

# 振動容量電位計とその応用

小川 岩 雄

10<sup>-14</sup> A 程度の微小電流を工業的に計測する必要がいろいろの分野で生れ始めている。たとえば分析や洩り探しの質量分析器や、β放射能検出用の電離面のイオン電流の測定などでは、この程度の微小電流が問題になる場合が多い。だがこれはなかなかの難題である。

とも角も測れさえすればよい、というだけのことならば、昔から使われている象限電位計でも、またはひとこゝろ流行した電位計真空管 (Electrometer-tube) とガルバの組合せでも構わないわけであるが、どちらも機械的振動に弱く、調整が煩しく、到底現場には持込めない。

丈夫で、安定で、使い易く、できれば自記や警報器の作働までもやらせうるものとなると、結局現状では、多段直結型のいわゆる直流増幅器か、または、標題の振動容量電位計 (Dynamic Condenser Electrometer) か、のどちらかを選ぶほかはない。どちらにもそれぞれ固有の長短がある。選定は目的に応じ、適切に行わなければならない。この小論では、筆者らが研究を進めてきた後者について、その特徴をできるだけ簡潔平易に紹介し、2方法の比較検討に役立たせたいと思う。

## 原理と特徴

10<sup>-14</sup> A の電流を堅牢なメーターで読むにはどうしても増幅が必要である。そのとき直流を直流のまま増幅しようというのがふつうの直流増幅器である。信号が時間的变化のゆるやかな直流であると増幅器の段間をコンデンサーで切れなくなり「直結」型にする他はない。そのためグリッド電流の小さい特別の初段管を選び出さなければならない上に、増幅の利得を上げようすると、出力側に近い段階のタマの陰極電位を高くして使う必要が生じたり、発振しやすくなったり、やたらにハムを拾ったりして、なにかと不便が多い。そこで差動型にしてハムを消し、電源変動の影響から逃げたり、フィードバックをかけたりいろいろの工夫がされるが、そういう回路の調整はなかなか難しいし、タマもむやみに挿し変えるわけにはゆかない。電源も、電池を使わないならばきびしく安定化しなければならない。

直流増幅につきものこのよう困難の多くは、直流入力信号をまず何らかの方法で交流化してしまえるならば原理的に一挙に解決されるはずである。いいかえれば、入力信号に比例する振幅をもつ一定周波数の交流信号が発生できれば、あとの増幅は、直結増幅にくらべればは

るかにかんたんな狭帯域の交流増幅で間に合う<sup>(1)</sup>ことになる。これがいわゆる変調増幅の原理であって、振動容量電位計はその代表例に属する。

振動容量電位計では、直流を交流化する変換器として、その名の示すように、機械的に振動する電極板を具えた絶縁のよい空気蓄電器 (振動容量変換器) を用いる。変換の原理はすでに本誌でもいくたびか解説した<sup>(2)</sup> (2a) が、念のためかんたんに繰返しておく。信号電流の全部または一部がこの蓄電器に蓄積されることによって、または物性的な接触 (表面) 電位差が原因で、両電極面に電荷±Qがあるとき、極板間の電位差 V と蓄電器の静電容量 C の間の関係式:  $Q = CV$  を微分すると、

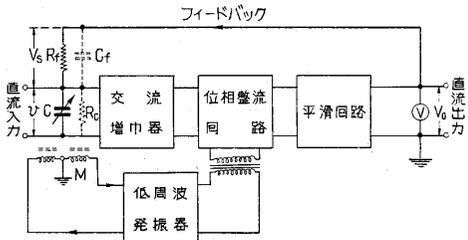
$$dQ = C dV + V dC$$

従って電極の振動によって容量が短時間  $dt$  内に  $dC$  だけ変るとき、1° 外部回路のインピーダンスが充分大きく電荷の出入  $dQ$  が無視できる場合には、極板間の電圧が  $dC$  と  $Q$  とに比例して  $dV = -V \cdot (dC/C) = -(Q/C^2) dC$  なる変化を示し、また 2° 外部回路のインピーダンスが充分小さく、極板間の電位差 V が接触電位差その他の物性的な原因による挿入起電力 (圧) によって一定 ( $dV = 0$ ) に保たれている場合には、外部回路に  $dQ/dt = V \cdot (dC/dt)$  なる電流 (瞬時値) が流れることになる。一般にはこの中間 (または「混合」) であることはいうまでもない。

そこで  $dC$  を振動的、たとえば sine 的に与えてやれば、測定しようとする直流的な量  $Q$  または  $V$  に正しく比例する交流信号電圧  $dV$  または信号電流  $dQ/dt$  が外部回路に発生することがわかる。またこれらの交流信号は  $dC$ 、したがって電極の振動の振幅が大きいほど大きく、例えば 1° の場合についてすぐわかるように変換能率  $\eta \equiv$  [交流信号電圧 (実効値)] / [電極間の直流電圧] は  $dC_{max} = C_{av}$  とするとき最高値  $1/\sqrt{2} = 0.71$  に達する筈である。しかし実際はいろいろの制約でここまで上げることは困難で、 $\eta = 0.1 \sim 0.2$  どまりが普通である。振動容量による機械的変調方式の特徴は、小型 (電話器のレシーバーくらい) 軽量で内部インピーダンスの極めて高いものが比較的容易につくれ、揺動や回路の断続なしに極小の駆動力で作働できるため安定で雑音 (noise) やハムの発生もほとんど皆無にすることができるとの点にある。むろん駆動用電磁石と振動容量との間

のシールドには充分注意する必要がある。また初段増幅管のマイクロフォン効果避けるため適当に除振の方法を講じる方がよい。

こうして交流化（周波数 50~1000 c/s）した信号を、電力で 100~120 db くらい増幅してから再び整流すると、直流入力信号に応じた直流出力電圧が得られる。しかしその値は電源電圧の変動やタマの特性の変化に基づく増幅利得の変化や、変換器の振幅の変化に伴う変換能率の変化などに応じて変わる不安定なものであり、linearity もよくない。こういう欠点を除くために、直流増幅でよく用いられる‘100% フィード・バック’法を採用する。すなわち、直流出力信号  $V_0$  がつねに入力信号  $V_S$  と反対の符号を取るように整流（位相整流）を行って、この直流出力をそのまま入力側にみちびき、入力信号を打消させるのである（第 1 図）。



第 1 図 振動容量電位計のブロック・ダイアグラム  
 C : 振動容量変換器  $R_f$  : 高抵抗 (約  $10^9 \sim 10^{12} \Omega$ )  
 M : 変換器駆動用電磁石

このとき、振動容量変換器にかかる電圧はもはや  $V_S$  そのものではなく、打消しの残り  $v = V_S - V_0$  にひとしい。ところで変換器、整流器を含めた直流増幅利得を  $G$  とすると明らかに  $V_0 = G \cdot v$  で、これを前式と組み合わせると  $V_0 = (G / (1 + G)) \cdot V_S$  となり、われわれの  $G \sim 1000 (\gg 1)$  であるから 0.1% の精度で  $V_0 \cong V_S$  となって出力側の電圧計には  $V_S$  がほとんど  $G$  に無関係にそのまま指示されることになる。

もとは振動容量法といえたいい手動式零位法 (manual null method) を使っていた。すなわち、振動容量と直列に、信号直流電圧  $V_S$  を打消すような向きの変起電圧  $E_0$  をポテンシオメーターにより挿入し、増幅器の交流出力をそのままスピーカーに入れたりブラウン管にみちびき、 $E_0$  をいろいろに変える。音または振幅の消えるときはちょうど  $E_0 = V_S$  であるから、このときの  $E_0$  をポテンシオメーター（または電圧計）で読んで  $V_S$  を知るのである。零位法の特長は変換が満足に行われ、交流増幅も充分に高利得でありさえすれば、示度はポテンシオメーターの信頼度（安定性や linearity など）だけに依存し変換能率  $\eta$  や利得  $G$ 、タマの特性等が電源変動などでどう変わろうとも（最小可検信号が多少かわる以外は）何ら影響を受けないという点にある。

しかし手動法で零点を見つけ出すのは何といっても手間と時間がかかるし、また上等の摺動抵抗を使わないと、接触不良で雑音がでたりすることも面白くない。

上に述べたフィード・バック方式は、こういう古典的な手動零位法の機能をそのまま自動化したいわば‘自動零位法’としても名付けうる方式であって、手動法のあらゆる特長が保存される上に、信号の瞬時値（にかなり近いもの）が刻々と‘手をコマネいて’直読でき、とくに純電子管式の場合はポテンシオメーターや、電池もいなくなる。これらの利点は何れも工業用計測器としてきわめて好ましい特徴といえることができる。

振動容量法そのものは、もともとは極めて古典的な接触電位差の測定法として知られている Kelvin 法の改良として考え出され (Zisman<sup>(3)</sup>, 1932) 主に物理化学の分野で愛用されてきた。これを微電流の変調増幅に利用することををはじめて試みたのは米国の Palevsky<sup>(4)</sup> 等 (1947) であるが、かれらははじめから上にのべたフィード・バック方式を取り入れ、基本的な回路解析を行ってその重要さを示すとともに、雑音による最小可検電圧の制限や、接触電位差の変化による示度変動についてもくわしく吟味した。そして注意深くつくり上げた数種類の変換器とフィードバック回路を使って、 $10^{-15} A$  という極微電流の安定な測定に成功したのである。増幅器の B 電源はべつに安定化もせず、初段管のフィラメント電源さえも低電圧エリミネーターで間に合せ、一切電池ぬきの作動で 24 時間あたりの零点移動をわずか 0.1 mV に抑えることができたということは、ふつうの直流増幅の常識からいえば驚ろくほかはない。なお最小可検電圧は雑音レベルで抑えられて約 0.1 mV であった。

その生い立ちからわかるように振動容量電位計は本来 2 通りの使いみちがある。ひとつは接触電位差や表面電位の測定用であって、試料面に標準電位面を兼ねた振動電極を向いあわせてその表面の間の電位差を拾い出すと同時にこれを交流電圧に変換させる。もう一つは Palevsky らのように微小電流の測定用とする場合で、固定振動両電極ともにその表面電位ができるだけかわらないようにしておいて電流を高抵抗  $R_f$  ( $10^9 \Omega$  以上) を通して接地点へ導き、その電圧降下に相当する電位差を振動容量で拾って交流に直す。電流が極めて小さいときは、入力側浮遊容量の充電で生じる微小電圧の増加の速さから電流値を求める場合もある。変換部の構造はおのずとちがってくるが、回路は同じもので兼用できる。これもふつうの直流増幅器ではまねのできない特色のひとつといえる。

ここでまだ説明してなかった位相整流の原理と有難さについて一寸触れておく。‘直流出力電圧  $V_0$  がいつでも入力信号  $V_S$  と反対の符号をとるようにする’出力の取り出し方は、直結型直流増幅器では出力をどの増幅段

階から取り出すかだけに気をつけなければならないが、われわれの変調増幅では途中でいちど直流を交流に変えておくので、増幅ののちこの交流出力をふつうのやり方で整流すると  $V_s$  が正でも負でも同じ向きの直流になってしまう。これでは困るからこんな工夫をする： $V_s$  (フィード・バックが効いている状態では、じつは  $v = V_s - V_0$ ) の符号が変わると‘搬送’交流の位相が  $180$  度かわることに目をつけて、交流出力をこれと同じ周波数で信号波と  $\pi$  の端下の位相差のないような一定位相の比較用交流電圧と適当に重ねあわせ、位相が反対になると反対符号の整流電圧が得られるようにする。これが位相整流である。

位相整流のやり方には (1) 整流信号で同期モーターをまわしポテンシオメーターを連動させる半機械的方法 (狭義の自動平衡型)、(2) エリミネーター回路を具えた純電子管回路的方法、(3) 接点を比較用交流で断続させる有極リレーの方法などいろいろあるが、共通の特長は特定周波数でしかも特定の位相の信号だけを重点的に拾い出して整流するために、この段階であらゆる妨害信号を大幅にいとめてしまうという余徳があることである。おかげで交流増幅そのものは強いて苦労して狭帯域にするまでもなくなるほどである。

#### 問題点とその対策

まるでくすりの効能書のようにうまい話ばかりならべたてたが、実際組み立てたり、使ったりしているとやはり何かとめんどうなこともでてくる。そういう注意事項を 2, 3 書いておく。

**変換器：**まずなによりも変換能率  $\eta$  を大きくしないと電荷感度がきめんに下る。実際この変換(変調)と、最終段の整流操作がどちらもたかだか数十%の能率でしか行われないうために変調増幅のあらゆる利便の代償として、フィード・バックなしの場合の直流電圧増幅度  $G$  を交流増幅部だけの  $G_0$  にくらべて 2 桁近く損するばかりでなく、最小可検電圧 ( $V_s \cdot \min$ ) をふつうの直流増幅のように雑音レベル<sup>(5)</sup>ぎりぎりのところまで下げるわけにはゆかなくなる。だから数十  $\mu V$  の変化を問題にするような生物電気の測定などには向かない。 $\eta$  は前に見たように  $\Delta C/C$  の程度だから、平行板蓄電器の場合 ( $C = S/4\pi d$ ,  $S$ : 極板面積,  $d$ : 極板間隔) を考えると  $\eta \sim 4d/d$  で、 $\eta$  を大きくするには振幅  $\Delta d$  をできるだけ大きく、平均極板間距離をできるだけ小さく、できれば  $d = \Delta d$  にする必要がある。しかし振幅  $\Delta d$  が大きくしかも安定に振動を維持することはなかなか難しいから、いきおい  $\Delta d$ 、従って  $d$  をごく小さく (0.5 mm 以下) にすることになりかなりひろい面積 (数  $\text{cm}^2$ ) にわたって、極板がぶつかり合う寸前の振幅で振動するようにするために製品化の場合は相当の精密工作が要求される。しかも一方の電極は工作のやりにくい高絶縁 ( $R \approx 10^{12}$

$\Omega$ ) 端子で支えなければならない。

また両電極面の表面電位の変化はそのまま直読メーターにあらわれるから、汚染や酸化を防ぐよう、金メッキをしたり、変換器全体を密閉した容器に入れて排気したのちアルゴンをつめたりいろいろの工夫がある。また局部的な汚れのために電極面が不均一な電位を示すときは、振動のしかたによっては零位法の示零点がはっきりしなくなるという特殊な誤差が生じることもある<sup>(6)</sup>。

ついでながら、接触電位差によるトラブルはふつうの直流増幅器でも初段管の陰極・グリッド間で同じように問題になるのであって、むしろこの場合の方が密閉型変換器よりも著しいくらいであることを指摘しておく。

**位相整流：**この整流方式では、前にも述べたように一定位相の標準交流電圧と同じ (または正反対の) 位相の信号だけを選び出して整流をするので、もし何かの事情で直流信号を搬送している交流信号の位相が標準交流の位相と  $\pi$  の端下だけずれると、整流出力は急に小さくなって感度が低下する。

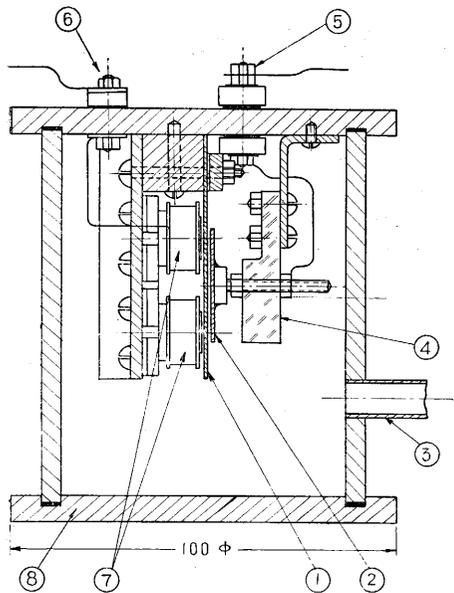
変換器の電極をできるだけ小さな駆動力で大きく振動させる目的でよく使われる舌片共振式の駆動法では、こういう位相のずれがとくに起りやすいから注意が要る。というのは駆動交流の周波数  $\omega$  が舌片の共振点  $\omega_0$  に近すぎ、これを越えるとき、強制振動の位相、従って搬送交流の位相は急に  $\pi$  だけ変わるので、駆動を共振点附近で行っているときは  $\omega$  または  $\omega_0$  のわずかな変動でもかなり大きな位相変動が生じるからである。

こういう位相揺動を避けるうまい方法は、変換器の振動電極 (舌片) そのものに音叉発振器の音叉のような役割をつとめさせ、これで駆動用発振回路の発振周波数  $\omega$  を  $\omega_0$  (に近い一定値) にたもち (自己発振の方法)、同時にこの発振回路の出力の一部を位相整流の比較用交流電圧として利用するやり方である。こうしておけば  $\omega_0$  が変わっても  $\omega$  がこれにつれてかわり、 $\omega - \omega_0$  の相対変化はずっと小さくなるので、位相変動も小さくなる。このほか交流増幅器を通る間にも信号交流はある程度の位相の遅れを生じるから、上記の発振回路と位相整流回路の間には適当な移相回路が必要になる。

**フィード・バック系：**位相整流を受けた信号交流をエリミネーター回路で回路的に平滑化する方式は、位相モーター・ポテンシオメータ連動の半機械的方式にくらべて軽便・安価の 2 点ですぐれているが、エリミネーターの段数を増して平滑化を完全にしようとするとき段毎の位相のずれの蓄積が大きくなるために発振のおそれが生じる。試みに RC 型多段平滑回路をもつフィード・バック系についてこのような安定性をしらべてみると、段数が 2 段以下では安定であるが、3 段以上では発振は避け難いことがわかる<sup>(8)</sup>。

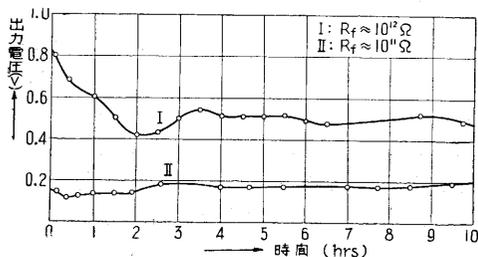
振動容量電位計では、変換器の振動容量に外から流れ





第3図 試作交換器の構造

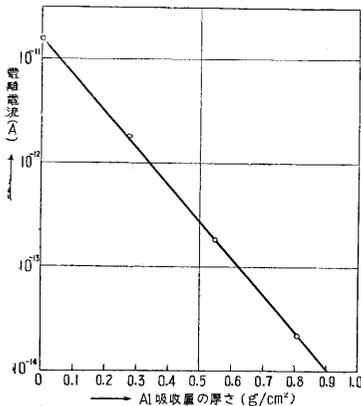
- ①電磁石
- ②固定電極
- ③真空抜口
- ④高絶縁材
- ⑤高絶縁端子
- ⑥絶縁端子
- ⑦電磁石
- ⑧真空容器



第4図 示零点の drift の一例

(電圧約 100 V) のイオン収集電極にむすび、 $Sr^{89}$  (約  $0.5 \mu c$ ) の  $\beta$  線 ( $r$  なし) による電離電流を測ってみた。

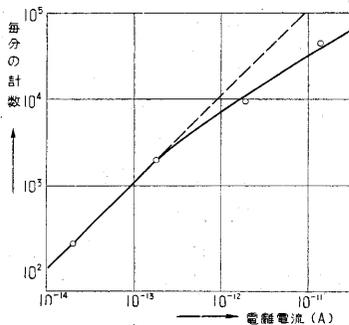
第5図に示すように、Al の吸収板を途中に入れて入射線量を落し、電流を  $10^{-14} A$  程度にへらしても、



だいたい予想通りの値が読み取られてほぼ十分な作働を物語っている。また計数管による測定結果とくらべたものが第5図であって、電離電流の大きいところで見られる 45 度直線からの外れは、計数管の不感時間の存在にもとづく数え落しのためと考えられる。

第5図  $Sr^{89}$   $\beta$  線 Al による吸収の曲線

応用分野の展望—むすびに代えて—



第6図 電離電流とカウント数との比例性の吟味

紙面の都合で詳しいことは別の機会にゆずるが、まず表面電位計としてのいろいろの応用は、今後ますます盛んになるものと思われ、とくに最近トランジスター工学

の方面から要望されている Ge などの半導体の表面の物理的性質の解明に<sup>(10)</sup> 活用されると予想される。

次に微小電流 (電荷) 測定用としては、コンデンサーの絶縁抵抗など高抵抗の測定<sup>(11)</sup>、放電管の暗電流の測定のような地味な応用のほかに、電離函とむすびつけて微弱放射線の検出装置としての利用がいろいろと試みられており、とくに  $\beta$  線厚み計の検知器用<sup>(12)</sup>、トレーサー用  $C^{14}$ 、 $H^3$  などの軟  $\beta$  線の検出用<sup>(13)</sup>、<sup>(13a)</sup>、障害予防用微弱レントゲン・メーター<sup>(14)</sup>、原子炉の中性子束密度の測定用など、新しい原子核工業で果す役割にも大きなものが期待される。また微量分析用質量分析計や超高真空計への応用<sup>(15)</sup>が普及する日も速くはなからう。すでに製品化されているガラス電極を用いた pH メーター<sup>(16)</sup>、<sup>(16a)</sup> もうまい応用のひとつである。

ふつうの直流増幅器とのちがいがよく弁えられた上でこの電位計の国内での製品化が進み、独特の応用分野が限りなく拓かれるよう、筆者は心から念願している。

終りに、この研究に熱心に協力され、本稿の執筆に当たっても数多くの有益な助言を寄せられた中田一郎氏に対して、心から感謝する次第である。 (1954. 11. 22)

文献と補註

- (1) 従って主増幅部のタマは交流で灯すこともできるし、雑音も大幅に減らせる。
- (2) 小川：生産研究, 2, 92 (1950).
- (2a) 中田, 小川：同誌 5, 59, (1953).
- (3) Zisman: R. S. I. 3, 367 (1932)
- (4) Palevsky, et. al: R. S. I. 18, 298 (1947)
- (5) むるん狭帯域増幅と位相整流によって、雑音レベルはふつうの広帯域の直流増幅器よりはずっと下っている。
- (6) 小川：応用物理 19, 189 (1950), 生産研究 5, 139 (1953)
- (7) Reese, Jr; Nucleonics, 6, 40 (1950)
- (8) 中田, 小川：生産研究 6, 311 (1954)
- (9) 屋代, 金森：応用物理, 23 129 (1954)
- (10) Brattain & Bardeen: BST J, 32, 1 (1953)
- (11) Lynch and Wesenberg: BST J, 26, 251 (1954)
- (12) Mandel: Brit. J A P, 5, 287 (1954)
- (13) Jesse, Hannum, Forstat & Hart: U. S. Atomic Energy Commission, MDDC-622 (Jan. 1947)
- (13a) Dorfman: Phys. Rev. 95, 393 (1954)
- (14) Kuper & Chase: R. S. I, 21, 356 (1950)
- (15) Alpert: Journ. Appl. Phys. 24, 860 (1953)
- (16) Kraus & Holmberg: Analyt. Chem. 22, 341 (1950)
- (16a) 古賀：科学, 21, 645 (1951)