの電圧を正確に (100:1) 計測するために、Fig. 9.2(a)の考えに基づいて 100 個の精密巻線型抵抗器 (Burster 1157, 100 kΩ,  $TC=1$  ppm; 購入後約 10 年経過しているので十分安定) を用いて 40 cm × 40 cm のエポキシ基盤上に製作したのが Fig. 9.4 (Div. 1) である。それぞれの抵抗器について抵抗値と温度係数 ( $TC$ ) を求めて、全体の平均値に最も近いものを選び出し  $R_1$  とした。なお、高電圧で使用するものは電力係数 (ジュール加熱による温度上昇: 精密な抵抗器では大よそ、50°C/定格) も大変重要な要素である。これは電圧の非直線性に効いてくる項目である。分割器に使用する抵抗器を全て同じ物で構成するのはこのためで、全てが同じ発熱をすれば分割比は同じように保たれる。実際に製作してみるとこの効果は絶大で度量衡的計測の基本であることがよくわかった。 $TC$  は 0.1 ppm のオーダーまで合わせこんだ。抵抗比は計測値のみでは不十分で微調整のポテンシオメーターを挿入して、F-752A と比較して 1 ppm 以下まで合わせこんだ。なお、1 MΩ の抵抗器を 10 個用いて Hamon 抵抗器を構成して 100:1 の校正を試みたが、10 MΩ の抵抗値は既存の DMM では ppm のオーダーでは洩れ電流による誤差のため正確には測れず 10 ppm くらいの精度しかえられなかった。各分割抵抗器は絶縁端子の上に乗せられており、端子台の下には Fig. 9.5 に示すガード抵抗器が配されており、分割抵抗器の漏れをガードしている。製作した分割器の 5 kV での立ち上がり特性を Fig. 9.6 に示す。この特性はもう 1 つの安定な分割器 (Div. 2) との比較で得られた。すなわち、系全体を 2 時間以上ウォーミングアップして 1 ppm 以下に安定になったのを確かめて、製作した分割器 (Div. 1) の入力コネクタを弛めて一旦‘断’の状態にして、30 分後にコネクタを再び締めて‘続’の状態に戻して 1 分ごとに測ったものである (このような計測法は危険につき一般には勧められない)。最初の計測点は計測器類の過渡応答のために異常な値を示しているが、その後は 1 ppm 以内に収まっている。これは、分割抵抗器のそれぞれが同じジュール熱を発生

しており、温度上昇の効果が相殺されて分割が正確に行われていることを示している。

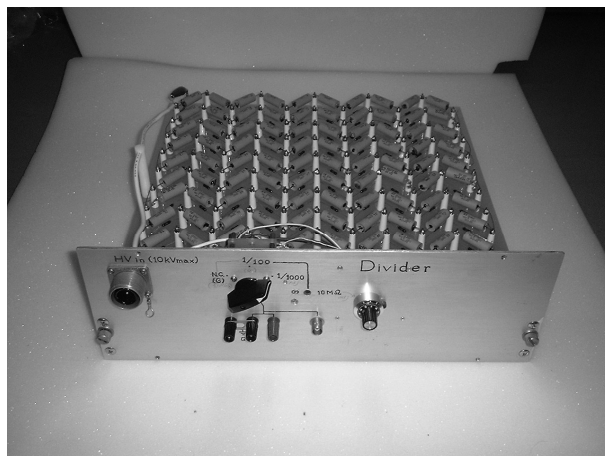


Fig. 9.4. Metrological 100:1 divider (Div. 1) with 100 resistors.

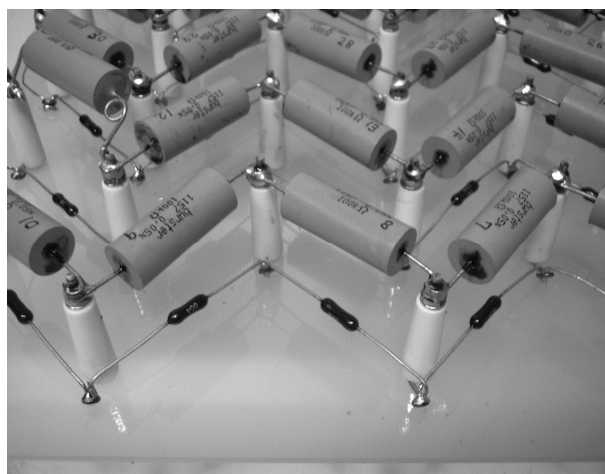


Fig. 9.5. Detail of the Div. 1, each dividing resistor being guarded.

### 9.2.3. 熱的最適化

分割抵抗器がすべて同じ特性で同じ条件下にあれば、抵抗器に電圧が印加されたときに発生するジュール熱による効果が相殺されることは重要で 9.2.2. でこれを示した。近年の DMM では分割器を一体のモジュールで構成して途中のタップから分割比を取り出しており 1000 V の計測においても立ち上がりの速い高精度の製品をだしている。しかしながら、通常は Fig. 3 の  $R_1$  と  $R_2 \sim R_n$  には異なった種類のもが使われる。100 V 位までなら熱的に過剰設計ができるのでたいして問題にならないが、高電圧になると規格ぎりぎりの設計が常で大変大きな問題となってくる。抵抗群全体がたとえ同じ温度下にあっても、抵抗体そのものの発熱が異なるので、このようにしても問題は解決しない。このような温度

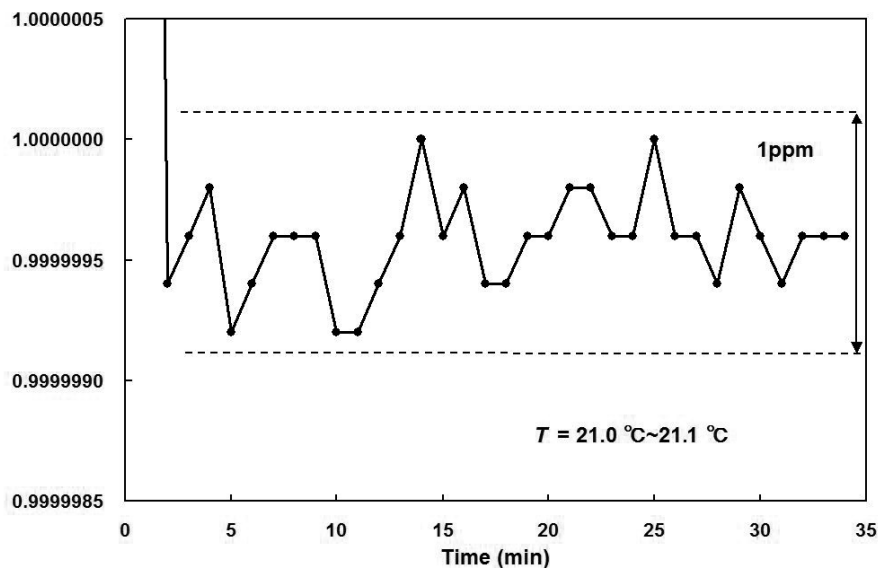


Fig. 9.6. Rise characteristics of Div. 1 for time after connection of 5 kV.

による効果の補償を試みたのが Fig. 9.7 に示す分割器 (Div. 2; 従来からのものを改良) である.  $R_1$  と他の全体の  $TC$  の平均値は 1 ppm に合わせこんであるが, 分割器の設定の仕方でも最大 100 ppm 位の差が発生した (図の上下を逆にしたとき). なお全体を油入恒温槽に入ればそれなりの効果は期待されるが, 素子の発熱量は変わらないので抜本的な改善にはならないと思われる.

高圧電源 (CPS-5001N: 5 kV) の  $R_1$  [Fig. 1(d)] に  $TC$  の異なるもの (100-125 k $\Omega$ ; 0.03 ppm, -9 ppm, -3.1 ppm, 0.4 ppm) を用いて出力電圧による効果を 1000

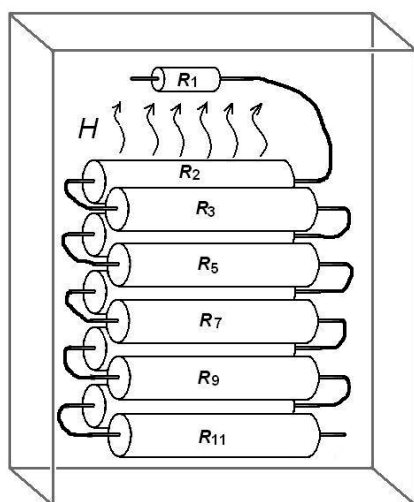


Fig. 9.7. Thermal optimization (?) of Div. 2 by setting position of resistors.

V での特性を基準にしてみたのが Fig. 9.8 である. 図の(d')は特に高電圧発生モジュール上に貼り付けて効果を狙ったものであるが, それほどの効果は無かった. 特性はある程度は補償されるが抜本的な解決にはならなかった.

#### 9.2.4. 機器内標準電圧 (定電圧放電管とツェナーダイオード)

定電圧放電管はツェナーダイオード標準が実用化されるまでは高級計測器の定電圧標準 (70-150 V) として広く使われていた. 例えば, 手持ちの Fluke 社の一連の高圧電源 (F-410B/10 kV, -408B/6 kV,

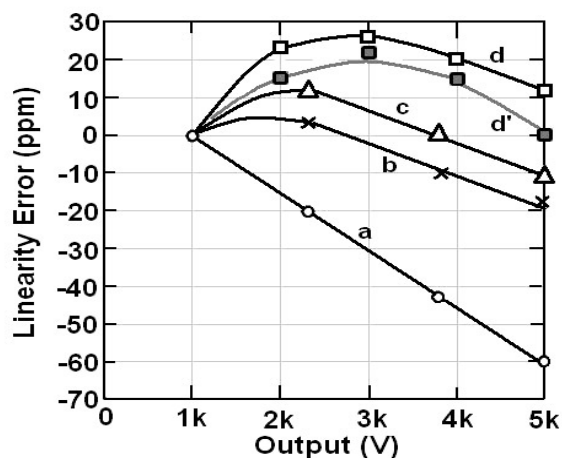


Fig. 9.8. Optimization of high voltage power supply (CPS-5001N) by input resistors with various  $TC$  ( $1/^\circ\text{C}$ ); (a) 0.03 ppm, (b) -0.9 ppm, (c) -3.1 ppm, (d) +0.4 ppm, (d') +0.4 ppm, stuck on the power supply module.

415B/3 kV, 412B/2 kV) が挙げられるが、全て大変優れたもので今でも現役として重宝している。この標準は高電圧の計測・発生ではツェナーダイオード(約 6.3 V) より適しているので使おうとしても、製品・データとも入手が困難である。定電圧放電管 (83 A; 83 V) を試作代替標準 (ツェナーダイオード; 14 本直列) と共に Fig. 9.9 に示す(写真の左から 3 番目)。写真の右端はこの標準放電管の中央部分にかぶせてこの温度を一定に保とうとするための正の温度係数の抵抗線コイル (上下逆) であるが、効果のほどは調べていない。定電圧を使った電源 (F-412B) を出力 1000 V に設定したときの特性の例を Fig. 9.10 に示す。特性は 100:1 の分割器の出力を時間 (分) の関数として日を置いて測られている。図からわかる

ように、おおよそ数 ppm の揺らぎで AES の目的には十分な特性である。特性がこれ以上どの程度のものが得られるのか興味はあるが不明である。なお、放電管の特性は、放電によるガス (主成分は Ar などの不活性ガス) の脱吸着やイオンによる電極などのスパッタリングにより時間と共に変わるが、図に示した程度である。しかしながら長期間使わずに放置しておいたものは安定化に ‘時間’ から ‘日’ の単位で慣らしを行う必要があった。このような放置された機器は、特に機械的電気接点や結合が、ごみやほこり、あるいは腐食で悪くなっていることが多いので対策が必要であった。通常は ‘カチカチ! ゴシゴシ!’ と根気よくやるのがもっとも実際的であった。可能なら水とブラシで洗うのも効果がある。

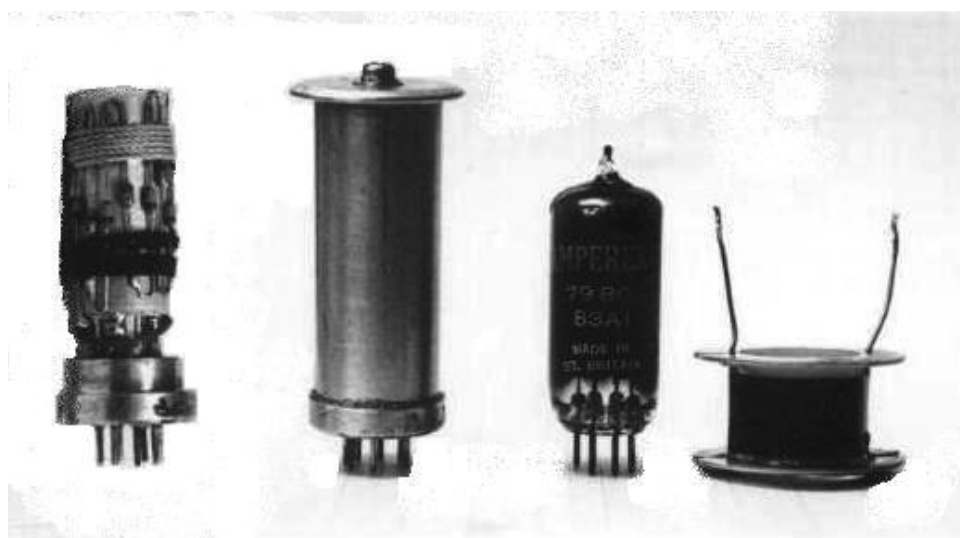


Fig. 9.9. Zener (14) tour for the replacement of the discharge standard tube (far left), with case (second from the left), a discharge standard tube 83A (third from left) and temperature compensating coil for the tube (right).

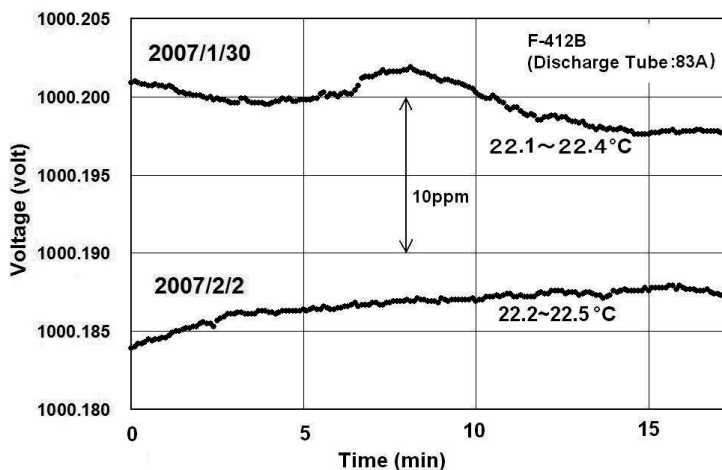


Fig. 9.10. High voltage output characteristics of F-412B with a discharge voltage standard tube 83A.

定電圧放電管は時間とともに劣化してくるが (AESの電源制御装置やオーディオにも使っているが取り替えた例はなく、おそらく程度のいいものでは20万時間は使えるのではないかと思っている)、ほとんどはこのためだけに全体が機能しなくなる。代替品が入手できない現代では、優れた機能の装置を他の部品が健在なのに廃棄せざるを得ないのは技術に関係する者にはなんとも忍び難い。劣化したF-408Bの放電管の代替品として開発したのが Fig. 9.9 (左の二つ) に示した定電圧ツェナーダイオード (14本直列) の塔である。これは放電管の‘脚’にあわせて差し替えができるようにしてある。1 ppmの性能を得ようとするとツェナーダイオードに流す電流は、10  $\mu\text{A}$  位までは合わせこまなければならない (次のところで述べる)。したがって、放電管に必要な電流とツェナーダイオードのそれは数 mA で類似の大きさであるが、少々回路の定数 (抵抗値) を変える必要がある。フルークの装置は機種によらずほとんど同じ形式・部品で回路的にも非の打ち所はなく大変良くできておりまさに ‘State of the Arts’ で

あるが IC が世に出る前の古い物であるので個別素子で構成されている。これは特にドリフトの点で不利である。これら古い電子素子を最新の IC に置換えて、ツェナーダイオードを電圧標準にする改造を試みた。得られた特性を Fig. 9.11 に示す。このときの出力電圧は5 kV であった。この特性は定常状態に達した装置を、一旦電源を切って1時間放置し、その後電源を再投入して経過時間による特性を Div. 1 で計測したものである。特性は時間の経過とともに急速に低下し (負の温度係数)、おおよそ10分ではほぼ安定な領域に入りその後の変動は数 ppm である。これは通常の機器に比べて1桁くらい優れている。約1時間半動作させたところで、装置の下に設置した小型の冷却用扇風機で風を吹き込むと特性は図の上のように立ち上がった。時間の‘0’は冷却開始時刻を示しており、ほぼ10分で定常状態に達している。何もしないときに比べて約30 ppm 高い特性を示しているがこれは、ツェナーダイオードの電圧標準が変化したためではなく、負帰還抵抗器 [Fig. 9.1(d)の  $R_2$ ] の温度係数が‘負’であることが原因のはずで

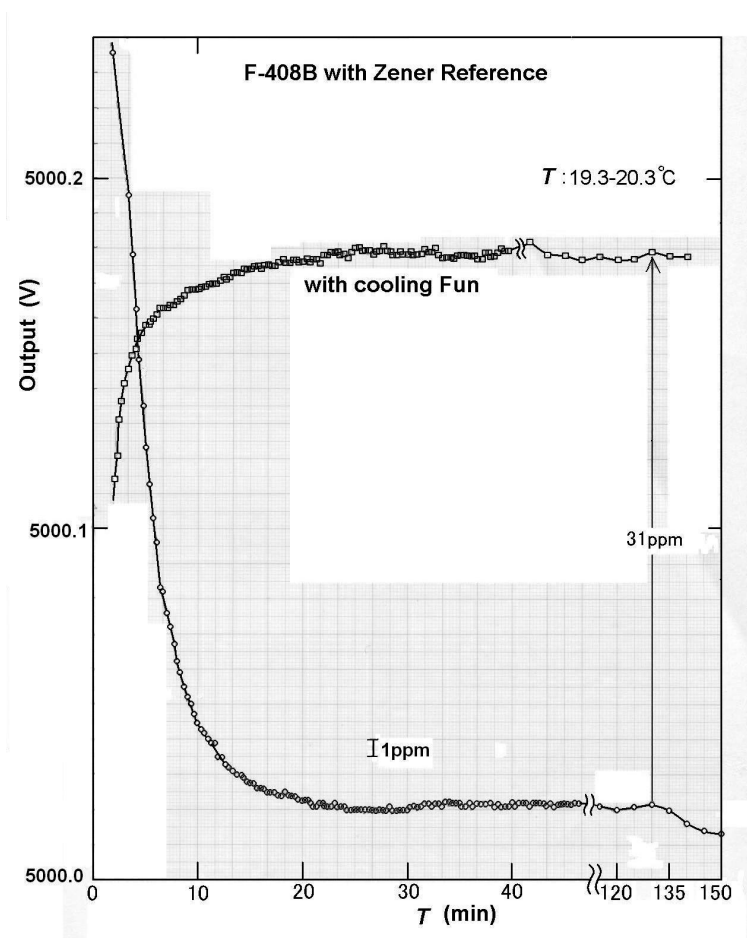


Fig. 9.11. Output characteristics of improved F-408B with Zener diode standard; normal (bottom) and cooled with fun operations (top).

ある。たとえばこの抵抗器の  $TC$  が  $-1\text{ppm}/^\circ\text{C}$  でも、 $30^\circ\text{C}$  の温度上昇があればこのような結果になる。正確ではないが装置の電源を切った直後に手で触った

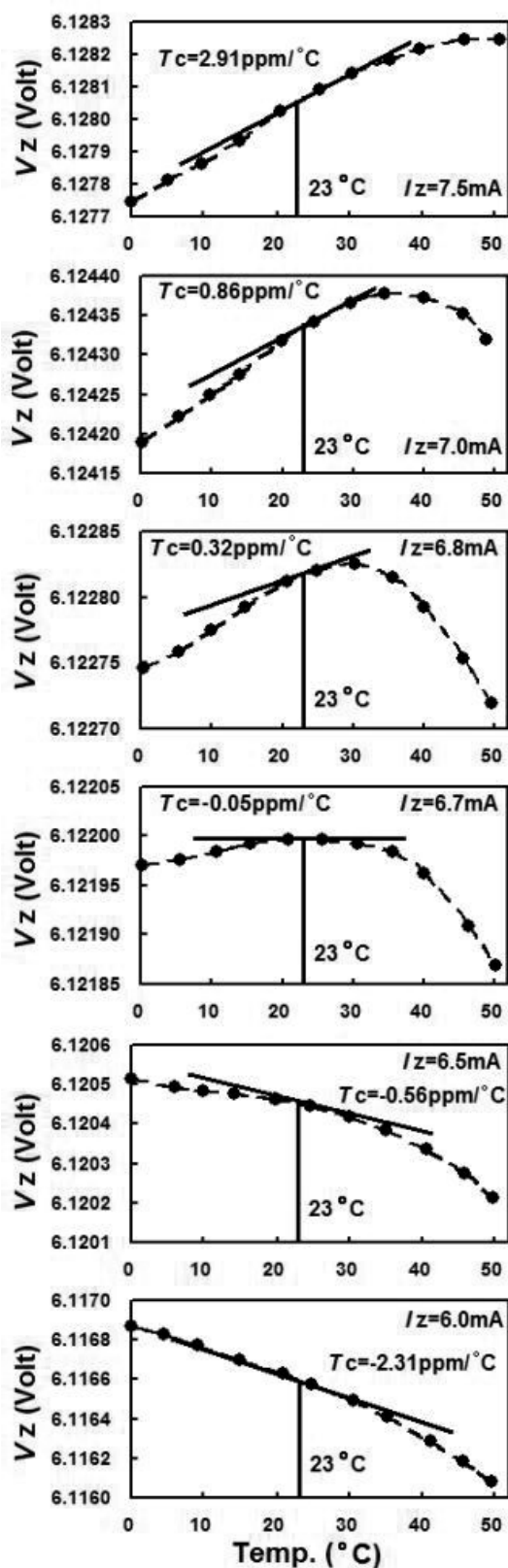


Fig. 9.12. Zener voltage vs temperature for Zener currents.

経験ではこれ以上の温度上昇であった。装置を冷却することはその他いくつかの点で得策である。この電源は著者の AES の 1 次電子加速電源および電子エネルギーの校正用としてつかっている。なおフルーク社ではここで試作したような素子を市販していたと聞いたことがあるが筆者はまだ見たことがない。高い性能を得るにはツェナーダイオード電流を微妙に合わせ込まねばならないので単に素子の差し替えで済む話とも思えない。

高電圧を得るには、これに使う標準（基準）電圧は高いほど増幅率が小さくて済むので  $10\text{ V}$  前後のものを使うよりも、その分有利になる。また、高い電圧標準を得るために低い電圧のものを直列につないで構成したとすると、1つ1つが同じ性質であるとすると、得られる高電圧の揺らぎ（雑音；ガウス性）は信号対雑音の比 ( $S/N$ ) で使った素子の数の平方根に比例して向上する。これは中央極限定理が教えてくれるところである。前述のツェナーダイオード塔もこの考えに基づいているが、更に詳しく調べてみた。一つのツェナーダイオードについて流す電流値を変えて ( $6.0\sim 7.5\text{ mA}$ ) ツェナー電圧を温度 ( $0\sim 50^\circ\text{C}$ ; 魔法瓶と水) を変えて測ったのが Fig. 9.12 である。平らな特性を示すところが最適値であるが、これは温度と電流によって決まる。実用的な室温である  $23^\circ\text{C}$  で最適値になるように電流を決めると、この場合は  $6.7\text{ mA}$  で  $TC$  は  $-0.05\text{ ppm}/^\circ\text{C}$  である。このような計測を 54 個のツェナーダイオードについて行い、最適値を示す電流値の頻度として示したのが Fig. 9.13 である。特定の分布をしているとはいえないが、最も頻度の多い電流値を中心にこの近辺に分布するものを 17 個集めて直列にして (約 104

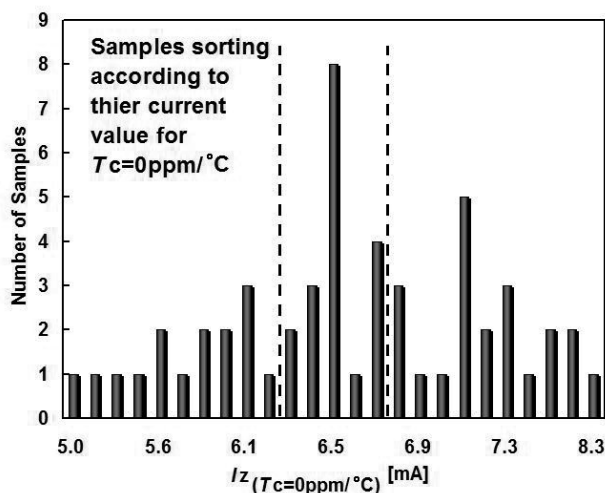


Fig. 9.13. Frequencies showing  $TC=0$  for Zener currents.



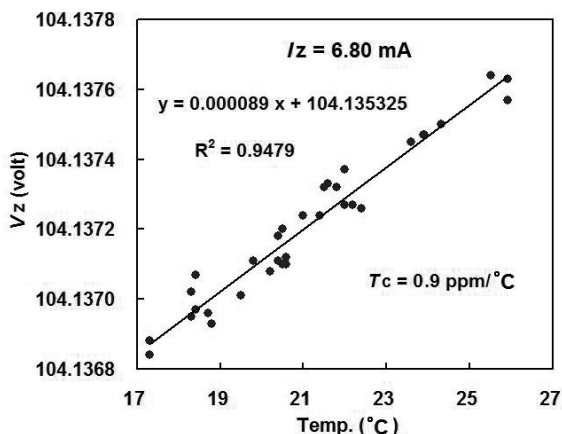


Fig. 9.14. Series connection of the Zener diodes (17) showing  $TC=0.9 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

V) 共通のツェナー電流 6.80 mA を流したときの特性が Fig. 9.14 で、温度係数  $TC=0.9 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  が得られている。なおこの値はツェナー電流を変えることにより変わることは明らかである。このときに得られたツェナー電圧の揺らぎは  $S/N$  で評価して約 4 倍近く改善されていた。この実験により高電圧の発生と校正のより優れた機器の可能性が確かめられた。

### 9.3. 古い装置を PC 制御可能にする方法

近代の計測は PC に繋がらないものはたとえハード的に優れていても相手にしてもらえない。特に連続したデータを取り込むようなときには必須の手段であり否定できない。すなわち‘プログラマブル’という機能を有していることである。9.2.で示した如く、古い装置でも優れたものは適切な手入れを施せば、時に現代の最新のものが達し得ないくらいの性能を示す。著者が特に感心するのは抵抗器である。これらは精度もいいが、十分に時間をかけてエージングされており自然の安定化処理が施されている。これは度量衡では最も重要な項目である。すなわち素性が良くわかっているということである。部屋や他所には、購入したもの、もらったもの、拾ったものなどが捨てるにしのびずに保管されている。古い古色蒼然とした計測器のほとんどは、設定を電気機械的なダイヤルやスイッチで行うようになっており、これを電子的なものに置き換えるなどはほとんど不可能と思ってあきらめてきた。しかしこの固定観念はほとんど思い込みであることを今頃になってやっと気がついた。デジタル-アナログ変換 (D/A) と逆の A/D 素子・デバイスはごく普通に入手できる

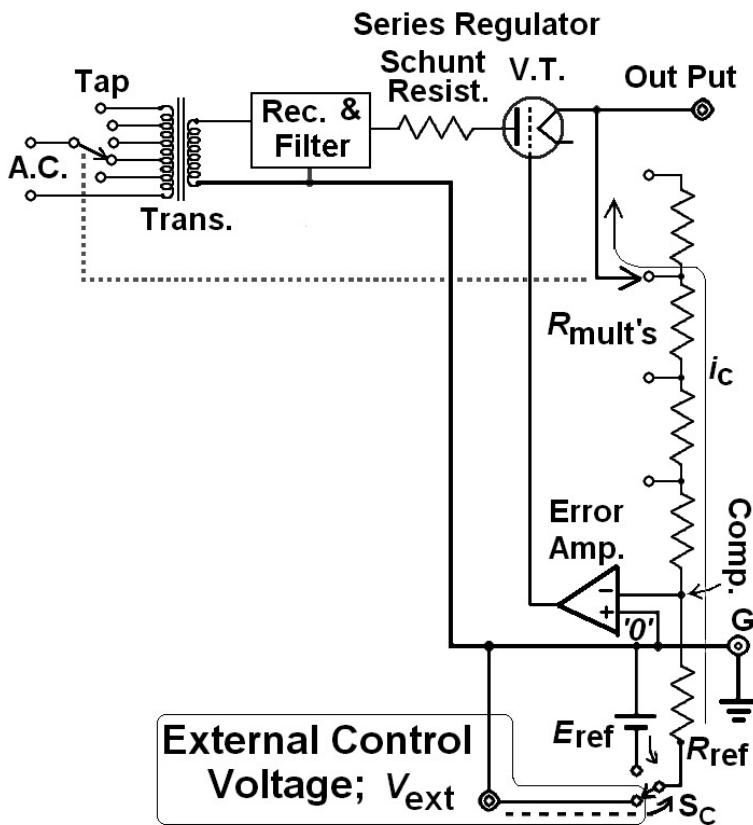


Fig. 9.15. A possible alteration of an old power supply (Fluke type) to a programmable instrument.

のでその先のアナログ入力を設けることができれば博物館行きか廃棄されるものもよみがえってくるわけである。このような改良はまだ実行に至ってはいないが、確実に実行できると思われるので以下に述べる。これは 9.2.4. の続きとさせていただければ納得が行くと思われる。

思考改良をフルーク型の電源を例に Fig. 9.15 に述べるが、基本的には Fig. 9.1(d) に示した回路である。通常は図の切り替えスイッチ  $S_C$  を基準電圧  $E_{ref}$  の側につないで、倍率器  $R_{mult's}$  を所定の位置に設定して出力電圧を決める。いわゆる定電流型で抵抗器には常に‘一定の電流’が流れている（フルークのモデルでは一貫して 2 mA）。装置の安定性から見ると、この常に定電流を抵抗器に流し込むことは、抵抗の発熱（抵抗×電流<sup>2</sup>；ジュール加熱）が常に一定となることであり優れた方式である。ここで  $S_C$  を外部制御電源側、 $V_{ext}$  に倒せば、電源の出力電圧はこの電圧で決まる。すなわち電源回路には  $V_{ext}/R_{ref}$  の電流が流れ込み、出力には  $(V_{ext})$  が反転して増倍された、 $-(V_{ext}/R_{ref}) \times R_{mult's}$  の電圧が現れる。すなわち、 $R_{mult's}$

は機器のフルスケールを与えることになる。出力の極性が反転するのは、回路の基準点（Comp.; 比較点）をほぼ ‘0’ V ( $E_{ref}/OP$  アンプの増幅率； $\sim 10^{-6}$  V) に選んであるからであり、ここを基準に電圧を測ることによる。この接続を行うと電源の出力は  $V_{ext}$  で制御され、したがって、回路に流れる電流もこれで決まるので、定電流を流す利点は失われる。またここで述べた回路の変形として他にもいくつか考えられるが、Comp. 点に電流を流し込めば、この点は電流の加算点となり、加算された結果が出力電圧となるがこれは Fig. 9.1(e) の変形とみなせる。

電子的な計測器・装置はそのどこかに必ず基準（Reference）あるいは標準（Standard）を内蔵している。したがって、古い機器でもここに変更を加えて PC とのインターフェイスを設ければ、ほとんど自由に Programmable な機器やシステムとして組み入れることができる。先入感には気をつけよう。